

50376
1992
165

61283

50376
1992
165

N° d'ordre : 945

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le titre de

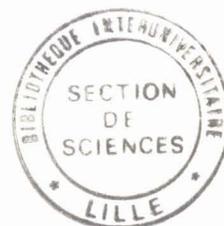
DOCTEUR DE L'UNIVERSITE
Spécialité : ELECTRONIQUE

par

Aziz BENLARBI DELAÏ

**CAPTEURS DE POSITIONNEMENT UTILISANT
DES CORRELATEURS MICRO-ONDES
LOI HORAIRE ALGEBRIQUE-TELEMETRIE CELLULAIRE**

soutenu le 7 juillet 1992 devant la Commission d'Examen



Membres du jury :MM.

E. CONSTANT
Y. LEROY
W. VAN LOOCK
R. TORGUET
P.A. ROLLAND
P. GAMAND

Président
Directeur de Thèse
Rapporteur
Rapporteur
Examineur
Examineur

"La science est toujours un enchaînement de propositions réfutables, et ce qui échappe à toute possibilité de réfutation relève de la magie ou de la mystique, non du domaine scientifique."

Ilya Prigogine Prix Nobel de Chimie 1977

Ce travail a été effectué au Département Hyperfréquences et Semi-conducteurs (DHS-IEMN) de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, dirigé par Monsieur le Professeur G. SALMER.

Je remercie vivement Monsieur le Professeur E. CONSTANT qui me fait l'honneur de présider la commission d'examen.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance envers Monsieur le Professeur Y. LEROY, qui a assuré la direction de ce travail. Je lui exprime ma gratitude pour l'aide amicale qu'il m'a apportée.

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

Je remercie Monsieur le Professeur P.A. ROLLAND, Professeur à l'Université de Lille, qui participe à ce jury d'examen.

Mes remerciements vont également à Monsieur P. GAMAND, Responsable du groupe de Conception Hyperfréquences du Laboratoire d'Etudes Physiques de P.M.L. en tant qu'examineur et membre du jury.

Je ne saurais oublier Messieurs D. MATTON et J.C. VAN DE VELDE pour les discussions fructueuses entretenues tout au long de ces deux dernières années, qu'ils trouvent ici l'expression de ma sympathie.

Je tiens à remercier vivement tous mes camarades du laboratoire pour la sympathie qu'ils m'ont témoignée.

Je ne saurais oublier d'adresser mes remerciements à tous ceux qui ont contribué à la réalisation de ce mémoire en particulier:

- M. Ringot du Service d'Electronique,
- M. Vandermoere de la Centrale de Technologie,
- Mme Delos et M. Playez de la Centrale de Caractérisation,
- MM. Jennequin, Michon et Andries de l'Atelier de Mécanique,
- M. Dehorter de l'Atelier de Reprographie.

A mes Parents, A Isabelle, A Kenza

INTRODUCTION GENERALE	1
1. OBSERVATION D'UNE SOURCE MONOCHROMATIQUE A L'AIDE D'UN RECEPTEUR A CORRELATION	4
1.1 Introduction	4
1.2 Rappel du principe des récepteurs à corrélation et d'applications antérieures	5
1.2.1 Principe général	5
1.2.2 Applications antérieures	6
1.2.2.1 Interféromètre marin	7
1.2.2.2 Interféromètre de Ryle	7
1.2.2.3 Croix de Mills	8
1.2.3 Constitution du corrélateur	9
1.2.3.1 Corrélateur à TEC bigrille	9
1.2.3.2 Dispositif à commutation de phase	10
1.2.3.3 Corrélateur à mélangeur doublement équilibré	10
1.2.3.4 Corrélateur à diodes	11
1.2.3.5 Corrélateur complexe	12
1.2.3.6 Remarques	15
1.2.4 Situation envisagée	15
1.2.4.1 Description	15
1.2.4.2 Différence de marche des signaux reçus à partir d'une source située à une distance finie	15
1.3 Définition de la surface sous investigation	17
1.3.1 Base 2D de l'interféromètre	18
1.3.2 Géométrie et angle d'ouverture des antennes	21
1.3.3 Niveau minimal exploitable	22
1.3.3.1 Expression du signal interférométrique	22
1.3.3.2 Origines du bruit du récepteur	23
1.3.3.3 Définition de la tension minimale exploitable	24
1.4 Surface sous investigation : calculs et expériences	25
1.5 Conclusion	29
Bibliographie Chapitre 1	30
2. EXEMPLES D'APPLICATIONS DU CAPTEUR A CORRELATION; LOI HORAIRE D'UN MOBILE	34
2.1 Introduction	34

2.2 Applications possibles du procédé interférométrique	35
2.2.1 Télémétrie : cas général	35
2.2.2 Positionnement d'une source	36
2.2.3 Détermination du centre de phase	37
2.2.3.1 Centre de phase : définition	37
2.2.3.2 Méthode de calcul et de mesure du centre de phase	37
2.2.3.3 Banc de mesure à 10GHz	38
2.2.3.4 Résultats expérimentaux et interprétations	39
2.2.3.5 Caustique des éléments rayonnants	40
2.3 Etude de la loi horaire d'un mobile sur une trajectoire linéaire	41
2.3.1 Distance h à la trajectoire connue	41
2.3.1.1 Principe	41
2.3.1.2 Description du banc de mesure	43
2.3.1.3 Corrélateur fonctionnant à "courte distance"	43
2.3.1.4 Corrélateur fonctionnant à "grande distance"	44
2.3.2 Utilisation d'un interféromètre	49
2.3.2.1 Principe	49
2.3.2.2 Résultats expérimentaux	51
2.3.3 Distance à la trajectoire inconnue	53
2.3.3.1 Principe	53
2.3.3.2 Utilisation de corrélateurs	54
2.3.3.3 Utilisation d'un interféromètre	55
2.3.4 Loi horaire algébrique	55
2.3.4.1 Définition et principe	55
2.3.4.2 Résultats de simulations et mesures	56
2.3.4.3 Accroissement de la résolution	57
2.5 Limitations et sources d'erreurs	58
2.6 Conclusion	60
Bibliographie chapitre 2	61
3. PROCEDE DE LOCALISATION A DEUX DIMENSIONS : TELEMETRIE CELLULAIRE	64
3.1 Introduction	64
3.2 Principe de la localisation à deux dimensions (2d)	65
3.2.1 Les systèmes hyperboliques	65
3.2.1.1 Propriétés des interféromètres	65
3.2.1.2 Principe des systèmes hyperboliques	66
3.2.2 Télémétrie cellulaire	67
3.2.2.1 Mise en équation	67

3.2.2.2	Positionnement sur une trajectoire linéaire perpendiculaire à l'axe d'observation	68
3.2.2.3	Positionnement à 2 dimensions (2d) : Télémétrie cellulaire	69
3.2.2.4	Description et résultats des simulations	70
3.2.2.5	Signaux perturbés	74
3.2.3	Télémétrie absolue	79
3.2.3.1	Calcul du déphasage et génération des hyperboles	80
3.2.3.2	Résultats des simulations	80
3.2.3.3	Signaux déséquilibrés	80
3.3	Etude expérimentale	81
3.3.1	Éléments rayonnants	81
3.3.1.1	Antenne Patch "conformal antenna"	82
3.3.1.2	Antenne monopole	82
3.3.1.3	Autres types d'antennes	84
3.3.2	Conception et réalisation du corrélateur complexe en technologie hybride	84
3.3.2.1	Coupleur 3dB-90°	85
3.3.2.2	Les détecteurs	85
3.3.2.3	Simulation et caractérisation du corrélateur complexe	85
3.3.3	Surface exploitable	86
3.3.4	Mise en oeuvre expérimentale de la télémétrie cellulaire; résultats	87
3.3.4.1	Dispositif expérimental	87
3.3.4.2	Environnement "normal"	87
3.3.4.3	Environnement fortement réfléchissant	88
3.3.5	Mise en oeuvre expérimentale de la télémétrie absolue; résultats	88
3.3.5.1	Environnement "normal"	88
3.3.5.2	Environnement fortement réfléchissant	89
3.4	Applications	89
3.5	Conclusion	90
	Bibliographie chapitre 3	91
	CONCLUSION GENERALE	94
	ANNEXE	96

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Les interféromètres et corrélateurs micro-ondes sont utilisés depuis plusieurs décades en radioastronomie et télédétection. Dans ce cas les signaux sont reçus par deux ou plusieurs antennes; on élève au carré leur somme, deux à deux, (interférométrie) ou bien on les multiplie en soumettant préalablement l'un d'entre-eux à un retard τ avant intégration (corrélation) [1].

L'intérêt essentiel de ces systèmes, par rapport au cas où un détecteur quadratique fait suite à une seule antenne consiste en l'accroissement de la résolution spatiale [2].

Certains de ces procédés, fonctionnant selon un principe voisin, exploitent soit une différence de temps de retard ("time difference of arrival" TDOA), une différence de fréquence ("frequency difference of arrival" FDOA ou "differential Doppler" DD) [3] ou une différence d'angle d'observation ("angle difference of arrival" AOA) [4].

Des procédés de radionavigation et de localisation, tels DECCA, LORAN-C, OMEGA,..., sont eux aussi relativement anciens et basés sur l'exploitation du retard entre des signaux synchrones qui parcourent des trajets différents [5].

L'intérêt du groupe Nouvelles Applications des Micro-Ondes (NAMO) concerne la définition de capteurs fonctionnant à des distances beaucoup plus courtes que dans les cas précités. Mais il est possible de transposer à courte distance des techniques qui ont fait leurs preuves dans le cas des grandes distances. Dans cet ordre d'idées, tandis que des études étaient faites sur des radiomètres à corrélation opérant en champ proche visant des applications en thermométrie [6], [7], D. MATTON [8] réalisait un travail exploratoire sur de nouveaux capteurs micro-ondes basés sur l'interférométrie, intéressant le domaine de la télémétrie, de la cinémométrie et du positionnement. Les applications qu'il a décrites, opérant à des distances de quelques mètres, concernent la loi horaire d'un mobile sur une trajectoire linéaire et la mesure de hauteur ou de niveau.

C'est la suite de ce travail qui fait l'objet de cette thèse.

Dans un premier chapitre, nous rappelons le principe des applications antérieures du type cité et décrivons les systèmes utilisés. Nous définissons un nouveau paramètre, la surface sous investigation dans laquelle la présence et le déplacement de l'émetteur sont décelables par un récepteur à corrélation.

Le deuxième chapitre traite de façon systématique le problème de la loi horaire d'un mobile sur une trajectoire perpendiculaire à la direction d'observation. Des essais sont réalisés à 10 et 35GHz. Nous décrivons aussi une retombée du procédé qui intéresse la détermination du centre de phase d'une antenne.

Le troisième chapitre décrit un procédé nouveau de localisation à deux dimensions d'une source au moyen de deux corrélateurs. Cette méthode est appelée Télémétrie Cellulaire car le positionnement est réalisé en termes de cellules élémentaires; elle est basée sur un traitement binaire des signaux, mais la précision peut être accrue par un traitement analogique.

Bibliographie Introduction Générale

- [1] W. N. CHRISTIANSEN and J. A. HÖGBOM
"Radio-Telescope" Chap 1,5 et 7
Cambridge University Press 1969.
- [2] W. N. CHRISTIANSEN
"A High Resolution Aerial for Radio Astronomy"
Nature, pp 831-833, May 9, 1953.
- [3] P. C. CHESNUT
"Emitter Location Accuracy Using TDOA and Differential Doppler"
IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., Vol. AES-18, pp 214-218 1982.
- [4] D. W. HORNER
"Specification, Localisation and Testing of Phase Interferometers"
Microwave Journal, pp 139-155, February 1988.
- [5] D. MUNIER
"Navigation et Positionnement par Satellite : les Différents Systèmes"
Toute l'électronique, n°510, pp 42-47, Janvier 1986.
- [6] L. BELLARBI
"Définition de la Thermographie Micro-onde par Corrélation"
Thèse de 3ème cycle, Lille, 1984.
- [7] P. WARO
"Température de Corrélation de Quadripôles Dissipatifs (Applications à différentes structures de propagation multimodes)"
Thèse de l'Université, Lille, Mai 1992.
- [8] D. MATTON
"Principe et Faisabilité de Nouveaux Capteurs Interférométriques Micro-ondes"
Thèse de Docteur de l'université, Lille, Janvier 1989.

CHAPITRE 1

OBSERVATION D'UNE SOURCE MONOCHROMATIQUE A L'AIDE D'UN RECEPTEUR A CORRELATION

CHAPITRE 1

Observation d'une source monochromatique à l'aide d'un récepteur à corrélation

1.1 Introduction

Dans l'introduction générale, nous avons rappelé que les techniques interférométriques ou de corrélation sont utilisées pour observer et localiser des sources rayonnantes. Leur avantage essentiel, par rapport aux récepteurs à puissance totale est une augmentation importante de la résolution spatiale.

Dans ce chapitre, nous rappelons le principe général du procédé et son utilisation en micro-ondes.

Après avoir énuméré les différentes conceptions du récepteur à corrélation , nous essayons de mettre en évidence, dans une situation que nous définissons, le périmètre à l'intérieur duquel une source peut être observable, le récepteur utilisé étant fixé.

Ce dernier point, particulièrement intéressant en vue d'applications pratiques, donne lieu à des vérifications expérimentales à 10GHz.

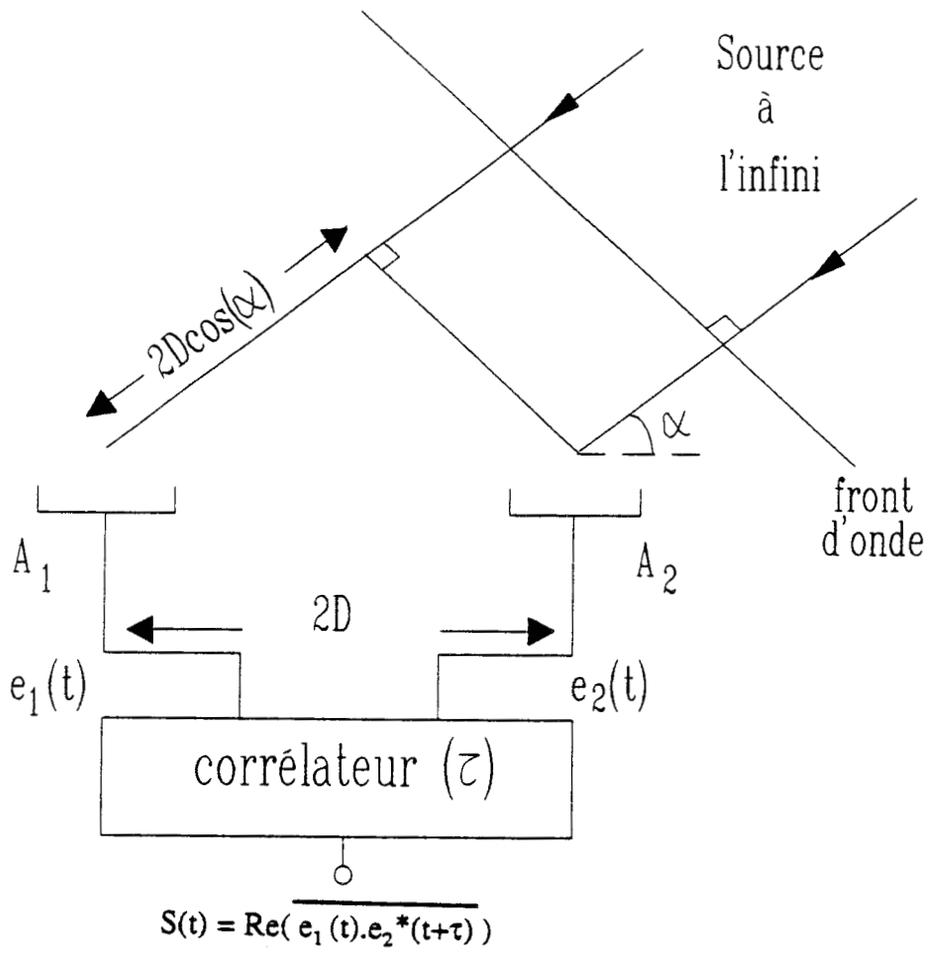


Figure 1.1 : Principe de l'interféromètre

1.2 Rappel du principe des récepteurs à corrélation et d'applications antérieures

1.2.1 Principe général

Le récepteur est constitué de deux antennes A_1 et A_2 suivies d'un corrélateur. Les antennes sont séparées par une distance $2D$, appelée base de l'interféromètre ou "baseline", (Figure 1.1), généralement exprimée en longueur d'onde ($2D/\lambda$).

Ainsi le récepteur réalise la valeur moyenne du produit des signaux $e_1(t)$ et $e_2(t)$ provenant d'une source captée par les antennes, avec éventuellement introduction d'un retard τ dans l'un de ses bras soit

$$S(t) = \text{Re}(e_1(t) \cdot e_2^*(t+\tau)) \quad (1.1)$$

Si les signaux $e_1(t)$ et $e_2(t)$ sont des sinusoides de même fréquence f , on peut écrire

$$e_1(t) = E_1 \cos(\omega t) \quad (1.2)$$

$$e_2(t) = E_2 \cos(\omega t + \varphi) \quad (1.3)$$

Dans la situation la plus fréquente (Figure 1.1), la source est à l'infini d'où

$$\varphi = 2\pi \frac{2D \cos\alpha}{\lambda} \quad (1.4)$$

avec λ la longueur d'onde du rayonnement et α l'angle d' incidence du rayon .

Les tensions $e_1(t)$ et $e_2(t)$ sont généralement traitées par un système qui fournit en sortie les parties réelle et imaginaire S_R et S_I de leur produit de corrélation.

$$S_R = E_1 E_2 \cos(\varphi) \quad (1.5)$$

$$S_I = E_1 E_2 \sin(\varphi) \quad (1.6)$$

Les signaux S_R et S_I obtenus en fonction du déplacement de la source constituent des interférogrammes.

Dans un certain nombre de cas, une seule de ces deux quantités est nécessaire au traitement .

Lorsque le signal reçu est constitué de bruit, le résultat précédent doit être intégré dans la bande passante du récepteur [1].

Considérant toujours la source à l'infini, pour

$$\cos\alpha = \frac{k\lambda}{2D} \quad (1.7)$$

avec k entier, les signaux appliqués à l'entrée du récepteur sont en phase.

Par contre, lorsque

$$\cos\alpha = \frac{(k+0.5)\lambda}{2D} \quad (1.8)$$

ils sont en opposition de phase. Ainsi pour tout mouvement relatif de la source par rapport au récepteur, nous observons des figures d'interférences qui contiennent un certain nombre d'informations sur la vitesse, la position et la dimension de l'objet rayonnant, ainsi que sur la polarisation de la source qui lui est associée [2].

1.2.2 Applications antérieures

Les techniques interférométriques à longue distance ont été d'abord utilisées en optique, ceci à des fins astrométriques [3].

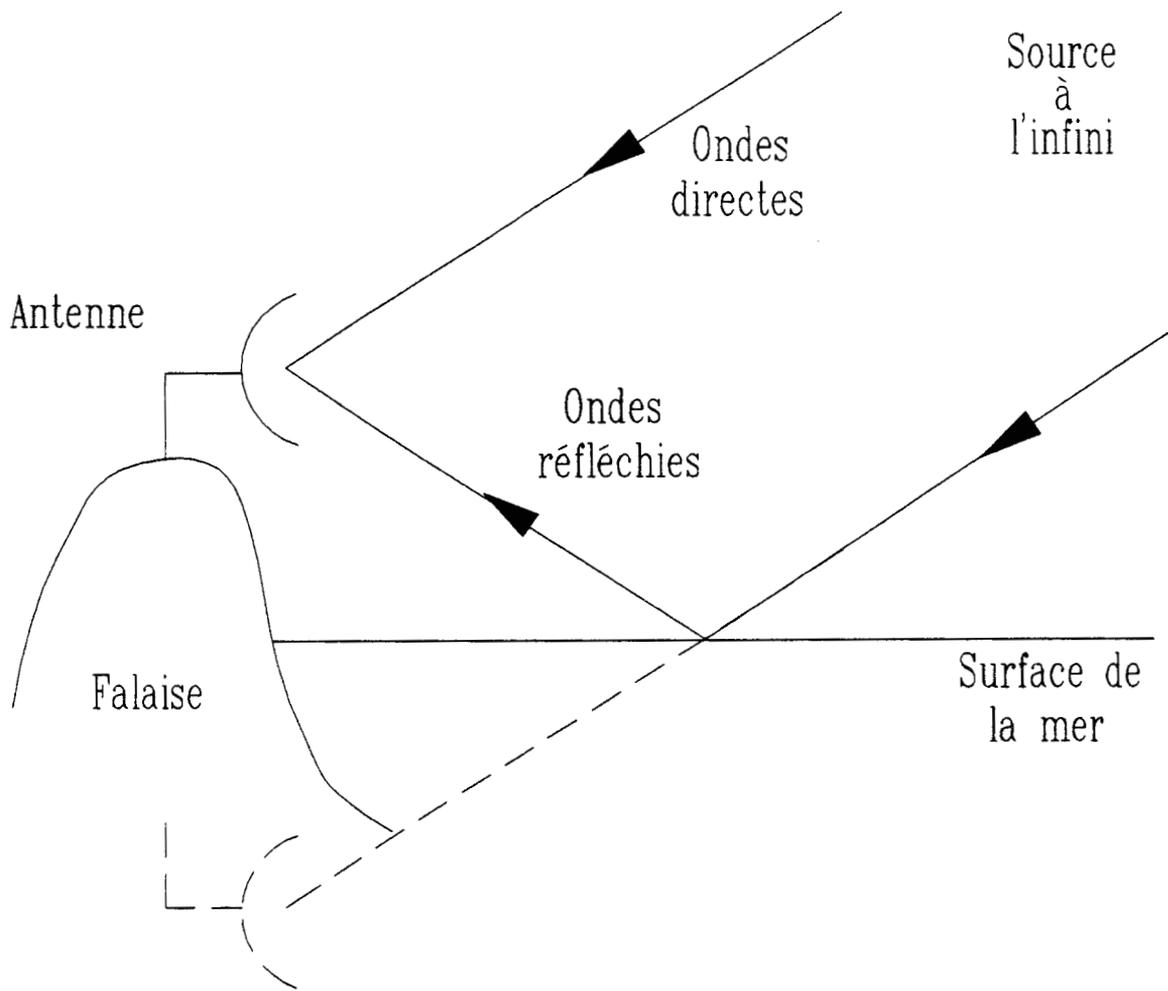


Figure 1.2 : Interféromètre marin

La découverte en 1930 par Karl G. JANSKY d'étoiles émettant dans le domaine des radio-fréquences (radio-star) a entraîné la transposition de ces techniques au domaine micro-ondes; ce fut le début de la radioastronomie [4].

Nous passons en revue les différents interféromètres pionniers dans ce domaine.

1.2.2.1 Interféromètre marin (Figure 1.2)

Le premier interféromètre à avoir été utilisé en hyperfréquence, l'interféromètre marin, est constitué d'une seule antenne située sur le haut d'une falaise, il reçoit sur un détecteur quadratique la somme des ondes directes et des ondes de même origine réfléchies par la surface de la mer, d'où des signaux d'interférences.

Ce type d'instrument est inusité car peu précis, en outre il ne permet d'observer que des sources radiofréquences peu élevées sur l'horizon.

1.2.2.2 Interféromètre de Ryle

Ce type d'interféromètre, est un cas particulier de la configuration présentée figure 1.1. Il nous intéresse et plus particulièrement le corrélateur qui le compose, une idée originale de Sir Martin Ryle (1950). Ce corrélateur à temps de retard nul, utilisé en radioastronomie [5] porte le nom "d'interféromètre à commutation de phase".

En effet pour un déphasage nul entre $e_1(t)$ et $e_2(t)$ le signal de sortie S_0 de l'interféromètre s'écrit

$$S_0 = K \operatorname{Re}(\overline{[e_1(t) + e_2(t)]^2}) \quad (1.9)$$

avec K une constante.

Pour un déphasage de π introduit dans l'un des bras du corrélateur, le signal de sortie S_π s'écrit

$$S_\pi = K \operatorname{Re}(\overline{[e_1(t) - e_2(t)]^2}) \quad (1.10)$$

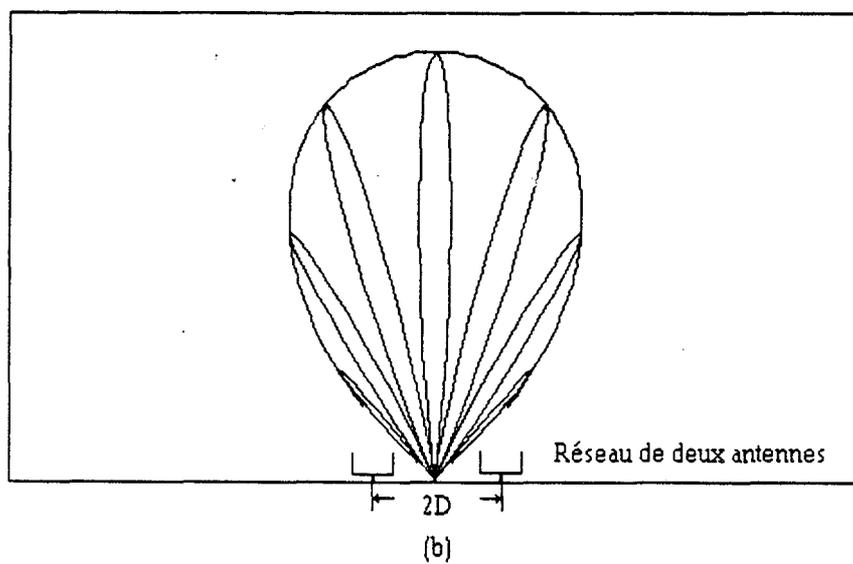
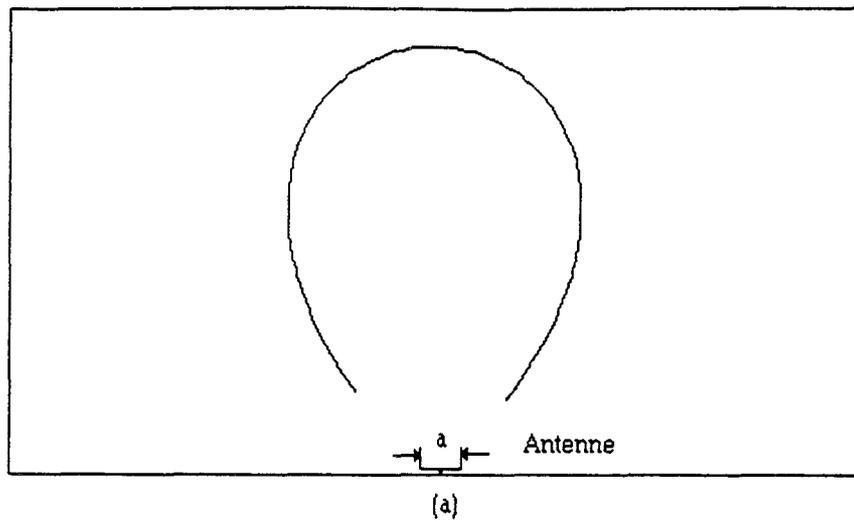


Figure 1.3 : Diagramme de rayonnement en coordonnées polaires a) d'une antenne b) d'un réseau constitué par deux antennes de type (a) associées à un corrélateur.

la valeur moyenne de la différence procure le signal de sortie ΔS

$$\Delta S = K (S_0 - S_\pi) = 4 K \overline{\text{Re}(e_1(t) e_2^*(t))} = 4 K E_1 E_2 \cos \alpha \quad (1.11)$$

Lorsqu'une source (radio-star) se déplace dans le ciel en mouvement relatif par rapport à la terre, dans des conditions telles que sa trajectoire et les points $A_1 A_2$ (Figure 1.1) soient dans le même plan, elle produit des franges de période $\lambda/2D$ radians; au delà d'une certaine taille de la source, les interférogrammes produits par les sources élémentaires se combinent et se dégradent au point que l'on ne distingue plus les franges. C'est la raison pour laquelle le procédé n'intéresse que les sources de petite taille.

Plus précisément, l'association des deux antennes au corrélateur réalise une antenne dont le diagramme de rayonnement est multilobes (Figure 1.3b), d'où les propriétés qui viennent d'être énoncées concernant le pouvoir séparateur. Dans ce cas et assumant une distribution uniforme sur la base $2D$, on montre que le lobe principal a une ouverture [2]

$$\theta(\text{degré}) = \frac{57,3\lambda}{2D} \quad (1.12)$$

pour $h \gg D \gg \lambda$

L'interféromètre introduit un gain en directivité, puisque l'angle d'ouverture pour une seule antenne d'ouverture $2D$ est $\theta = 114.6\lambda/2D$. Cependant, on note aussi l'existence possible d'une ambiguïté puisque le diagramme de rayonnement comporte maintenant plusieurs lobes secondaires.

1.2.2.3 Croix de Mills (Figure 1.4)

Pour être très directive et notamment dans les deux plans principaux (pencil-beam), une antenne, par exemple une ouverture rectangulaire doit avoir ses deux dimensions très supérieures à la longueur d'onde. Un artifice conduisant au même résultat utilise deux antennes de surface nettement plus faible, l'une de longueur a et de largeur h avec ($h \ll a$), l'autre de longueur b et de largeur h' avec ($h' \ll b$). Chacune de ces antennes présente un diagramme de rayonnement très directif dans le sens de sa longueur mais peu directif dans le sens de la largeur réalisant ainsi un faisceau dit en cosécante carré ou "fan-beam" [6]. Ces deux antennes sont disposées selon des perpendiculaires. Le produit de corrélation des deux

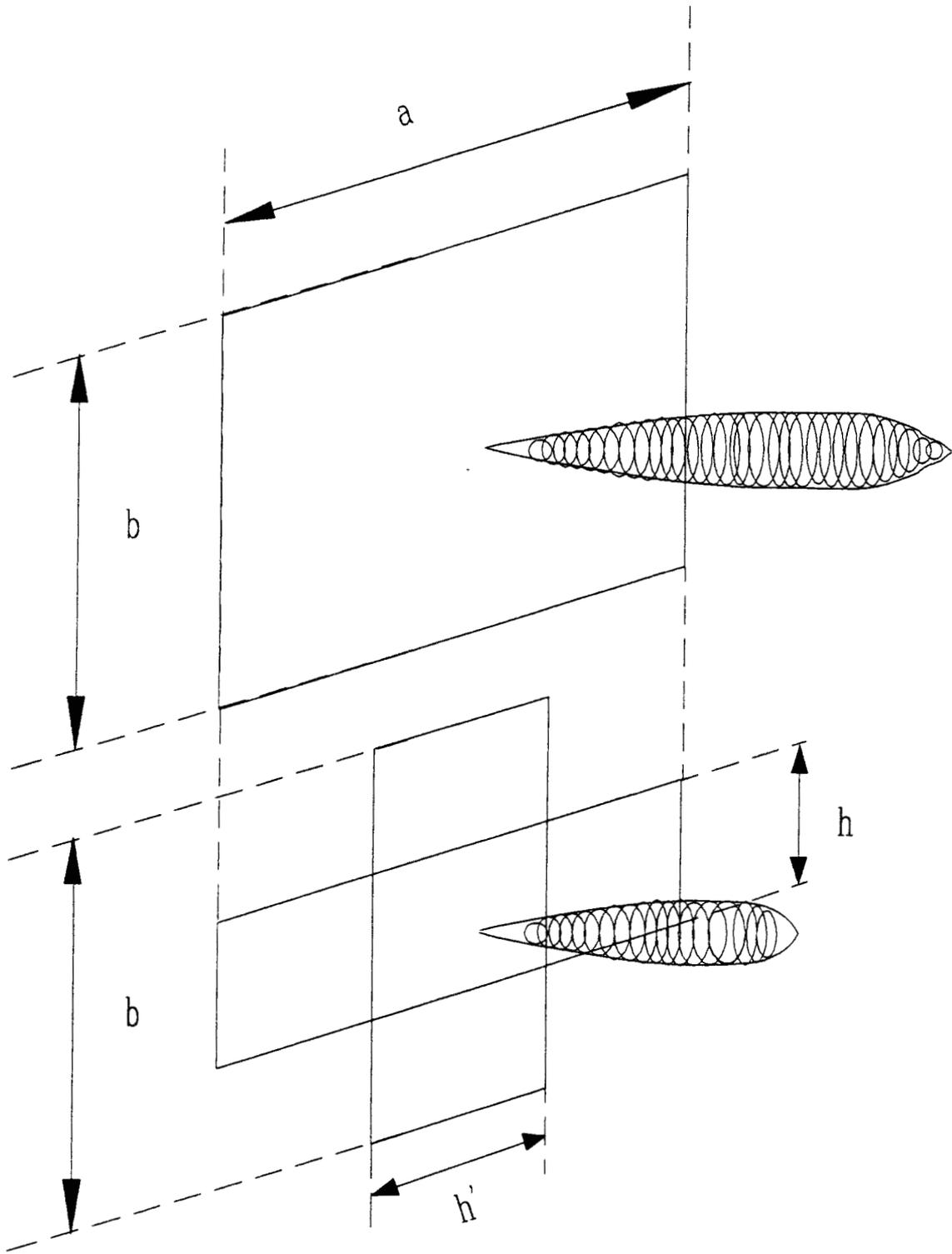


Figure 1.4 : Antenne de surface rectangulaire (axb) et Croix de MILLS correspondante

signaux captés ne prend en compte que les parties communes des deux diagrammes d'où un diagramme de rayonnement équivalent à un "pencil-beam" (Figure 1.4).

Néanmoins, à cause de la faible valeur de sa surface équivalente la puissance reçue par cette antenne dite "Croix de Mills" [7] reste plus faible que celle reçue par l'antenne de surface axb .

En pratique, chacune des deux antennes est réalisée par un réseau d'éléments rayonnants de plus petite taille formant un interféromètre.

Une autre alternative consiste à réaliser l'une de ces deux antennes en déplaçant un seul élément rayonnant sur la longueur a ou b ; ceci constitue un interféromètre à base variable, un cas particulier d'antennes synthétiques.

Notons que le signal exprime alors une composante de la transformée de Fourier spatiale de la distribution de brillance de la source [8]. Exploitée en synthèse d'ouverture, cette technique permet de retrouver des courbes d'intensité du ciel [9] à partir d'observations terrestres et aussi de former des images de la terre à partir des observations faites par des satellites comme Spot [10] ou ERS 1 [11]. Elle permet aussi de réaliser des radiomètres à très haute résolution [12].

1.2.3 Constitution du corrélateur

Nous présentons dans ce paragraphe les différentes manières de réaliser un corrélateur et discutons ses caractéristiques.

Nous présentons aussi des résultats d'essais sur certains de ces systèmes.

1.2.3.1 Corrélateur à TEC bigrille

Des études réalisées au laboratoire par Y. BONNAIRE [13] ont montré les difficultés d'utilisation d'un TEC bigrille en vue de la multiplication de signaux analogiques.

Malgré sa relative bonne sensibilité et sa grande dynamique (entre -20dBm et 8dBm), le signal de sortie, produit des deux signaux d'entrée appliqués chacun sur une grille du F.E.T., s'accompagne d'une tension de décalage qui varie en fonction du niveau d'entrée.

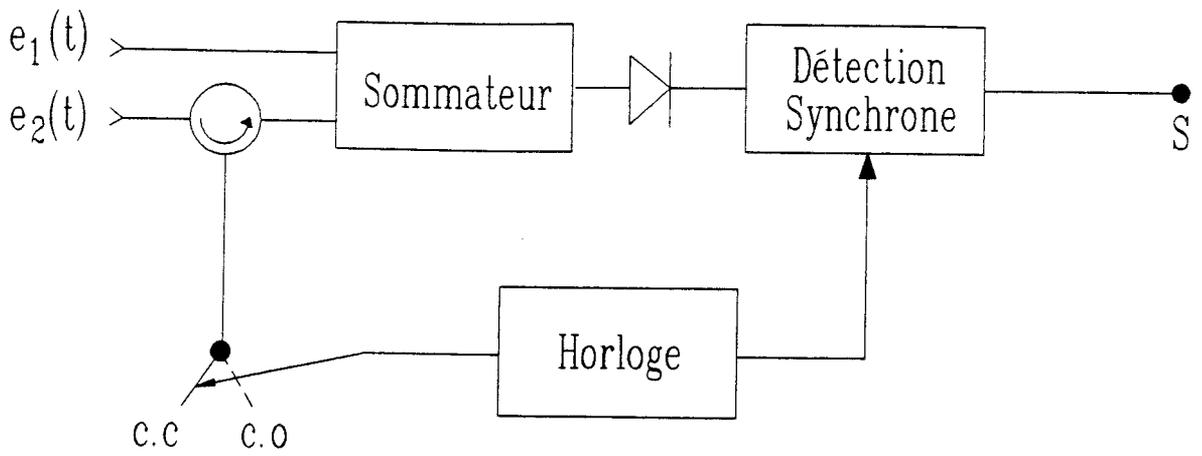


Figure 1.5 : Dispositif à commutation de phase.

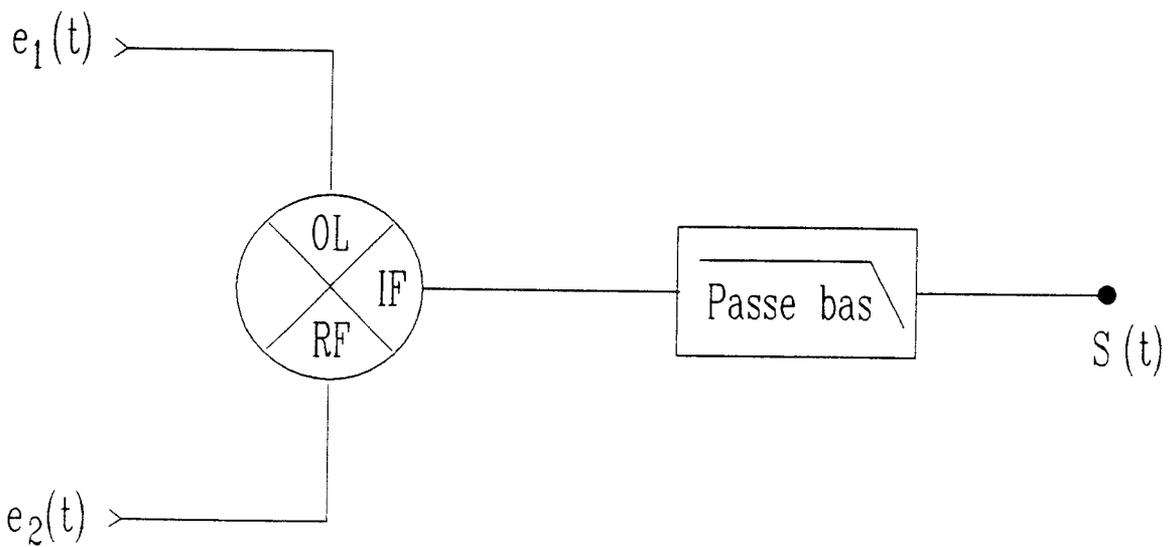


Figure 1.6 : Corrélateur à mélangeur doublement équilibré.

Ceci est préjudiciable au procédé que nous comptons exploiter qui est fondé sur une détection de passage par zéro du signal.

1.2.3.2 Dispositif à commutation de phase (Figure 1.5)

L'intérêt de ce procédé utilisé pour la première fois dans l'interféromètre de Ryle (cf 1.2.2.2) est que l'on dispose d'un signal modulé en amplitude, ceci permet d'éliminer le bruit en $1/f$ et donc d'accroître la sensibilité tangentielle de la diode de détection et d'accroître le rapport signal/bruit du récepteur.

1.2.3.3 Corrélateur à mélangeur doublement équilibré (Figure 1.6)

Les signaux $e_1(t)$ et $e_2(t)$ sont appliqués sur les entrées O.L. et R.F. d'un mélangeur doublement équilibré suivi d'un filtre passe-bas.

Usuellement, l'entrée O.L. du mélangeur est attaquée par un signal de niveau relativement important (typiquement supérieur à 3dBm [14]) dans le but de réduire les pertes de conversion [15] et de prépolariser la diode Schottky. C'est la raison pour laquelle nous avons tenu à tester cette méthode étant donné que notre mode opératoire est peu usuel. Pour cela, nous avons travaillé sur un mélangeur du commerce type MERRIMAC 01-10GHz pour des niveaux O.L. allant jusque -33dBm.

• Description du banc de mesure à 10GHz (Figure 1.7)

Un signal hyperfréquence est appliqué à chacun des deux bras du corrélateur à l'aide d'un diviseur de puissance. L'un des deux signaux peut être déphasé; chaque bras peut comporter un atténuateur fixe.

• Résultats expérimentaux

$$1^{er} \text{ cas: } P_{RF} = P_{OL} = P/2$$

La figure 1.8 représente l'évolution de la sortie IF en fonction du déphasage pour différents niveaux de la puissance d'entrée. Dans tous les cas, on constate que la période est

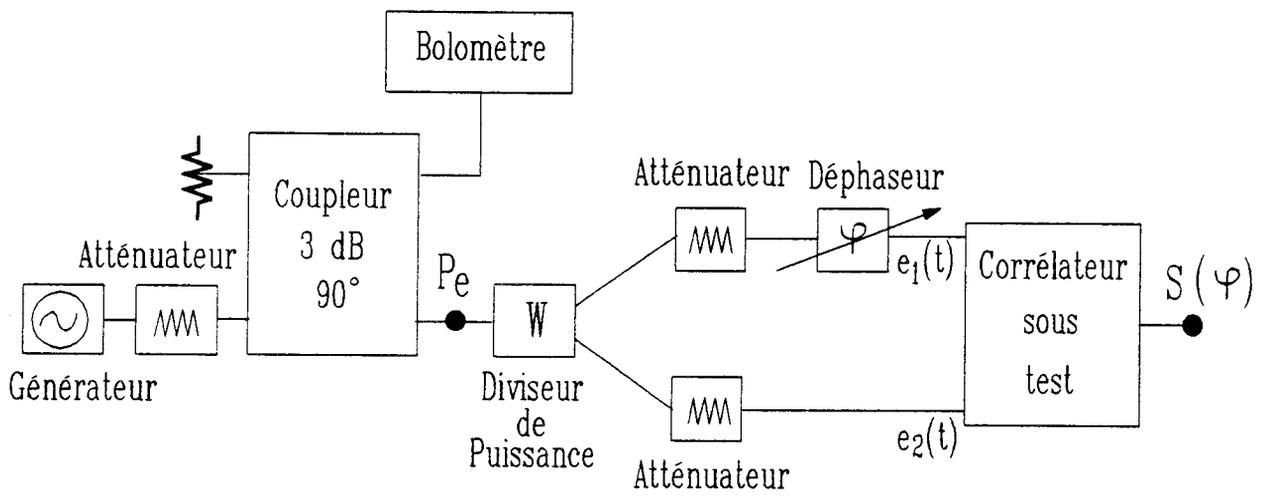


Figure 1.7 : Banc de mesure à 10 GHz utilisé pour tester deux types de corrélateurs : mélangeur et corrélateur à diodes.

sensiblement conservée, ce qui est intéressant pour le traitement ultérieur de l'interférogramme.

Par contre la durée des demi-périodes varie d'environ 15 % lorsque P_e passe de -13dBm à -33dBm. Ceci est dû à la faible valeur de la puissance O.L qui fait fonctionner le mélangeur en détecteur [16].

2^{ème} cas : $P_{RF} \neq P_{OL}$

Dans cette configuration nous avons distingué deux situations:

a) $P_{RF} = -23 \text{ dBm}$, $P_{OL} = -33 \text{ dBm}$

On remarque (Figure 1.9a) une très importante tension de décalage qui vaut environ 30% de l'excursion maximale introduisant ainsi un déséquilibre entre les deux demi-périodes.

b) $P_{RF} = -33 \text{ dBm}$, $P_{OL} = -23 \text{ dBm}$

A l'inverse lorsque le signal RF est atténué de 10dB par rapport au signal O.L, le décalage n'est plus que de 16 % (Figure 1.9b) et les demi périodes sont à peu près ce qu'elles étaient pour $P_e = -20 \text{ dBm}$ (Figure 1.8a)

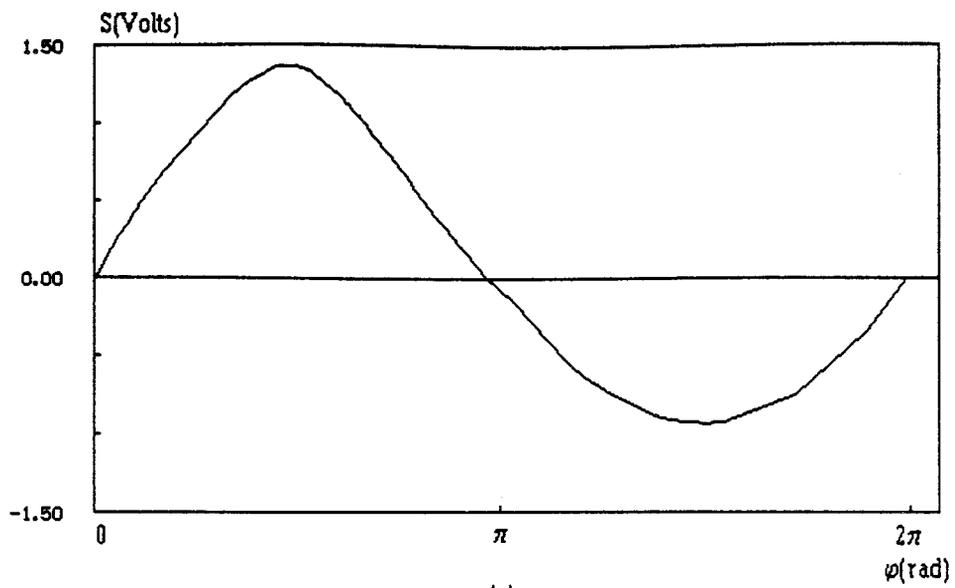
Les cas a et b montrent le caractère dissymétrique de ce mélangeur.

Habituellement, le signal O.L correspond à des puissances relativement élevées, ce qui permet d'autopolariser les diodes. Un niveau O.L trop faible perturbe le fonctionnement du corrélateur: bien que la période soit conservée, ce caractère dissymétrique du signal de sortie est peu favorable à notre application.

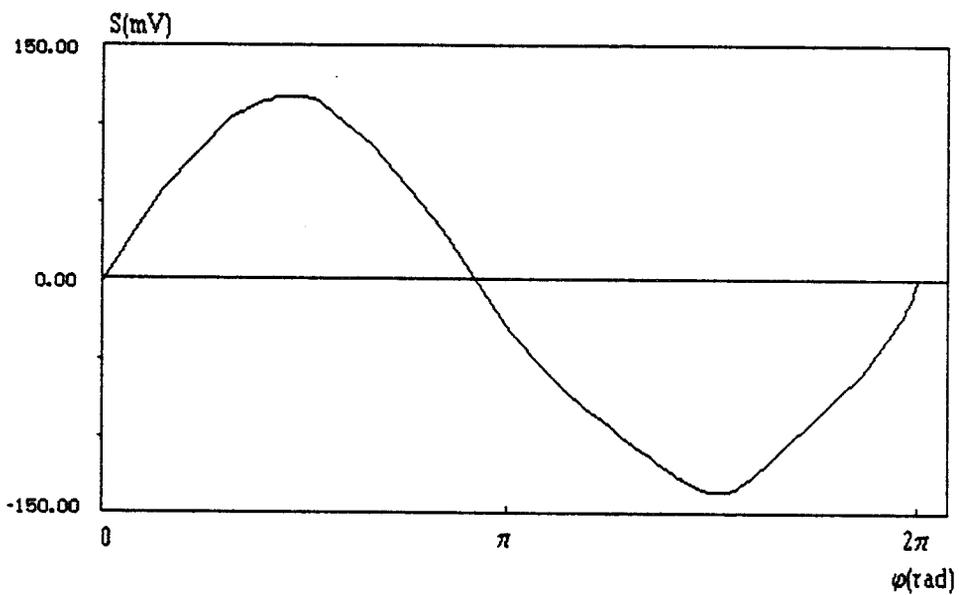
Remarquons que le décalage en phase observé sur les courbes 1.9a et 1.9b est simplement dû au déphasage introduit par l'atténuateur fixe.

1.2.3.4 Corrélateur à diodes (Figure 1.10)

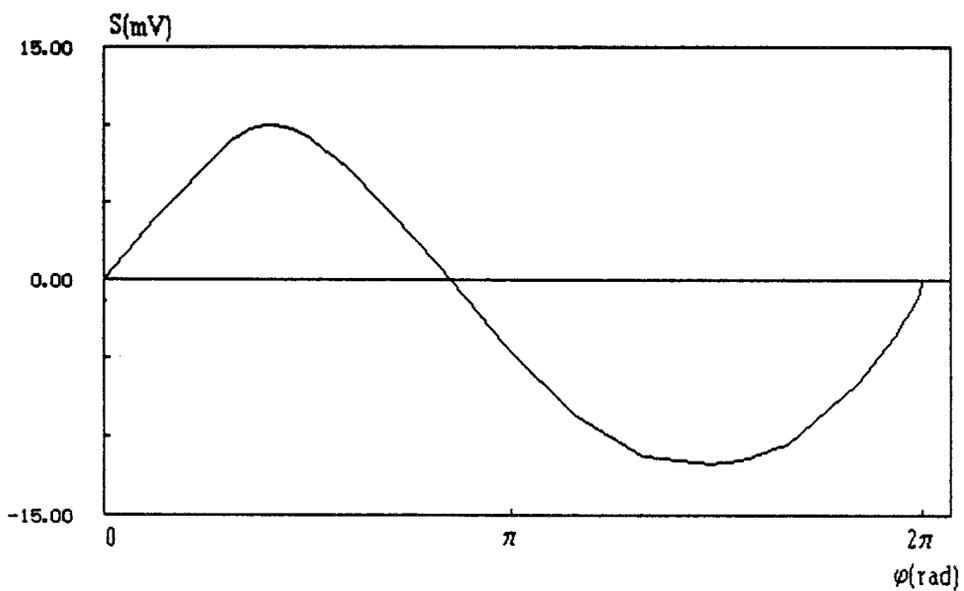
Nous utilisons ce système qui est particulièrement simple et facile à implanter en technologie hybride. Composé d'un coupleur 3 dB, 90° ou 180°, de deux diodes détectrices



(a)



(b)



(c)

Figure 1.8 : Evolution du signal S en sortie du mélangeur en fonction du déphasage pour $f=10\text{GHz}$, a) $P_{OL}=P_{RF}=-13\text{dB}$, b) $P_{OL}=P_{RF}=-23\text{dBm}$, c) $P_{OL}=P_{RF}=-33\text{dBm}$.

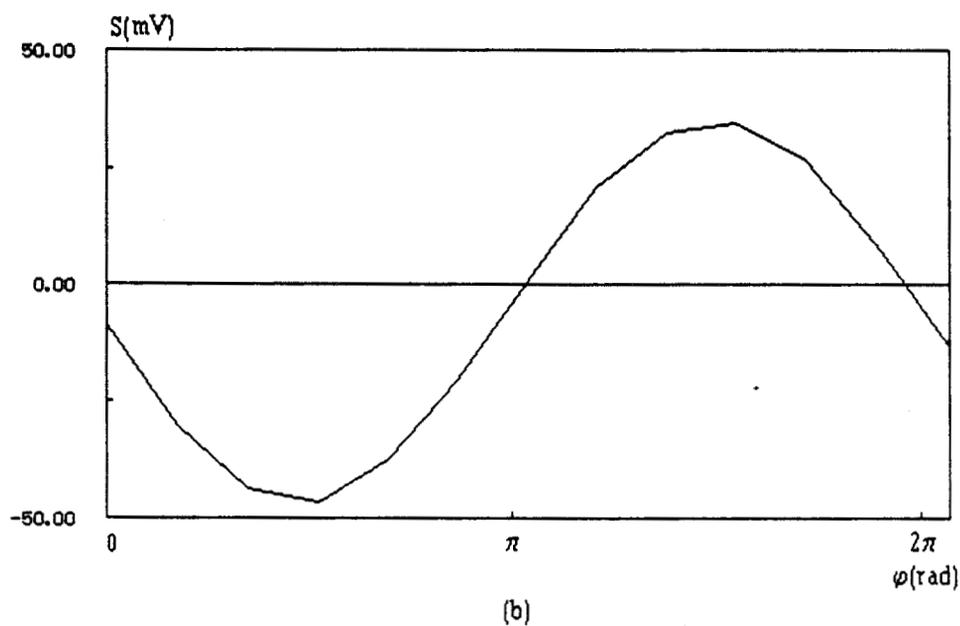
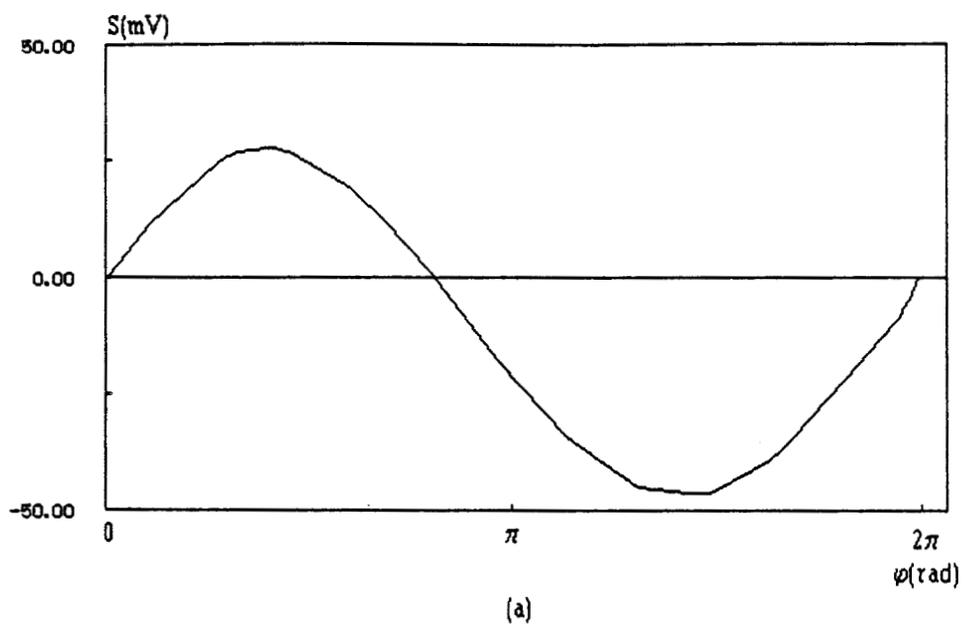


Figure 1.9 : Evolution du signal S en sortie du mélangeur en fonction du déphasage pour $f=10\text{GHz}$, a) $P_{OL}=-33\text{dBm}$, $P_{RF}=-23\text{dBm}$, b) $P_{OL}=-23\text{dBm}$, $P_{RF}=-33\text{dBm}$.

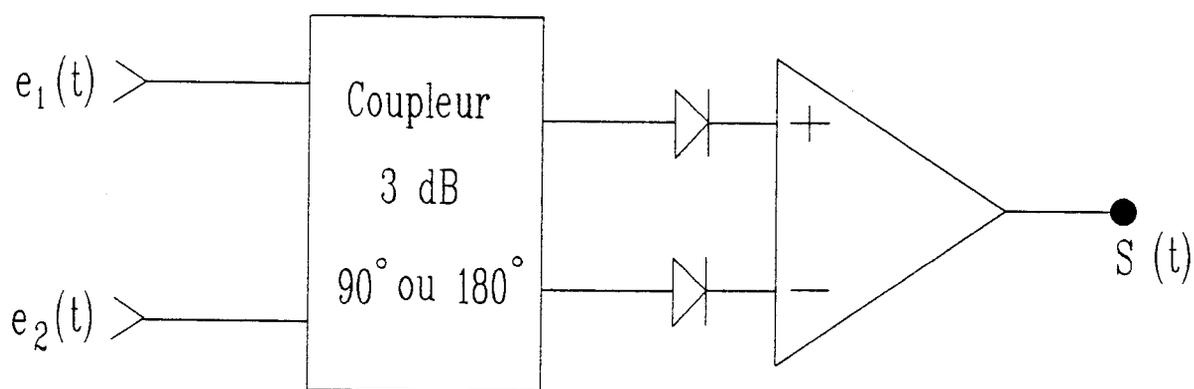


Figure 1.10 : Synoptique du corrélateur à diode

appairées et d'un amplificateur différentiel, ce dispositif a été caractérisé en utilisant le banc de mesure de la figure 1.7

● **Résultats expérimentaux**

Nous présentons (Figure 1.11) les courbes de réponse du corrélateur à diode à une attaque sinusoïdale en fonction du déphasage ϕ et ce pour différents niveaux de puissance d'entrée. Nous distinguons là encore deux cas, on note Pe_1 et Pe_2 les puissances reçues respectivement à l'entrée e_1 et e_2 du corrélateur sous test.

1^{er} cas : $Pe_1 = Pe_2$

Tant que le signal qui aboutit aux diodes détectrices permet à celles-ci de fonctionner en zone quadratique et reste supérieur à leurs sensibilités tangentielles, la sortie S est parfaitement sinusoïdale, avec un décalage quasi nul et des demi-périodes pratiquement identiques.

2^{ème} cas : $Pe_1 \neq Pe_2$

Nous avons effectué deux séries de mesures $Pe_1 = -23\text{dBm}$ et $Pe_2 = -33\text{dBm}$ ensuite $Pe_1 = -33\text{dBm}$ et $Pe_2 = -23\text{dBm}$ qui ont confirmé (Figure 1.12) que la position des zéros de l'interférogramme n'est pas modifiée.

1.2.3.5 Corrélateur complexe

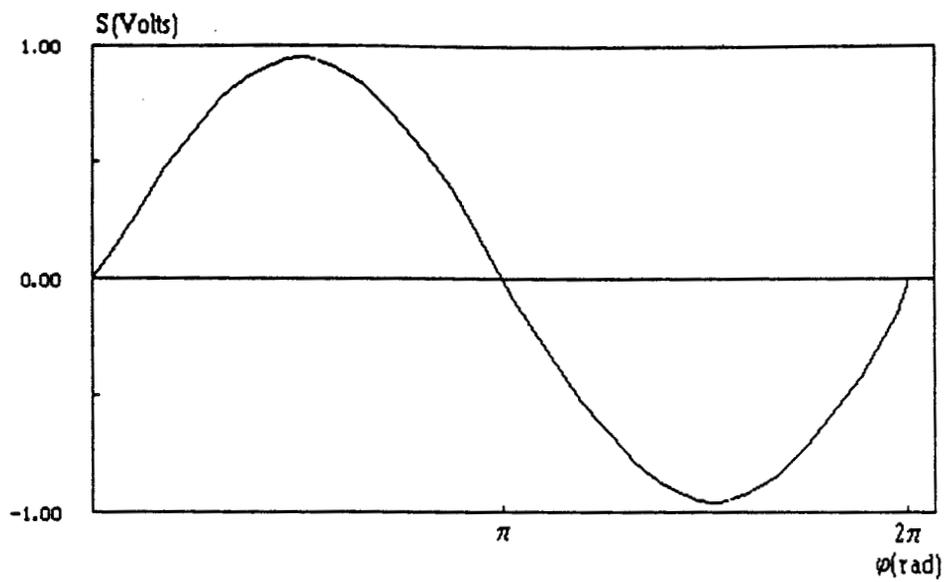
Un corrélateur complexe est un système qui donne à la fois la partie réelle et la partie imaginaire du produit de corrélation de $e_1(t)$ et $e_2(t)$.

Les systèmes qui viennent d'être présentés fournissent en sortie la partie réelle soit

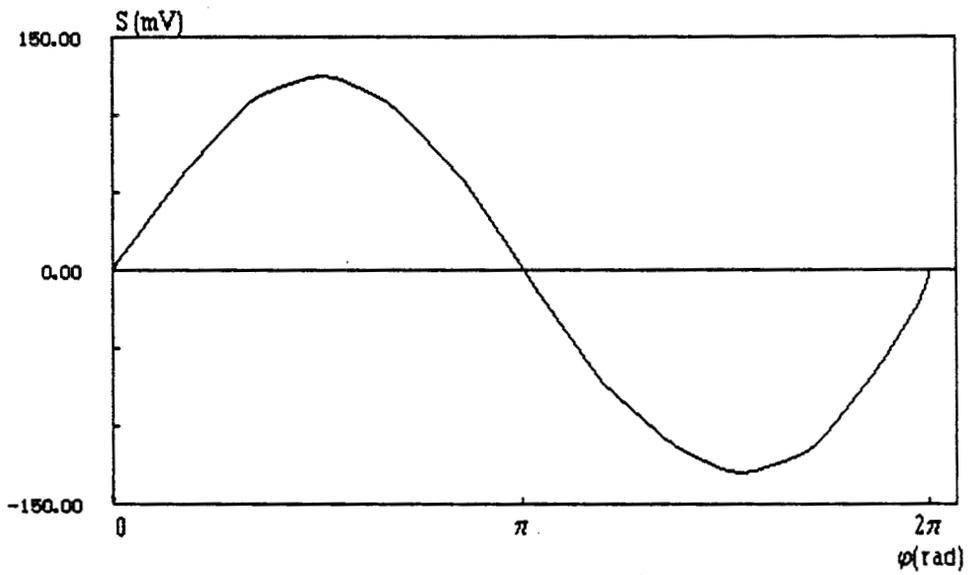
$$S = E_1 E_2 \cos(\phi + 2\pi f\tau) \tag{1.13}$$

avec

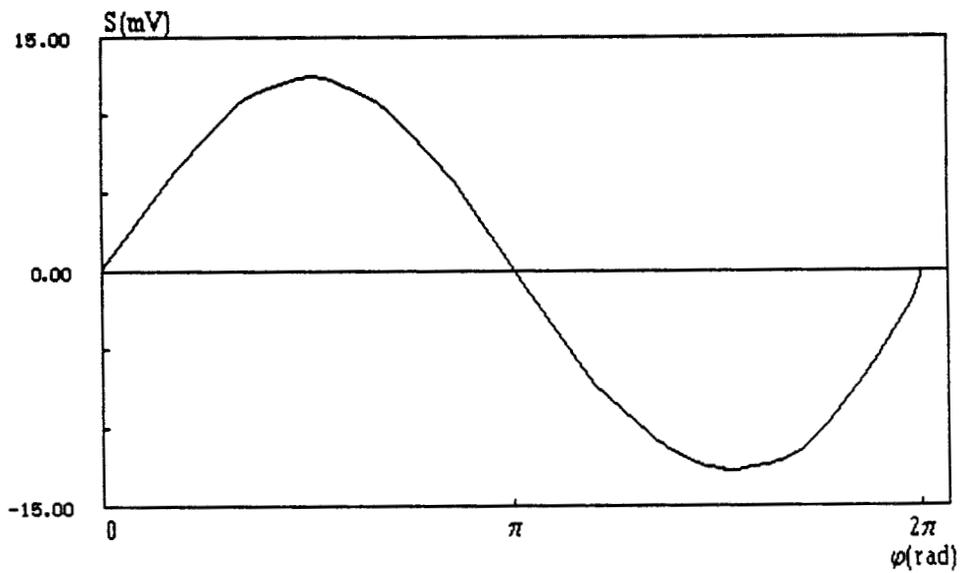
$$e_1(t) = E_1 \underline{0^\circ} \quad \text{et} \quad e_2(t) = E_2 \underline{\phi}$$



(a)

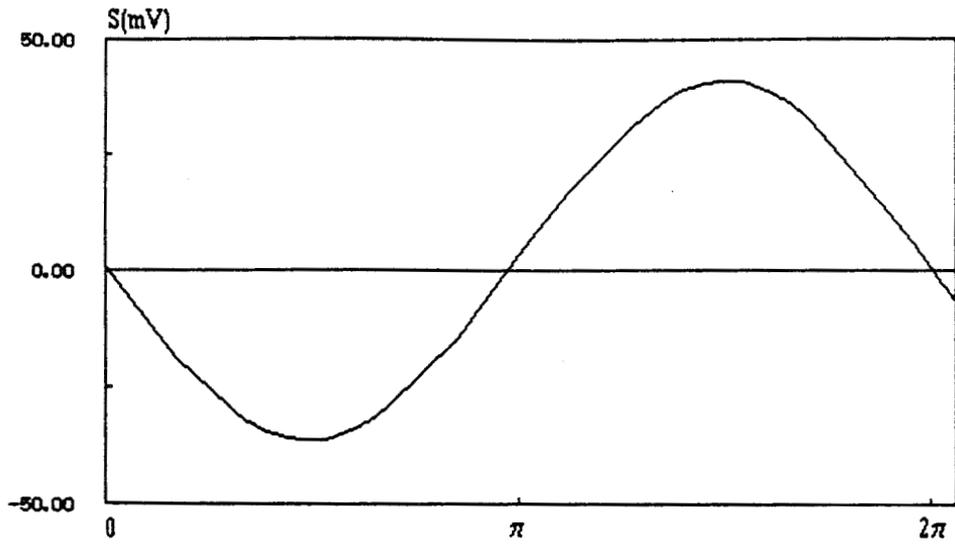


(b)

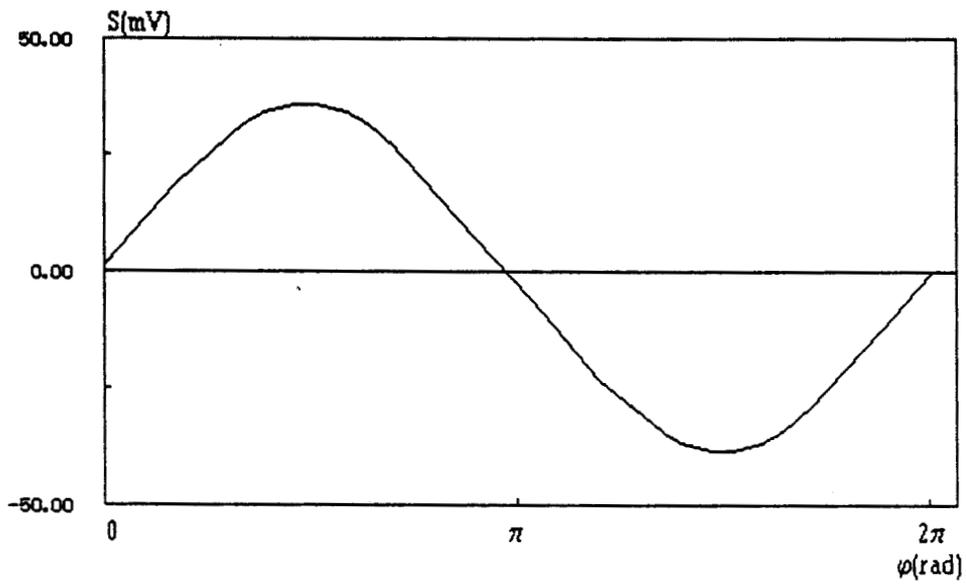


(c)

Figure 1.11 : Evolution du signal S en sortie du corrélateur à diodes en fonction du déphasage, $f=10\text{GHz}$, a) $P_{e_1}=P_{e_2}=-13\text{dBm}$, b) $P_{e_1}=P_{e_2}=-23\text{dBm}$, c) $P_{e_1}=P_{e_2}=-33\text{dBm}$.



(a)



(b)

Figure 1.12 : Evolution du signal S en sortie du corrélateur à diodes en fonction du déphasage $f=10\text{GHz}$, a) $P_{e_1}=-33\text{dBm}$, $P_{e_2}=-23\text{dBm}$, b) $P_{e_1}=-23\text{dBm}$, $P_{e_2}=-33\text{dBm}$.

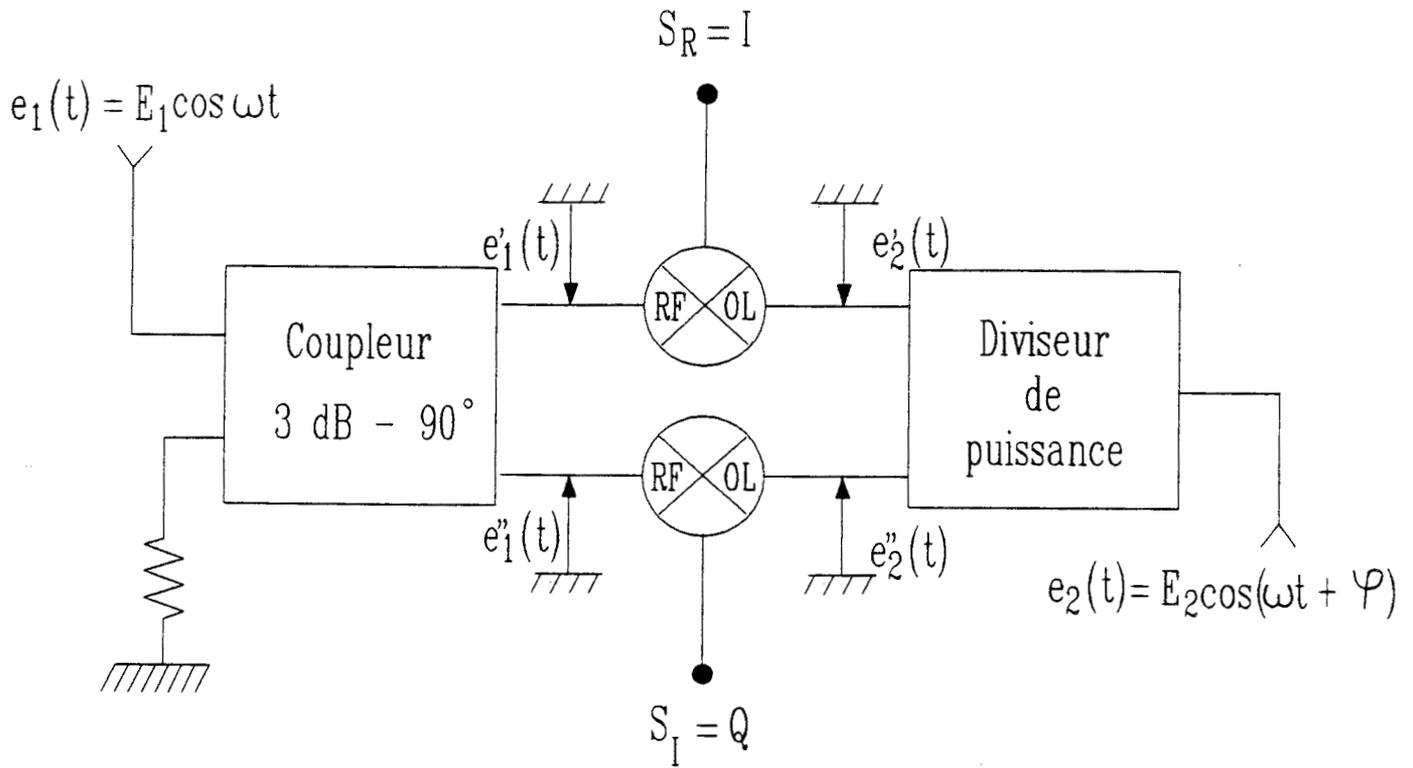


Figure 1.13 : Schéma de principe d'un démodulateur I. Q.

τ le temps de retard du corrélateur.

Par conséquent, un corrélateur complexe associe deux systèmes du type précédent; dans l'un d'entre eux on introduit un temps de retard $T/4$ (avec T la période du signal) sur le signal $e_2(t)$, d'où la partie imaginaire du produit de corrélation obtenue en sortie.

Notons aussi qu'un sous système utilisé en télécommunications pour démoduler des signaux numériques modulés en phase (P.S.K.), fournit directement les signaux S_I et S_R [17]. En effet (Figure 1.13), dans le cas d'une source fixe on a

$$e'_1(t) = \frac{E_1}{\sqrt{2}} \cos(2\pi ft) \quad (1.14)$$

$$e''_1(t) = \frac{E_1}{\sqrt{2}} \cos(2\pi ft + \pi/2) \quad (1.15)$$

$$e'_2(t) = e''_2(t) = \frac{E_2}{\sqrt{2}} \cos(2\pi ft + \varphi) \quad (1.16)$$

En sortie des mélangeurs on obtient des termes basse fréquence

$$S_I = K \frac{E_1 E_2}{2} \sin(\varphi) \quad (1.17)$$

$$S_R = K \frac{E_1 E_2}{2} \cos(\varphi) \quad (1.18)$$

Avec K le facteur de conversion du mélangeur¹.

¹ Notons que ce type d'informations relatives à deux signaux de même fréquence peut aussi s'obtenir au moyen d'un réseau six-ports.

Ces expressions peuvent aussi s'écrire différemment [18] dans le cas d'une source mobile qui produit un déphasage φ qui dépend du temps. Les fréquences des signaux $e_1(t)$ et $e_2(t)$ sont différentes de f , et aussi différentes entre elles compte tenu de l'effet Doppler produit par la source en déplacement. Aux vitesses radiales différentes vues des antennes A_1 et A_2 correspondent les décalages fréquentielles $\Delta f_1(t)$ et $\Delta f_2(t)$.

$$e'_1(t) = \frac{E_1}{\sqrt{2}} \cos(2\pi ft + \int_0^t 2\pi \Delta f_1(t) dt) \quad (1.19)$$

$$e''_1(t) = \frac{E_1}{\sqrt{2}} \cos(2\pi ft + \int_0^t 2\pi \Delta f_1(t) dt + \pi/2) \quad (1.20)$$

$$e'_2(t) = e''_2(t) = \frac{E_2}{\sqrt{2}} \cos(2\pi ft + \int_0^t 2\pi \Delta f_2(t) dt) \quad (1.21)$$

En sortie des mélangeurs les termes basse fréquence sont :

$$S_I = K \frac{E_1 E_2}{2} \sin(2\pi \int_0^t (\Delta f_1(t) - \Delta f_2(t)) dt) \quad (1.22)$$

$$S_R = K \frac{E_1 E_2}{2} \cos(2\pi \int_0^t (\Delta f_1(t) - \Delta f_2(t)) dt) \quad (1.23)$$

Où l'on retrouve une autre façon d'exprimer la phase $\varphi(t)$.

On rencontre à nouveau ici le problème vu pour les mélangeurs, à savoir la nécessité d'un signal O.L. suffisant.

Nous reviendrons sur l'utilisation des corrélateurs complexes au deuxième chapitre, et sur leur réalisation en technologie microruban au troisième chapitre.

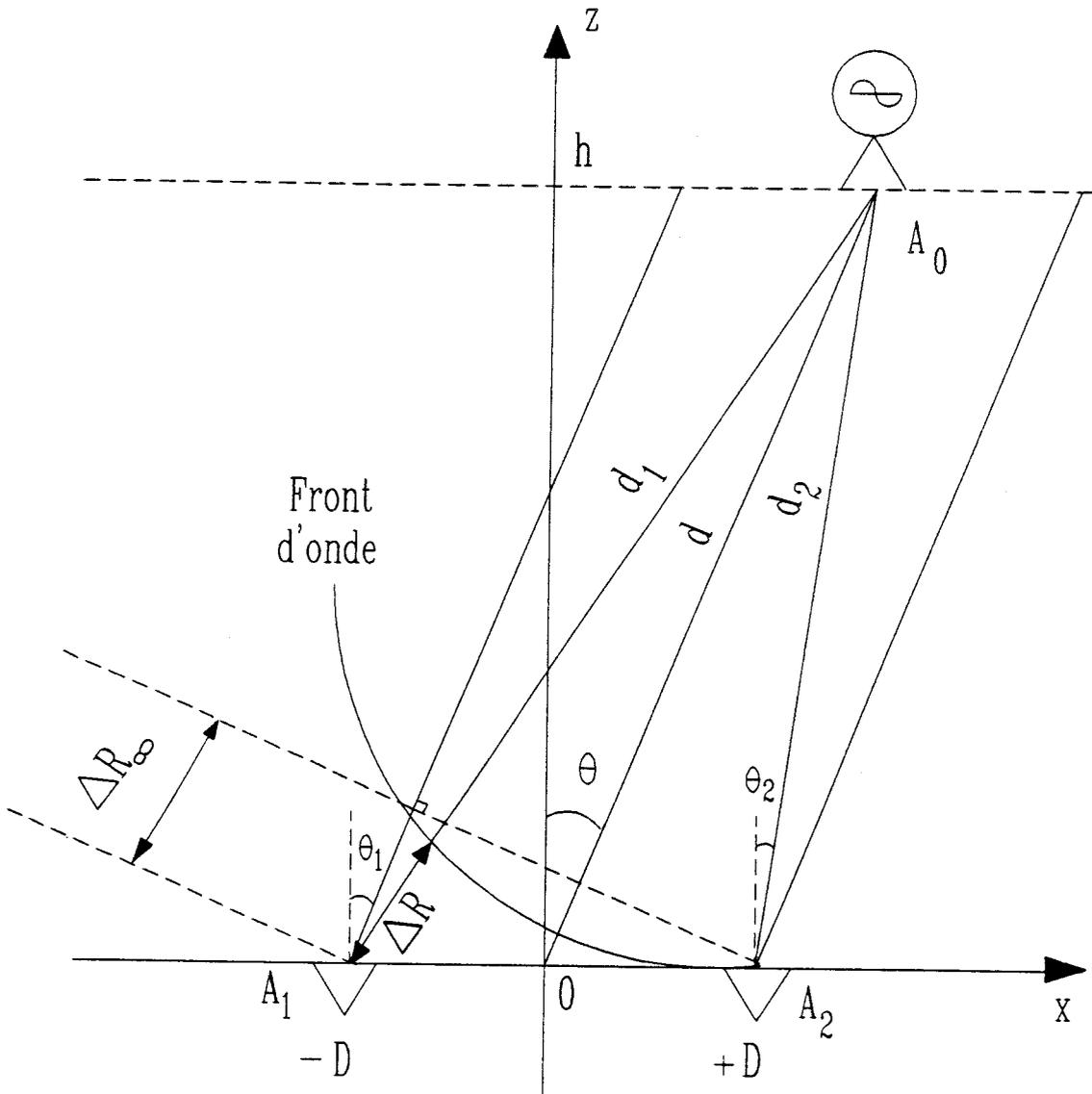


Figure 1.14 : Capteur à corrélation associé à une source située à une distance finie

1.2.3.6 Remarques

Nous avons passé en revue quatre types de corrélateurs, énoncé leurs principales caractéristiques et mesuré les performances de deux d'entre-eux.

Tant pour des raisons de simplicité de réalisation, et donc de faible coût, que de performances, le corrélateur à diodes semble être adapté à notre situation d'autant plus qu'on peut encore le simplifier, comme nous le montrons au paragraphe 2.2.

Ce dispositif peut aussi être associé à une détection synchrone afin d'améliorer le rapport signal sur bruit, par élimination du bruit en $1/f$.

Notons que les corrélateurs peuvent être précédés d'amplificateurs à condition que ces derniers conservent l'information de phase. En radioastronomie où le signal reçu est extrêmement faible on utilise fréquemment des amplifications paramétriques ou des masers compte tenu de leur faible facteur de bruit.

1.2.4 Situation envisagée

1.2.4.1 Description

La situation coopérative que nous traitons ici (Figure 1.14) diffère de celle décrite (Figure 1.1) en ce sens que pour les applications visées, la source est située à des distances relativement courtes du récepteur de l'ordre de quelques mètres. L'hypothèse simplificatrice qui considérait les rayons parallèles et le front d'onde plan n'est plus valide et nous devons tenir compte de la sphéricité des surfaces d'ondes. On continue néanmoins de considérer les antennes ponctuelles et les surfaces d'ondes localement planes [19] (cf paragraphe 1.3.2).

Les axes des antennes de l'émetteur micro-onde à observer et du récepteur à corrélation sont dans le même plan xOz .

1.2.4.2 Différence de marche des signaux reçus à partir d'une source située à une distance finie

Passant de la situation donnée figure 1.1 à celle de la figure 1.14, les rayons d_1 et d_2 s'écrivent

$$d_1 = \sqrt{(x+D)^2+h^2} \quad (1.24)$$

$$d_2 = \sqrt{(x-D)^2+h^2} \quad (1.25)$$

avec $x = h \operatorname{tg} \theta$ (1.26)

En introduisant θ et d relatifs à la distance émetteur-centre du récepteur, on peut écrire:

$$\Delta R(\theta, h, D) = \frac{h}{\cos\theta} \left[\sqrt{1 + \frac{(D^2+2dD\sin\theta)\cos^2\theta}{h^2}} - \sqrt{1 + \frac{(D^2-2dD\sin\theta)\cos^2\theta}{h^2}} \right] \quad (1.27)$$

ΔR est la différence de marche qui est traitée par le corrélateur; les paramètres θ , θ_1 , θ_2 , d , d_1 , d_2 , h et x sont présentés figure 1.14. Lorsque h devient très grand, le développement en série de ΔR donne

$$\Delta R(\theta, h, D) = 2D\sin\theta - \frac{2D^3}{h^2} \sin^2 2\theta + \dots \quad (1.28)$$

dont le premier terme correspond à la situation d'une source à l'infini citée au paragraphe 1.2.1 d'où

$$\Delta R(\theta, h, D) = \Delta R(\theta, \infty, D) - \delta(\theta, h, D) \quad (1.29)$$

Le fait de rapprocher la source depuis l'infini modifie la différence de marche d'une quantité

$$\delta(\theta, h, D) = \Delta R(\theta, h, D) - \Delta R(\theta, \infty, D) \quad (1.30)$$

En outre l'interfrange spatiale qui s'exprime dans le cas général par la relation

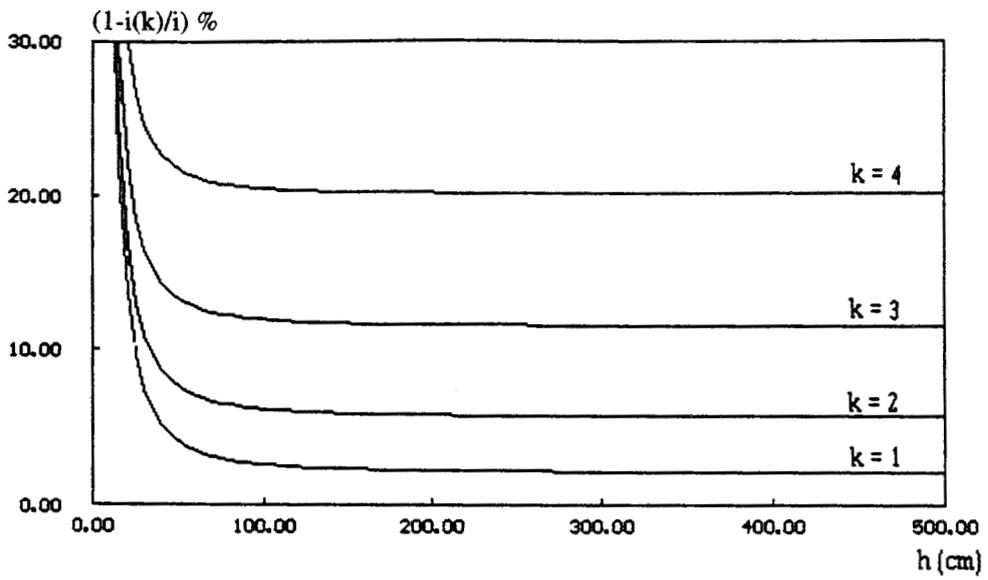


Figure 1.15 : Evolution de l'erreur relative commise lorsqu'on considère l'interfrange constante ($i = \lambda h/4D$) pour $f = 10\text{GHz}$, $2D = 20\text{ cm}$

$$i(k) = \frac{\lambda}{4} \left[(k+1) \sqrt{\frac{h^2 + D^2 - \frac{(k+1)^2 \lambda^2}{16}}{D^2 - \frac{(k+1)^2 \lambda^2}{16}}} - k \sqrt{\frac{h^2 + D^2 - \frac{k^2 \lambda^2}{16}}{D^2 - \frac{k^2 \lambda^2}{16}}} \right] \quad (1.31)$$

avec k l'ordre de la frange,

est approximée, lorsque $h \gg D \gg \lambda$, par

$$i = \frac{\lambda h}{4D} \quad (1.32)$$

La relation (1.32) est une relation courante en optique qui présente l'avantage de ne pas dépendre de l'ordre de la frange.

Nous représentons (Figure 1.15), l'erreur relative commise en fonction de h et pour plusieurs ordres de l'interfrange, lorsqu'on passe de la relation (1.31) à la relation (1.32). On constate évidemment la décroissance de cette erreur lorsque h croît et lorsque l'ordre de l'interfrange décroît.

La relation (1.32) n'est donc valable que si h est très grand devant D et k voisin de 1. Ceci fixe l'hypothèse dite d'approximation paraxiale.

Nous présentons figure 1.16 l'évolution du rapport $\varepsilon = \delta / \Delta R(\theta, \infty, D)$ fonction de D et h et figure 1.17 la fonction δ fonction de θ .

1.3 Définition de la surface sous investigation

Les méthodes d'exploitation que nous développons sont principalement fondées sur le repérage des zéros des courbes d'interférences correspondant aux signaux de sortie S_R ou S_I (relations 1.5 et 1.6).

Trois types de facteurs concernent l'existence et la visibilité des franges:

- la base $2D$ de l'interféromètre régit l'existence des franges, condition nécessaire à la mise en oeuvre du procédé.

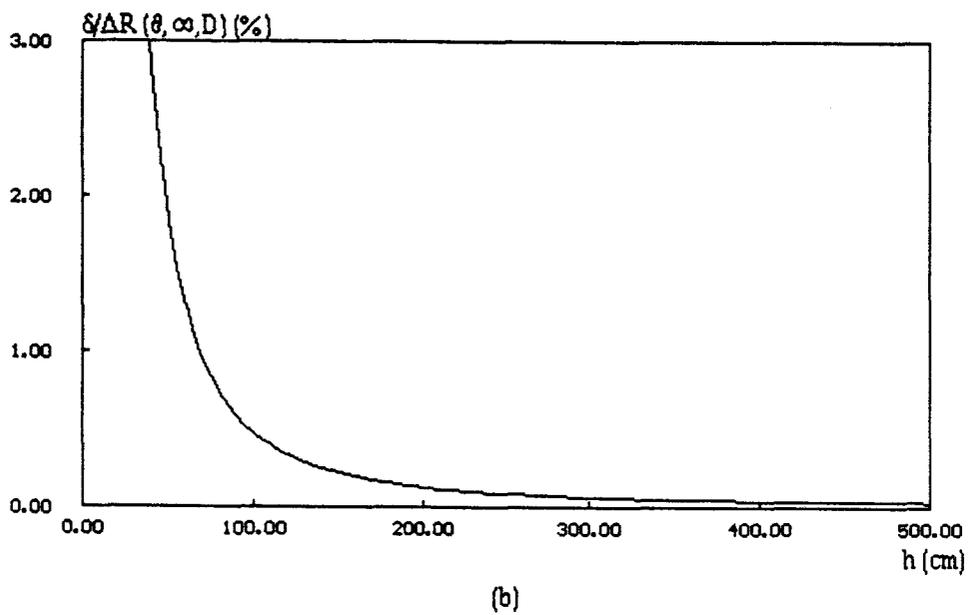
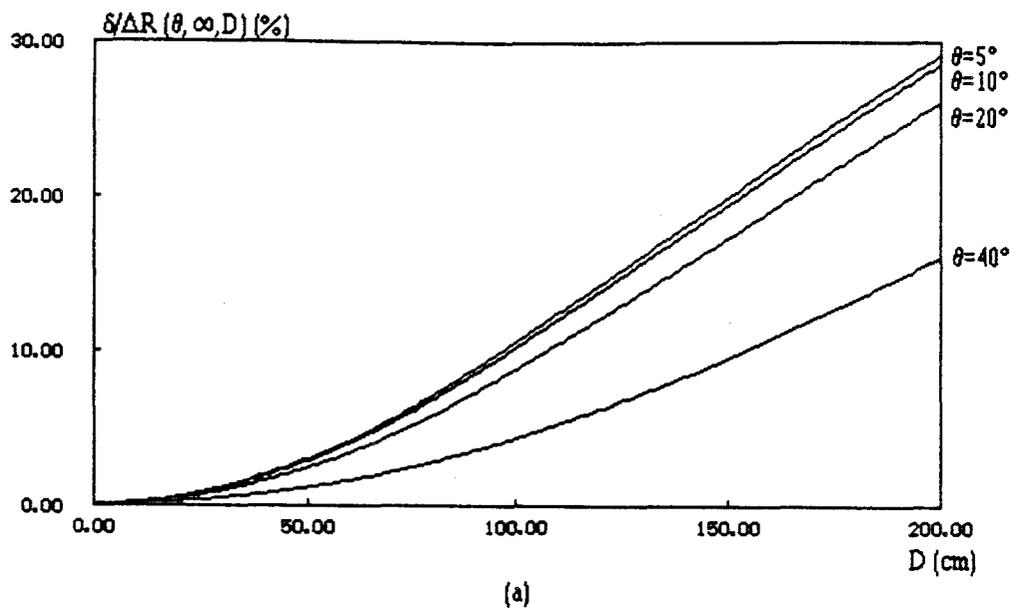


Figure 1.16 : Evolution du paramètre $\delta/\Delta R$ en fonction, a) de la demi-distance entre antenne D , avec $h=200$ cm, $f=10$ GHz, b) de la distance émetteur-récepteur h avec $2D=20$ cm et $\theta=10^\circ$, $f=10$ GHz.

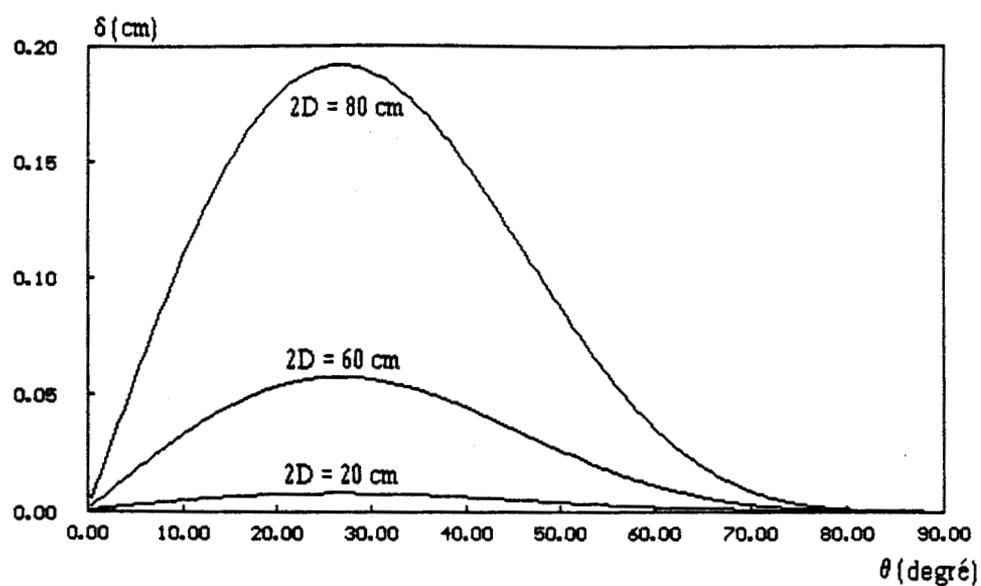


Figure 1.17 : Evolution de l'écart δ en fonction de l'angle θ , $f = 10 \text{ GHz}$, $h = 200 \text{ cm}$.

- la géométrie des antennes d'émission et de réception définit les conditions de champ lointain dans lesquelles il faut nous placer; leurs angles d'ouverture imposent qu'une transmission émetteur-récepteur puisse avoir lieu ou pas.

- la puissance d'émission, le diagramme de rayonnement des antennes, la distance émetteur-récepteur et le bruit du récepteur influent d'une façon plus fine sur la qualité du signal reçu.

Dans ce paragraphe, nous allons définir les limites de ce que nous nommons la surface sous investigation, surface dans laquelle la présence et le déplacement de l'émetteur sont décelables à l'aide du récepteur à corrélation. Il est évident que la définition de cette donnée conditionne une mise en application quantitative du procédé en tant que technique de positionnement.

1.3.1 Base 2D de l'interféromètre

Le caractère fini de la base de l'interféromètre fait que la variation de phase est un facteur limitatif dans l'observation d'une source de longueur d'onde λ .

En effet, (Figure 1.14) pour h et D fixés, le signal de sortie S , par exemple $S_R = E_1 E_2 \cos \varphi$, peut encore s'écrire

$$S_R = K(\theta) \cos (\varphi(\theta)) \quad (1.33)$$

avec $K(\theta)$, facteur d'amplitude que nous examinerons au paragraphe 1.3.3.1 et $\varphi(\theta)$ le déphasage introduit par la différence de marche ΔR qui s'écrit

$$\varphi(\theta) = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta R(\theta) \quad (1.34)$$

En coordonnées cartésiennes, pour une propagation TEM et des antennes supposées ponctuelles, on a

$$\varphi(x) = \frac{2\pi}{\lambda} (\sqrt{(x+D)^2 + h^2} - \sqrt{(x-D)^2 + h^2}) \quad (1.35)$$

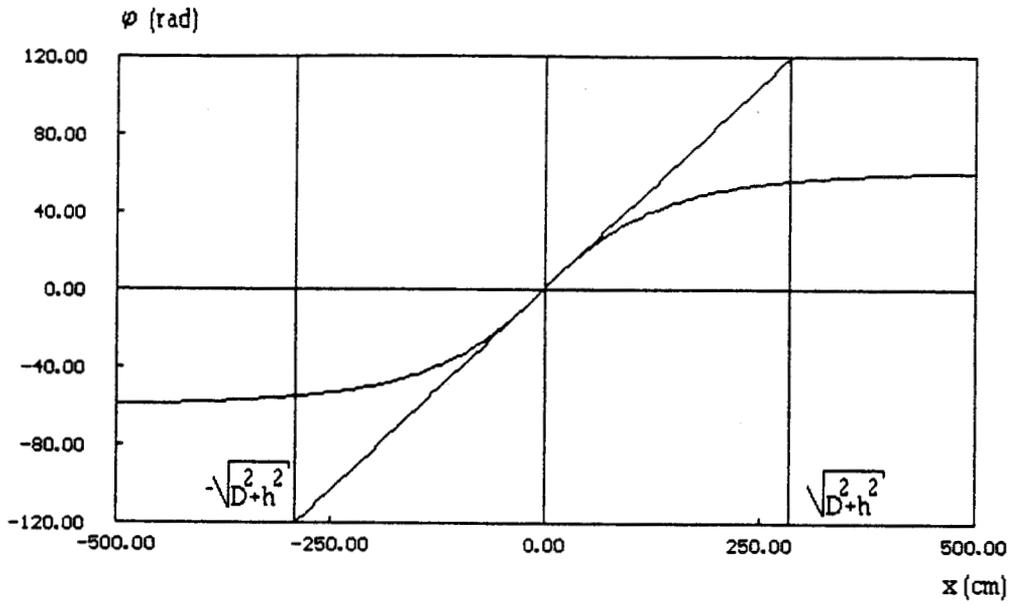


Figure 1.18 : Exemple d'évolution du déphasage entre les signaux $e_1(t)$ et $e_2(t)$ en fonction de x , (Relation 1.35) pour $2D=30\text{cm}$, $h=150\text{cm}$, $f=10\text{GHz}$.

Le tracé de $\varphi(x)$ (Figure 1.18), fait apparaître trois zones

* Pour $|x| \ll \sqrt{D^2+h^2}$

$\varphi(x)$ varie de façon sensiblement linéaire avec x

$$\varphi(x) \# \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{2Dx}{\sqrt{D^2+h^2}} \quad (1.36)$$

En particulier, pour $h \gg D$, l'hypothèse de l'approximation paraxiale est vérifiée, et on retrouve le résultat d'une source située à l'infini, soit

$$\varphi(x) \# \frac{4\pi Dx}{\lambda h} \# \frac{4\pi D \sin\theta}{\lambda} \quad (1.37)$$

Dans cette partie le signal $S(x)$ fait apparaître des franges de largeur voisine de

$$i = \frac{\lambda h}{4D} \quad (1.38)$$

La résolution du procédé est caractérisée par le paramètre i .

* Pour x voisin de $\sqrt{D^2+h^2}$, la largeur des franges est supérieure à i (relation 1.38) et croît avec x

* Pour $|x| \gg \sqrt{D^2+h^2}$

la fonction $\varphi(x)$ peut être assimilée à une constante

$$\varphi(x) \# \frac{4\pi D}{\lambda} \quad (1.39)$$

Cette troisième zone interdit l'application que nous visons puisqu'elle ne produit aucune frange.

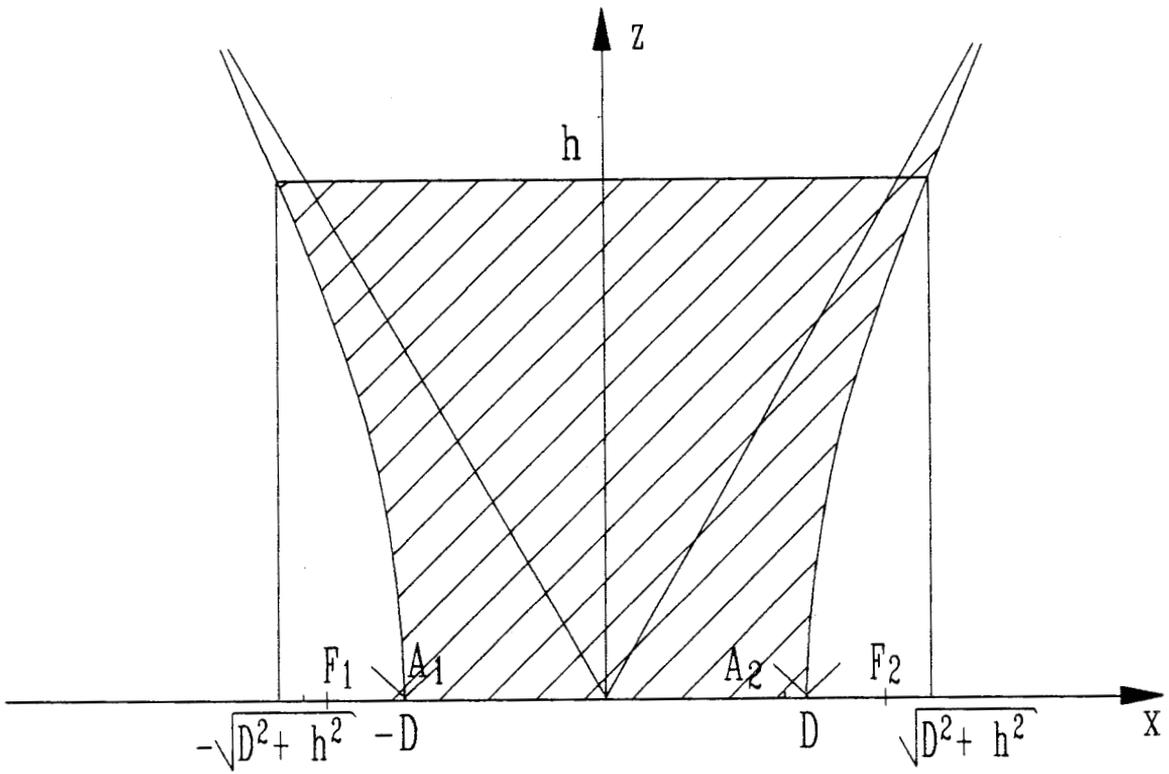


Figure 1.19 : Zone d'interférences.

Nous retenons de ce qui précède que l'existence de franges d'interférences rend le procédé exploitable pour les valeurs de x comprises approximativement entre $-\sqrt{D^2+h^2}$ et $\sqrt{D^2+h^2}$.

La surface d'interférences est donc limitée sensiblement par les deux branches d'une hyperbole, dont l'axe principal est l'axe des x , d'excentricité $\sqrt{2}$ et dont les foyers F_1 et F_2 ont pour coordonnées $(-\sqrt{2}.D,0)$ et $(\sqrt{2}.D,0)$ (Figure 1.19).

Remarquons que cette surface d'interférences est pratiquement indépendante de la fréquence de travail. Par contre, le nombre de zéros du signal interférométrique dépend de la fréquence.

Pour une trajectoire linéaire perpendiculaire à la direction d'observation du récepteur, le nombre de zéro est sensiblement égal à

$$N = E \left(\frac{8D}{\lambda} \right) \quad (1.40)$$

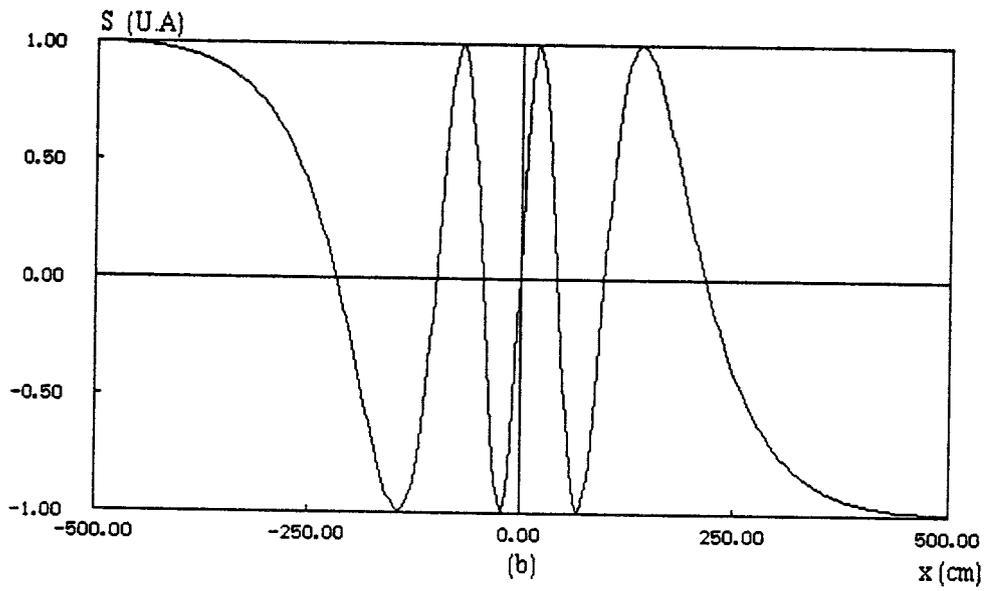
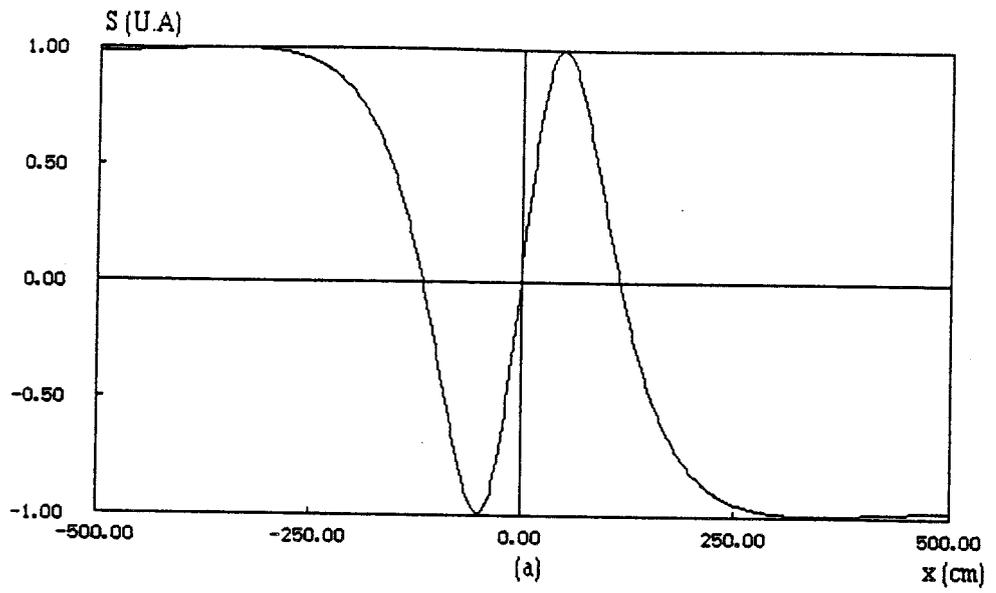
où E est la fonction partie entière. Ce paramètre est à rapporter au nombre de degrés de liberté d'une antenne [20].

Notons que N est indépendant de la distance h , mais varie linéairement avec la fréquence et la base $2D$; en principe pour augmenter la quantité d'information et donc le nombre de zéros, il semble qu'on ait intérêt à augmenter la distance $2D$ et la fréquence de travail. En fait d'autres paramètres qui seront étudiés au paragraphe 1.3.2 et 1.3.3 doivent aussi être pris en considération.

Dans le but d'illustrer cette présentation de la zone d'interférences, nous donnons (Figure 1.20) les signaux S_I calculés en fonction de x pour des signaux reçus d'amplitude constante pour $2D=10\text{cm}$ et $h=150\text{cm}$, aux fréquences 2.45, 5.75, 10 et 35GHz.

On observe en effet des franges pour $-\sqrt{D^2+h^2} < x < \sqrt{D^2+h^2}$ soit $-150\text{cm} < x < 150\text{cm}$; leur nombre augmente comme la fréquence.

Le même type de courbe (Figure 1.21) concerne une fréquence (10GHz) et une base constante (10cm), pour différentes valeurs de h . Le nombre de franges reste constant,



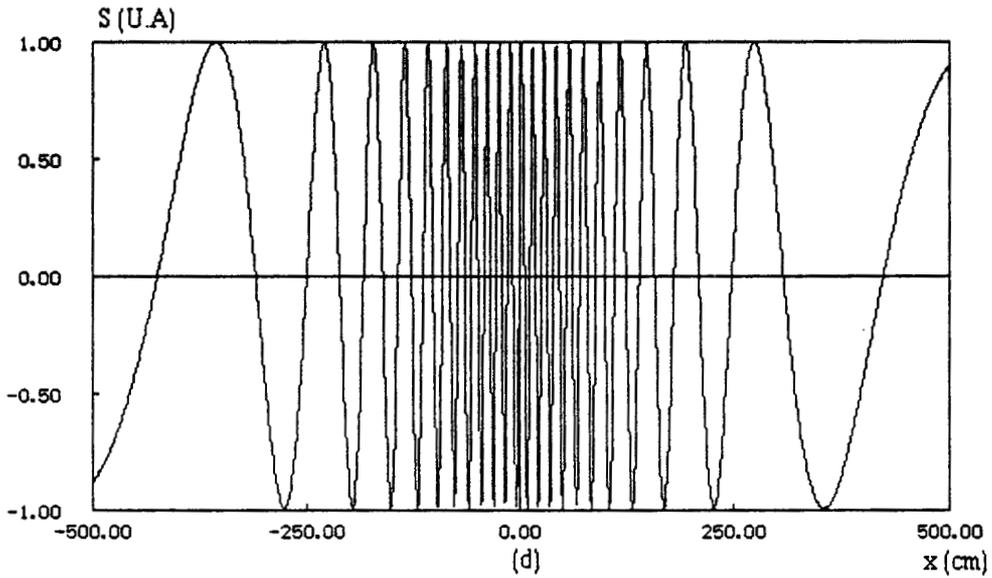
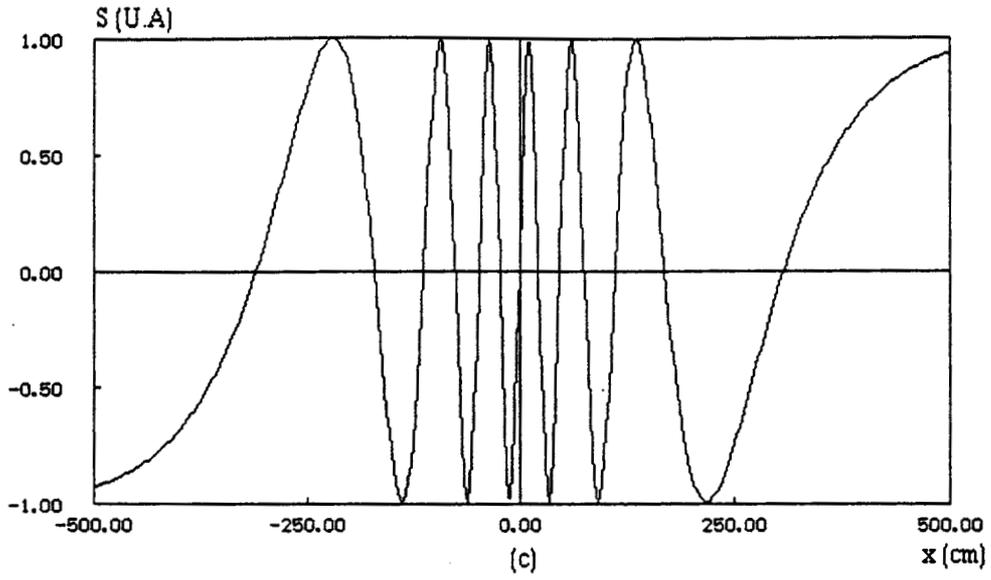


Figure 1.20 : Interférogrammes calculés pour des signaux reçus d'amplitude constante pour $2D=10\text{cm}$ et $h=150\text{cm}$, a) $f=2.45\text{GHz}$, b) $f=5.75\text{GHz}$, c) $f=10\text{GHz}$, d) $f=35\text{GHz}$.

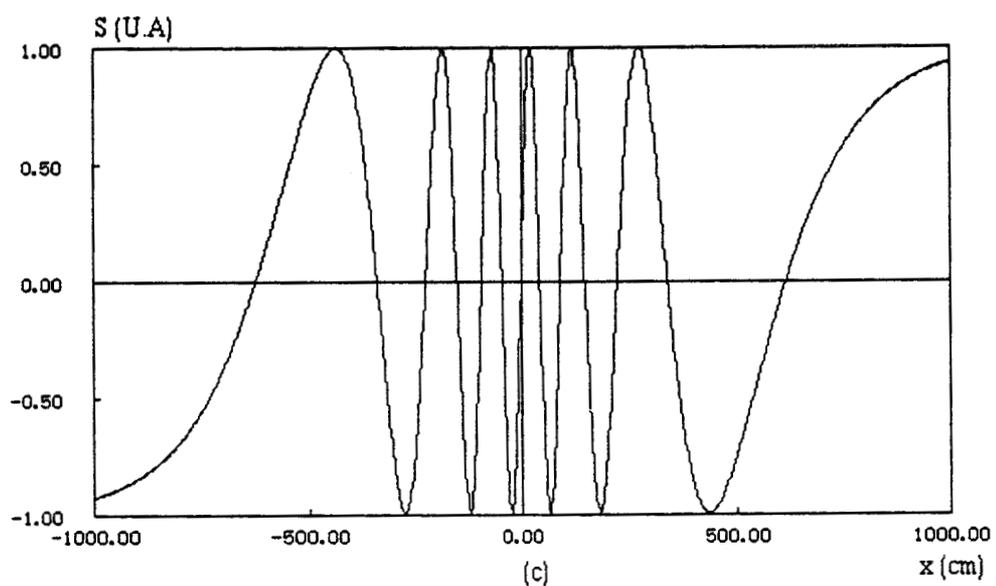
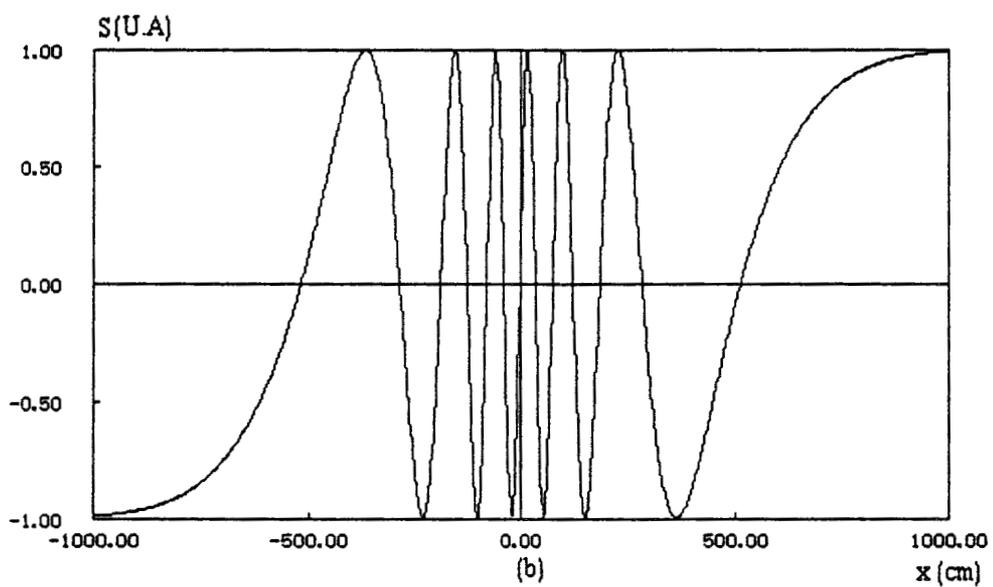
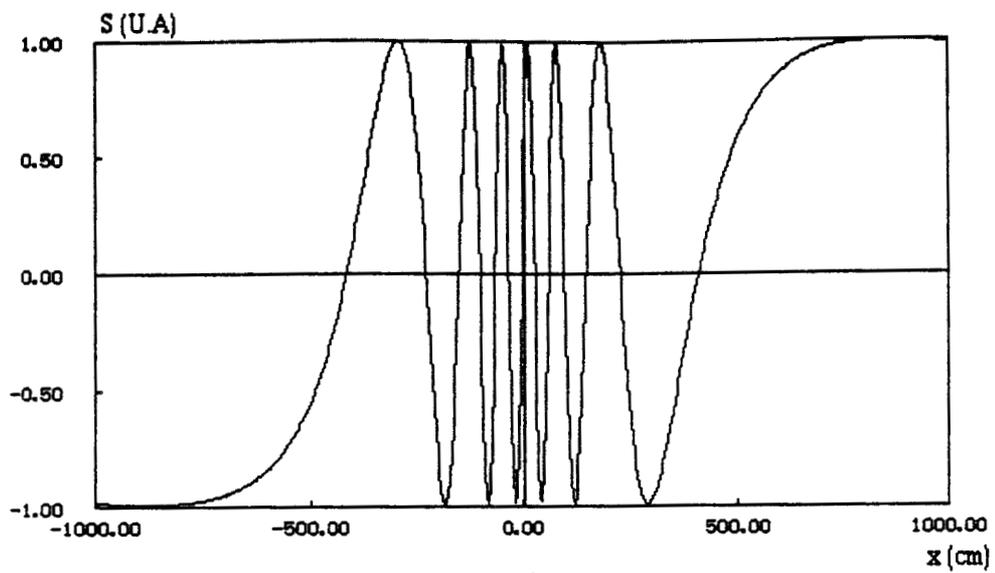


Figure 1.21 : Interférogrammes calculés pour des signaux reçus d'amplitude constante $f=10\text{GHz}$ et $2D=10\text{cm}$, a) $h=200\text{cm}$, b) $h=250\text{cm}$, c) $h=300\text{cm}$.

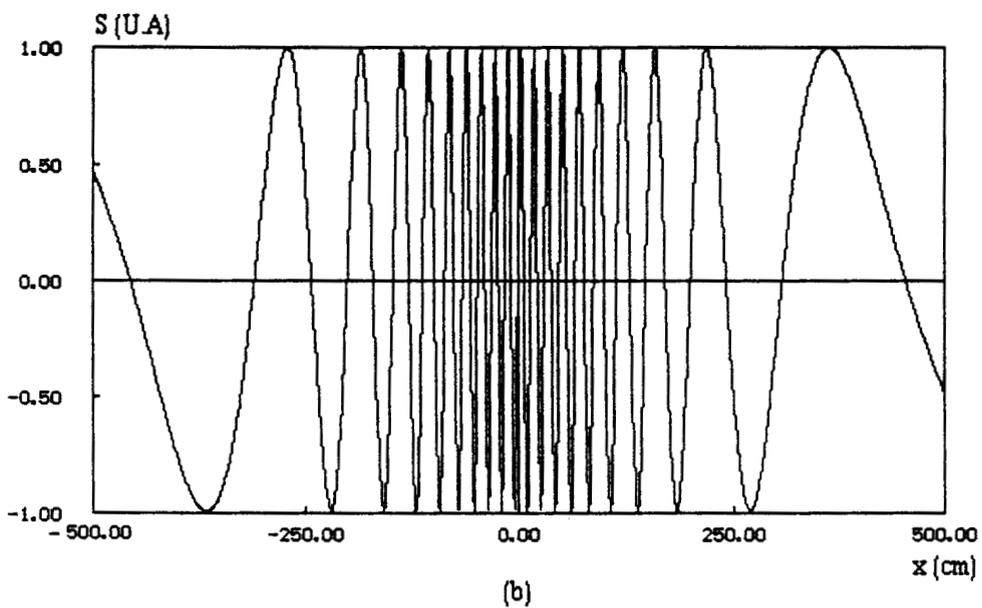
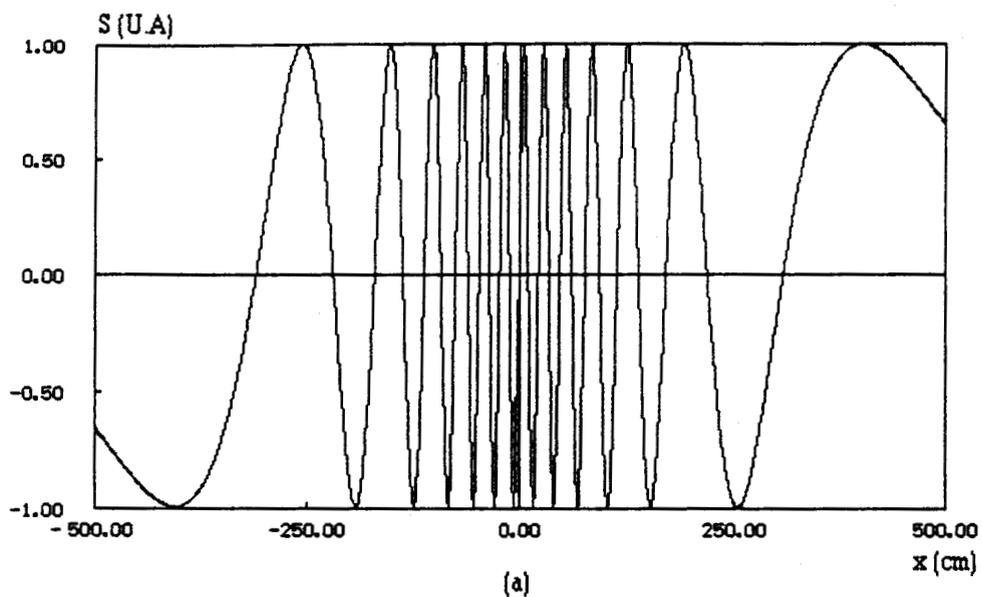


Figure 1.22 : Interférogrammes calculés pour des signaux reçus d'amplitude constante $f=10\text{GHz}$ et $h=150\text{cm}$, a) $2D=20\text{ cm}$, b) $2D=30\text{ cm}$.

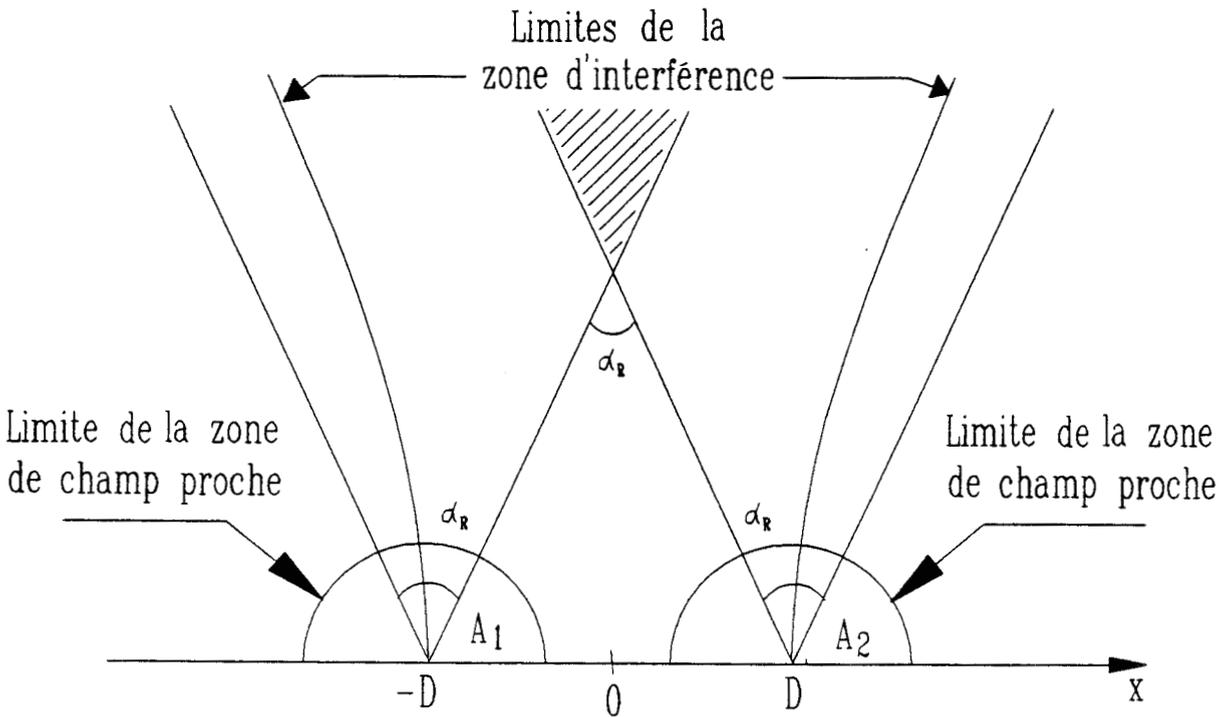
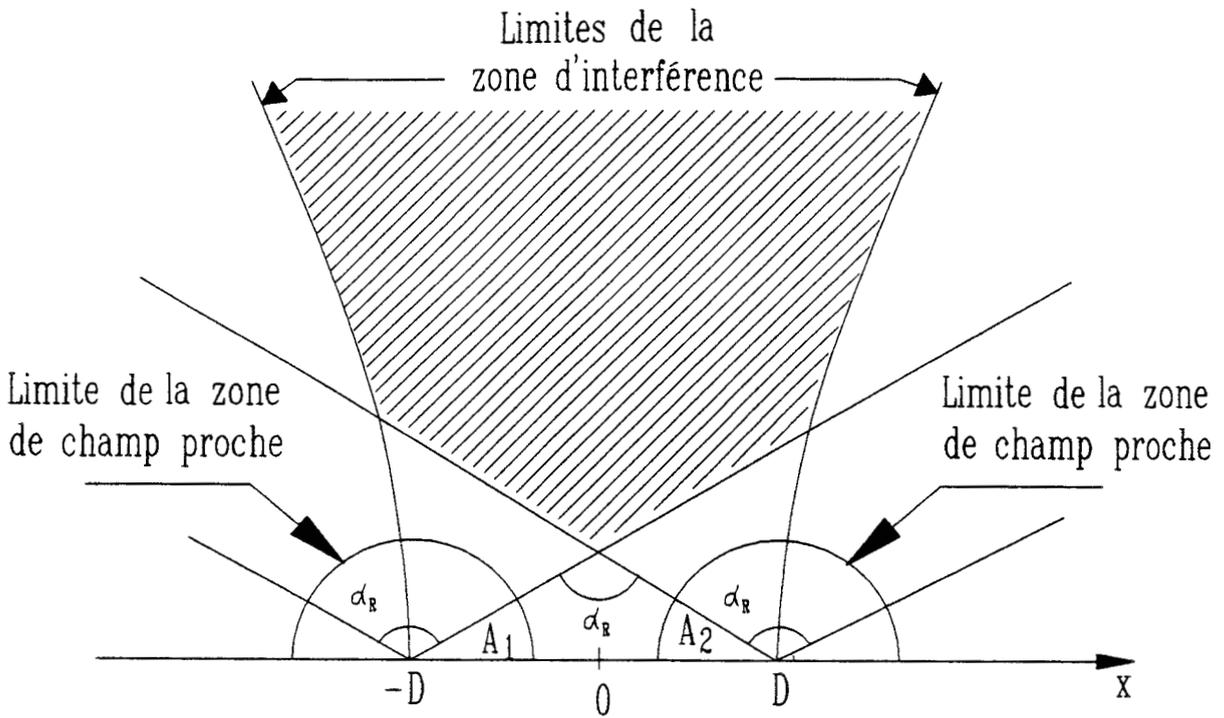


Figure 1.23 : Définition de la surface sous investigation (hachurée) compte tenu de la zone d'interférences et de la zone de champ proche dans différents cas d'angle d'ouverture a) $\alpha_E = \alpha_R = 120^\circ$, b) $\alpha_E = \alpha_R = 60^\circ$.

tandis que l'interfrange augmente avec h . La figure 1.22 montre que dans les mêmes conditions i diminue et N augmente avec D .

1.3.2 Géométrie et angle d'ouverture des antennes

La géométrie des antennes définit les conditions de champ lointain ou de Fraunhöffer [21] qui sont satisfaites à condition qu'on opère au delà d'une distance minimale h_{\min} à la source.

$$h_{\min} = \frac{2l^2}{\lambda} \quad (1.41)$$

avec l la plus grande dimension des antennes de réception ou d'émission. C'est seulement dans ces conditions que nous sommes autorisés à écrire les expressions du type 1.31.

Nous sommes amenés, en première approximation à ne retenir de la zone d'interférences que les parties compatibles avec une transmission émetteur-récepteur conditionnée par les angles d'ouverture α_E et α_R des antennes.

Evidemment, les éléments rayonnants ne doivent pas être directifs si on veut couvrir une surface importante. En outre il faut assurer l'adaptation des antennes de réception afin d'éviter qu'elles soient couplées entre elles.

Ainsi, les critères que nous venons d'énoncer délimitent partiellement la zone sous investigation. Pour être observable, une source doit d'une part être située dans la zone d'interférences, d'autre part être en champ lointain vis à vis des antennes A_1 et A_2 , comme le montre la figure 1.23. Une dernière condition d'applicabilité du procédé concerne le niveau minimal exploitable.

Notons aussi que si une source ponctuelle illumine à la distance h_{\min} une ouverture rayonnante de dimension l , l'onde est considérée localement plane à un déphasage ϕ près. Celui-ci vaut alors $22,5^\circ$ [22]. Ce déphasage décroît avec la distance R entre émetteur et récepteur conformément à la relation suivante :

$$\phi = \frac{\pi l^2}{4\lambda R} \quad (1.42)$$

L'approximation d'onde plane est d'autant plus valide que la distance R est grande.

1.3.3 Niveau minimal exploitable

Les limitations de la surface sous investigation, associées à un niveau de signal minimal exploitable, sont liées à la fois au niveau d'émission de la source, au diagramme de rayonnement des antennes, à l'atténuation de propagation et au niveau de bruit du récepteur.

1.3.3.1 Expression du signal interférométrique

S'agissant d'une situation coopérative, nous utilisons, pour établir le bilan de la liaison émetteur - récepteur, la relation courante des télécommunications [23] à savoir

$$P_r = \frac{P_e G_e}{4\pi R^2} \Sigma_r C_m C_p \quad (1.43)$$

avec

P_r = Puissance reçue

P_e = Puissance émise

G_e = Gain de l'antenne d'émission

Σ_r = Surface équivalente de réception

R = Distance émetteur - récepteur

C_m = Facteur de pertes dans le milieu

C_p = Facteur de pertes par dépolarisation entre émetteur et récepteur

Si on remplace dans la relation (1.43) Σ_r par son expression en fonction du gain G_r et de la longueur d'onde de travail soit

$$\Sigma_r = \frac{\lambda^2 G_r}{4\pi} \quad (1.44)$$

nous obtenons

$$P_r = \frac{P_e G_e G_r}{(4\pi R)^2} \lambda^2 C_m C_p \quad (1.45)$$

Dans notre cas, il semble qu'on puisse admettre $C_m = C_p = 1$

Le signal de sortie du corrélateur s'écrit

$$S = C \sqrt{P_{r_1} P_{r_2}} \cos(2\pi f \tau + \varphi) \quad (1.46)$$

P_{r_1} et P_{r_2} sont respectivement les puissances reçues par l'antenne A_1 à une distance d_1 et par l'antenne A_2 à une distance d_2 de l'émetteur avec C une constante qui tient compte de la sensibilité γ de la diode détectrice et du gain basse fréquence G_{BF} .

En utilisant les relations (1.45) et (1.46), le signal S s'écrit

$$S = C P_e \left(\frac{\lambda^2}{16\pi^2} \right) \frac{1}{d_1 d_2} \sqrt{G_e(\theta_1) G_{r_1}(\theta_1) G_e(\theta_2) G_{r_2}(\theta_2)} \cos(2\pi f \tau + \varphi) \quad (1.47)$$

On identifie aisément le facteur $K(\theta)$ de la relation (1.33) soit

$$K(\theta_1, \theta_2) = C P_e \left(\frac{\lambda^2}{16\pi^2} \right) \frac{1}{d_1 d_2} \sqrt{G_e(\theta_1) G_{r_1}(\theta_1) G_e(\theta_2) G_{r_2}(\theta_2)} \quad (1.48)$$

Rappelons que $\theta_1 = \theta_2 = \theta$, dans le cas d'une source à l'infini.

1.3.3.2 Origines du bruit du récepteur

Hormis la pollution électromagnétique induite par l'activité humaine, les causes en sont :

- le bruit thermique capté par les antennes,

- le bruit de la diode de détection (exprimé au travers de sa sensibilité tangentielle ou T.S.S), associé au bruit de l'amplificateur basse fréquence,

- le bruit de quantification du convertisseur analogique digital qui permet le traitement informatique des mesures. Ces points sont détaillés en annexe.

1.3.3.3 Définition de la tension minimale exploitable

Le rapport signal sur bruit (S/B) minimal admissible dépend de la qualité des instruments de mesures, du traitement du signal associé au récepteur et aussi de l'application visée. Ainsi il dépend de l'utilisation tel que le démontre le tableau 1.1 [24].

Systèmes	S/B _{min}
Télévision	40 dB
Radiodiffusion	30 dB
Radar	de 6 à 20 dB
Télégraphe	qques dB

Tableau 1.1

Dans le cas de notre méthode, basée sur le repérage des zéros de l'interférogramme, les signaux de bruit jouent le même rôle qu'une tension de décalage qui se superpose au signal, et introduit une erreur sur la position du zéro, par exemple temporellement Δt .

Tentons simplement de relier cette erreur commise au rapport S/B qui en est la cause. Dans le cas, voisin de celui-ci, d'un interférogramme purement sinusoïdal de période T_p auquel s'ajoute un bruit $B(t)$ de valeur maximale B_0 et de valeur efficace σ on a (Figure 1.24)

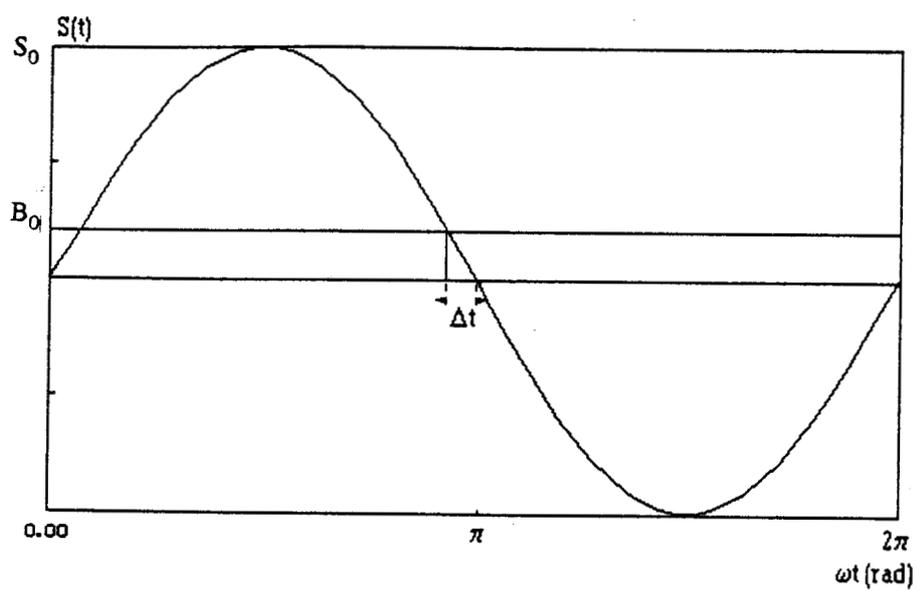


Figure 1.24 : Influence du bruit de valeur efficace σ sur la position de zéro

$$S(t) = S_0 \sin\left(\frac{2\pi t}{T_p}\right) + B(t) \quad (1.49)$$

En admettant que $S_0 \gg B_0$ on peut écrire pour $t = kT_p/2$

$$\left(\frac{dS}{dt}\right) = \frac{B_0}{\Delta t} \quad (1.50)$$

soit encore

$$\frac{2\pi S_0}{T_p} = \frac{B_0}{\Delta t} \quad (1.51)$$

le rapport S/B s'écrit par conséquent

$$\frac{S}{B} = \frac{S_0}{\sqrt{2}\sigma} = \frac{1}{2\sqrt{2}\pi} \frac{T_p}{\Delta t} \quad (1.52)$$

Notre chaîne de réception contient un convertisseur analogique numérique (interface multi-fonction série RTI 800 de Analog Device) de résolution 12 bits et de dynamique 10V. Si nous retenons un pas de quantification supérieur ou égal à la somme des bruits analogiques du système, B_0 qui devient égal à σ vaut alors au moins 2.44mV si le gain de la carte d'acquisition est unitaire [25]. Nous disons que l'interférogramme est exploitable, lorsque l'erreur sur la position du zéro est comprise entre 1 % et 2%. La relation (1.52) indique que dans ce cas, l'amplitude minimale exploitable est de l'ordre de 20mV.

1.4 Surface sous investigation : calculs et expériences

Une première approche a permis d'esquisser certaines des limites de la surface sous investigation à partir de la base de l'interféromètre, de la géométrie et des angles d'ouverture des antennes. Nous pouvons maintenant encore mieux définir cette surface.

On peut appliquer la relation (1.48) compte tenu des données expérimentales (puissance d'émission, diagrammes de rayonnement des antennes, distance émetteur - récepteur) et déceler dans quelles conditions on reçoit le signal minimal exploitable. Le

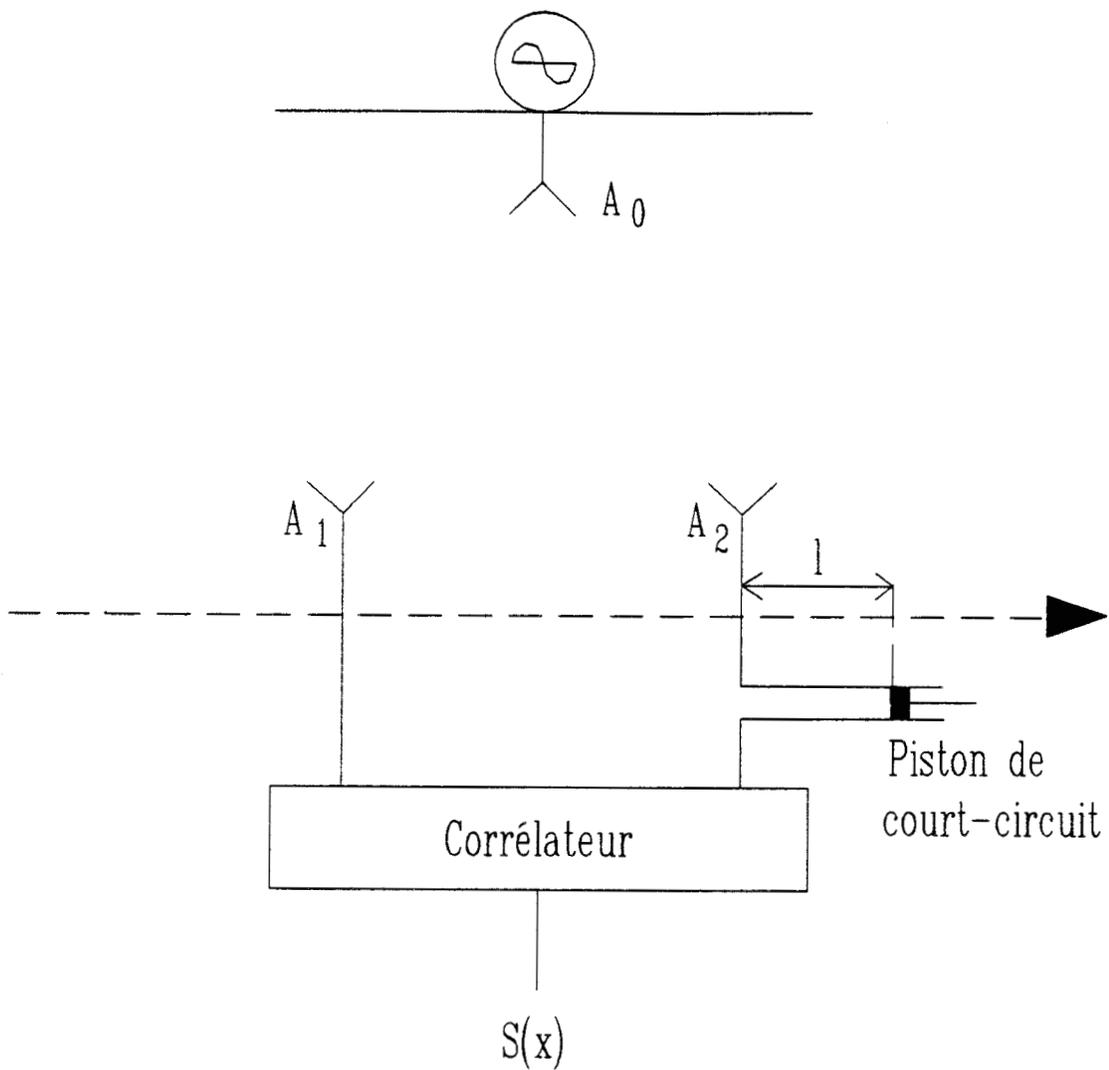


Figure 1.25 : Dispositif de détermination de l'enveloppe de l'interférogramme

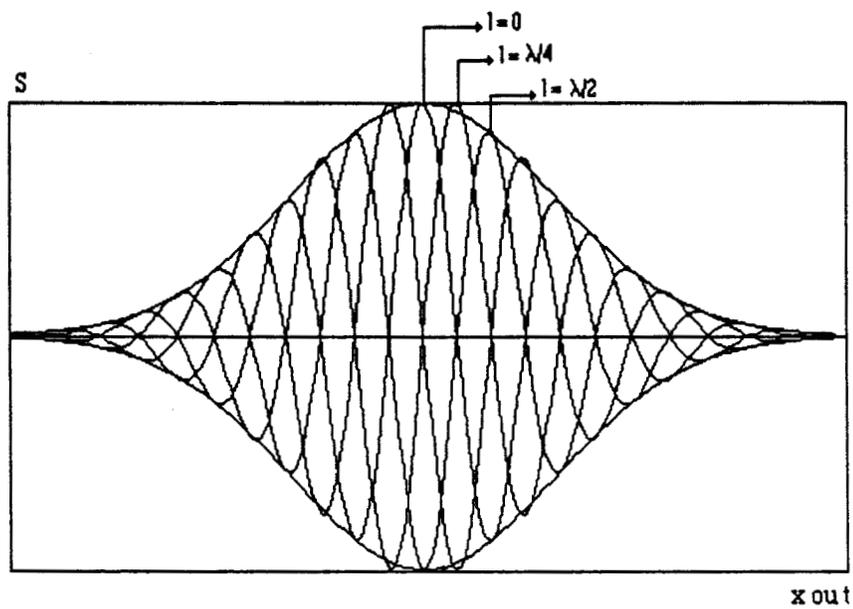


Figure 1.26 : Figure d'interférences pour différentes longueurs l du piston de court-circuit (Fig 1.25).

raisonnement énoncé au paragraphe 1.3.3 indique que pour le système actuel, les limites de la surface sous investigation passent par les points pour lesquels les franges d'interférences ont une amplitude maximale de 20mV.

Ainsi, un relevé expérimental des limites de la surface sous investigation consiste à repérer les points pour lesquels l'enveloppe du signal de sortie a pour amplitude le signal minimal exploitable. En effet l'enveloppe de l'interférogramme peut être obtenue à partir de la recherche d'un signal maximal en sortie par introduction d'un temps de retard convenable au moyen de la ligne de longueur l terminée par un court-circuit glissant (Figure 1.25). Pour justifier ce mode opératoire, nous rappelons (Figure 1.26) dans le cas d'une source se déplaçant parallèlement à Ox à vitesse constante, comment les différentes figures d'interférences, conditionnées chacune par une valeur de la longueur l , définissent l'enveloppe que nous recherchons.

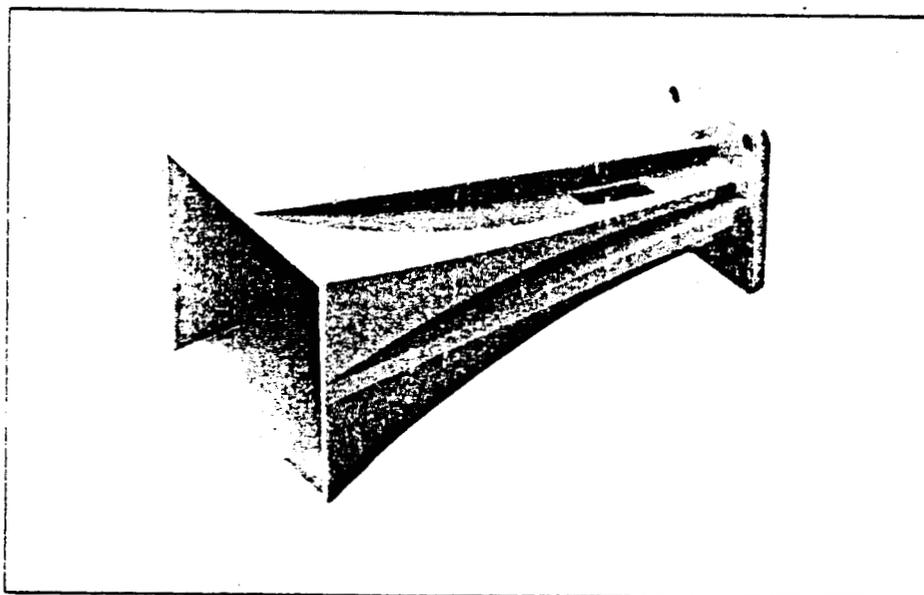
Une autre approche consiste à enregistrer les interférogrammes $S(x)$ pour différentes distances h , d'en déterminer les enveloppes, d'où le repérage des coordonnées des points pour lesquels le niveau est inférieur à 20mV.

Nous déterminons maintenant les surfaces sous investigation dans les conditions identiques ou voisines de nos conditions expérimentales à 10GHz.

Dans ce but, on doit connaître toutes les constantes qui figurent dans la relation (1.48) et qui permettent de calculer l'enveloppe $K(\theta)$ du signal en sortie du corrélateur. Ces constantes qui sont la sensibilité γ de la diode de détection, le gain G_{BF} de l'amplificateur basse-fréquence et les gains G_E , G_R des antennes émettrice et réceptrices dans la direction principale d'observation sont toutes déterminées expérimentalement.

Les diodes détectrices utilisées sont des HP 8472 B appairées, de sensibilité $\gamma=0.5\text{mV}/\mu\text{W}$, le gain basse-fréquence vaut 28dB, ou 34dB, et la puissance d'émission - 2.5dBm, ou -1dBm, selon les cas.

Les antennes utilisées sont des cornets pyramidaux (Figure 1.27) du type Philips PM7320X [26]. Pour éviter de tenir compte des projections du champ électrique E_θ , les mesures se font dans le plan H (Figure 1.28). Le champ électrique s'y écrit :



Gamme de fréquence	8,2 - 12,5 GHz
Guide d'ondes	R100 (WR90, WG 15)
Gain au milieu de la bande	16 dB
Précision	0,4 dB
Variation du gain dans la bande de fréquence	± 1,5 dB
Directivité (3 dB)	
plan E	37° à 8,2 GHz 24° à 12,5 GHz
plan H	34° à 8,2 GHz 24° à 12,5 GHz
Niveau du premier lobe secondaire	
plan E	maximum = - 14 dB
plan H	maximum = - 20 dB
Dimensions	voir schéma
Poids	160 g

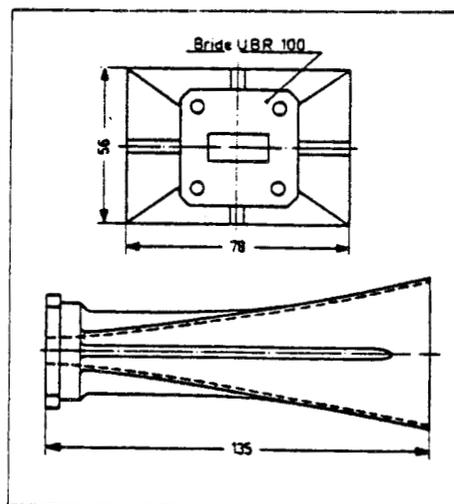


Figure 1.27 : Caractéristiques des cornets Philips PM 7320 X.

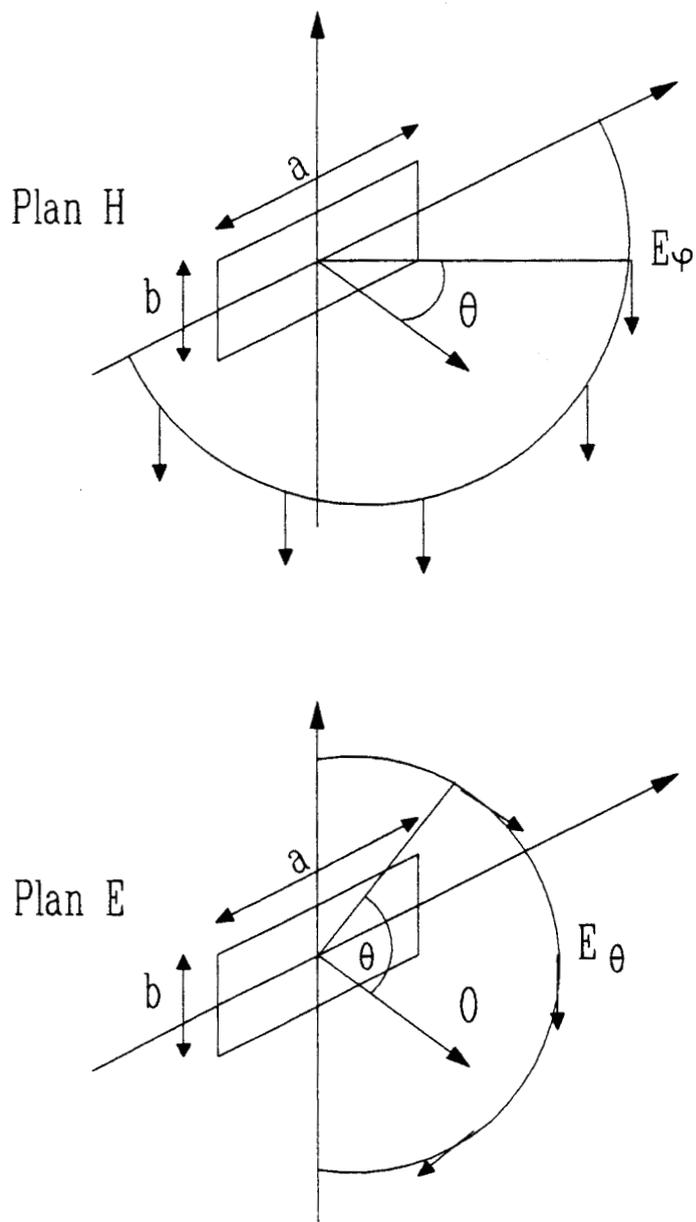


Figure 1.28 : configuration du champ électrique dans les plans E et H

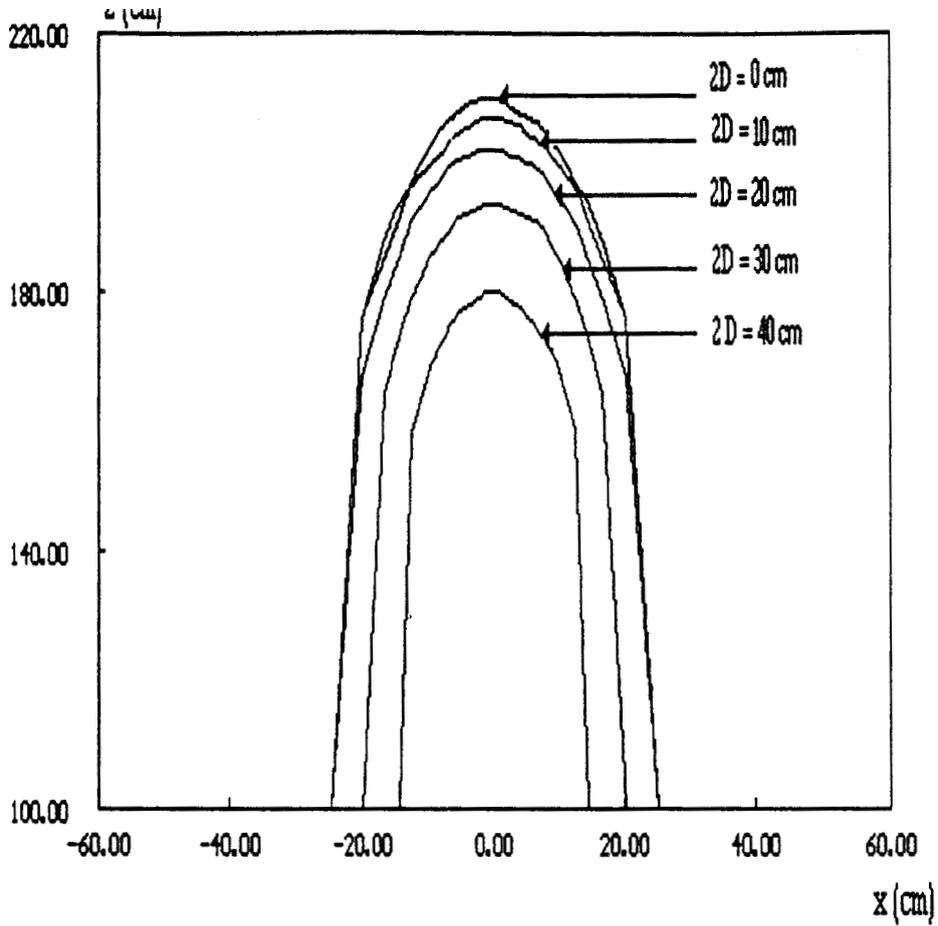


Figure 1.29 : Surfaces sous investigation simulées pour différentes valeurs $2D$, $P_e=10\text{dBm}$, $f=10\text{GHz}$.

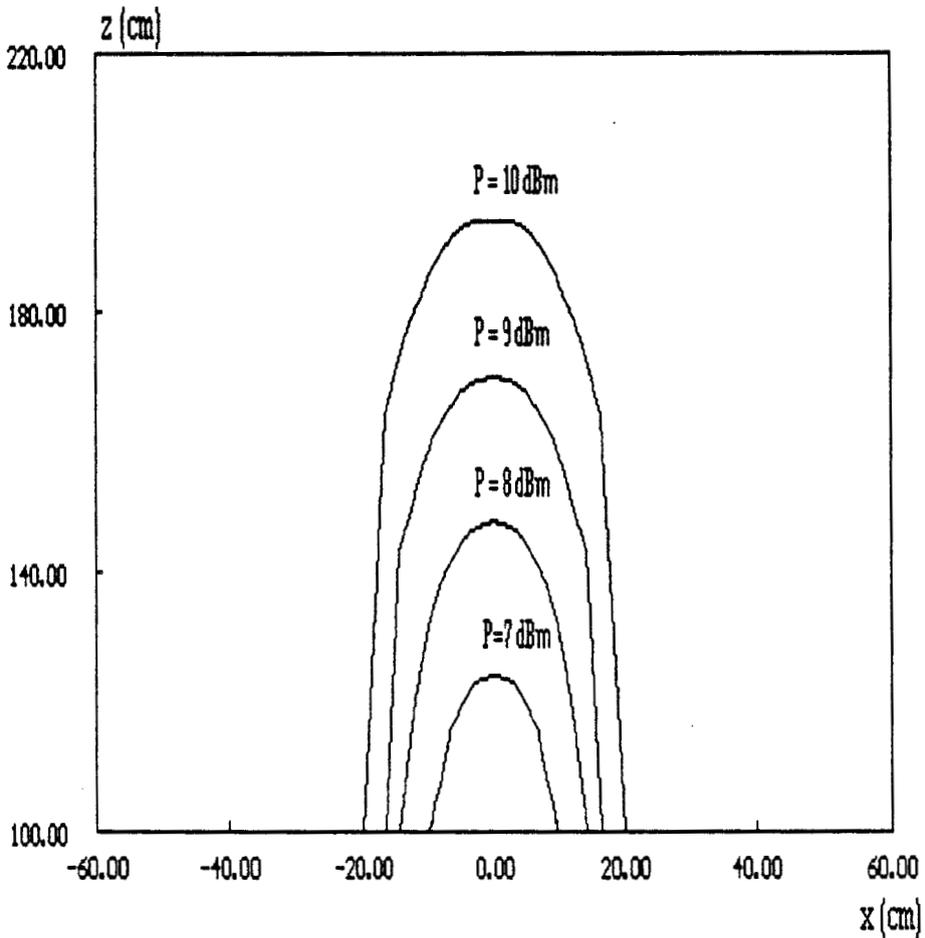


Figure 1.30 : Surfaces sous investigation simulées pour différents niveaux de puissances P_e , $2D=30\text{cm}$, $f=10\text{GHz}$.

$$E_{\theta}(\theta) = G_M \pi^2 \frac{(1 + \cos\theta)}{8} \frac{\cos\left(\frac{\pi a}{\lambda} \sin\theta\right)}{\frac{\pi^2}{4} - \left(\frac{\pi a}{\lambda} \sin\theta\right)^2} \quad (1.53)$$

On admet que le gain maximum G_M est donné par la relation $10ab/\lambda^2$, a et b étant les dimensions de l'ouverture et λ la longueur d'onde dans l'air. Le rendement des antennes est pris égal à l'unité.

Il s'agit de déterminer, pour une distance entre antennes, une puissance d'émission et un gain basse fréquence donnés, les couples de coordonnées (x_0, z_0) qui permettent d'obtenir en sortie du corrélateur un maximum relatif voisin de 20mV.

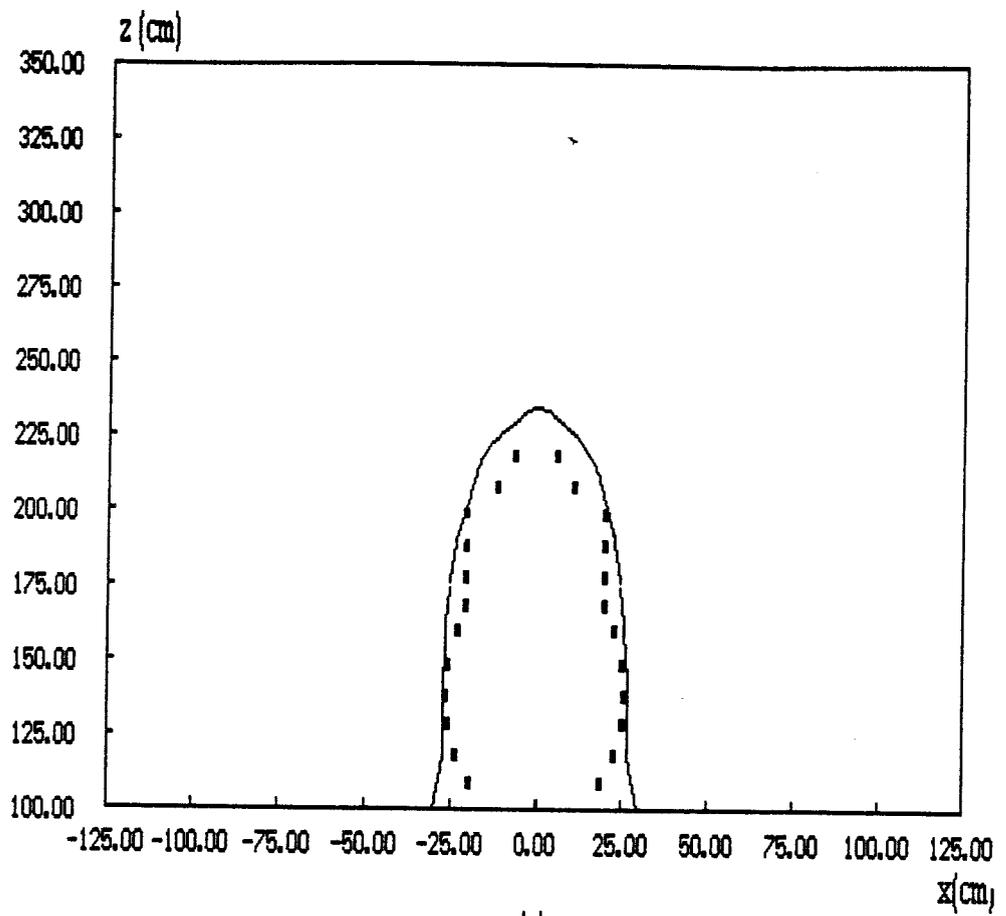
Pour cela on effectue un balayage en x et en z. On fixe d'abord le récepteur à la cote z_0 , on déplace ensuite l'émetteur suivant l'axe 0x en partant du centre. L'abscisse x_0 est déterminée lorsque l'un des maxima relatifs de l'interférogramme est proche de la valeur souhaitée. En raison de la symétrie du système par rapport à l'axe 0z, les mesures ne concernent que les abscisses négatives.

Nous présentons figure 1.29 et 1.30 des simulations de réseaux de surfaces sous investigation à 10GHz, paramètres respectivement par la base 2D et la puissance d'émission. Le gain de la chaîne basse fréquence est choisi égal à 1.

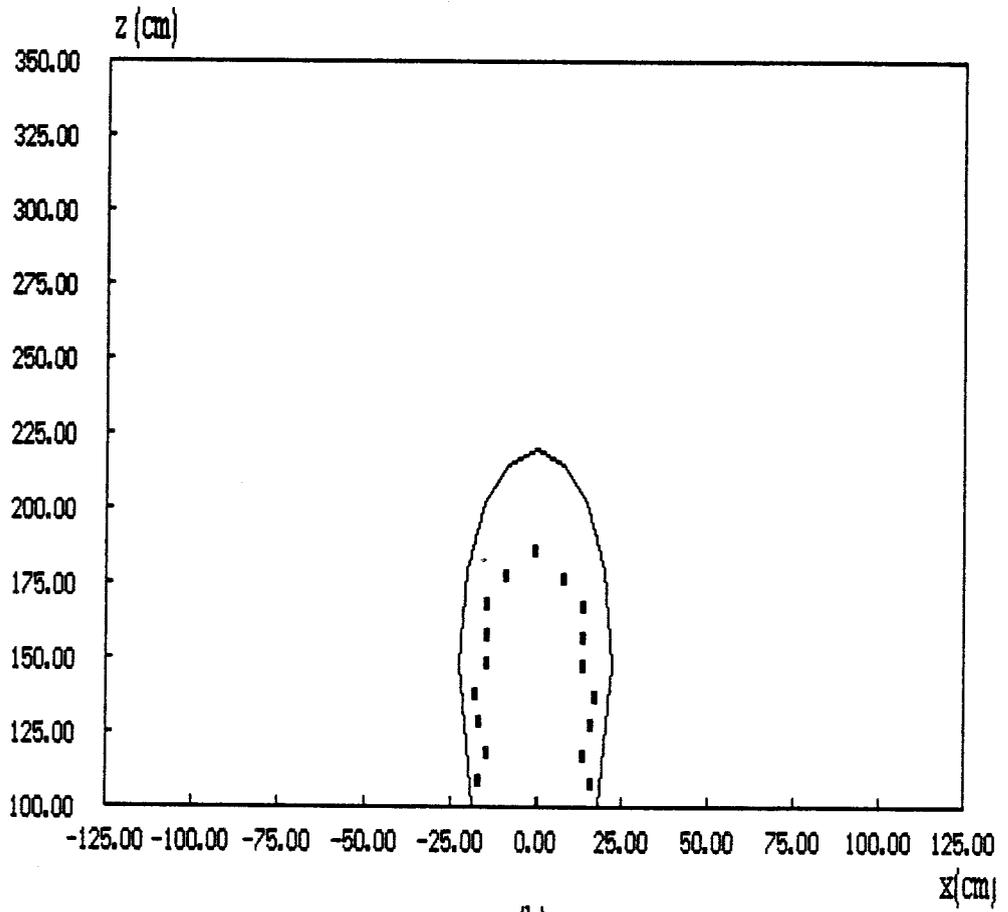
On remarque figure 1.29 que la surface exploitable augmente lorsque la base de l'interféromètre décroît, mais le nombre de franges diminue conformément à la relation (1.40).

La figure 1.30 montre des surfaces calculées pour $2D=30\text{cm}$ et un niveau de puissance d'émission variant de 7 à 10dBm. On note que, dans les conditions envisagées chaque fois que la puissance chute de 1dB, la surface est pratiquement diminuée d'un facteur 1.5.

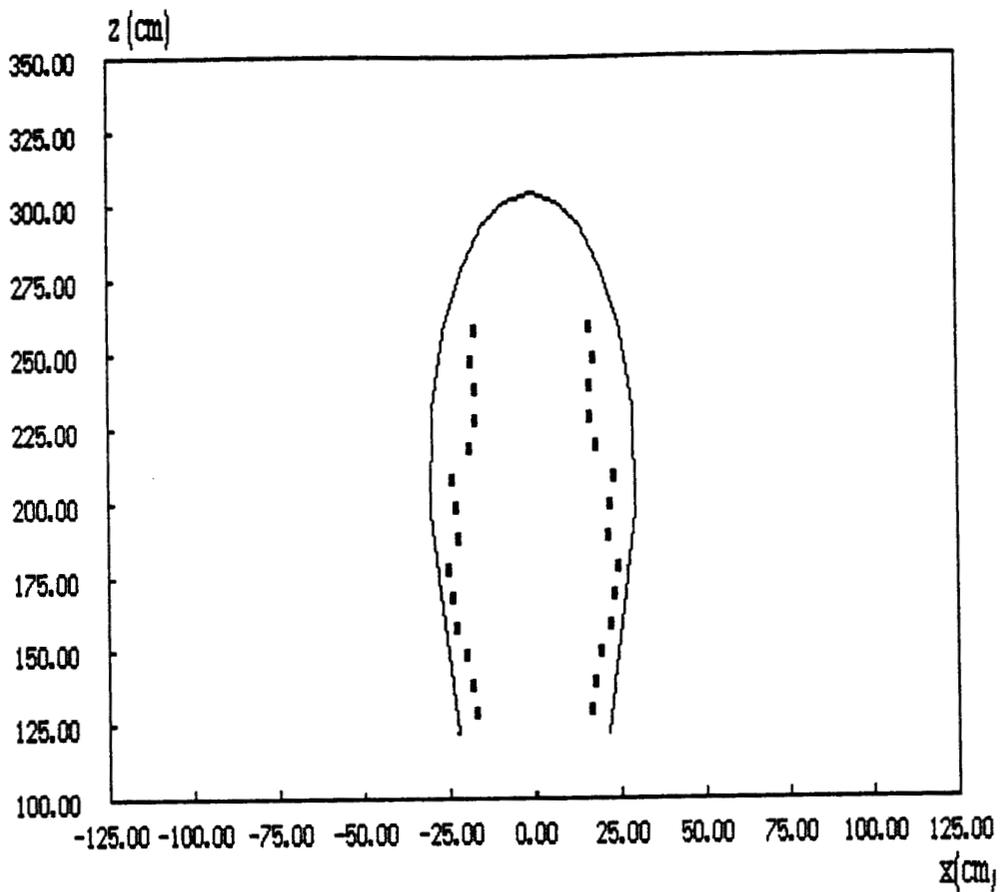
La figure 1.31 donne les résultats de comparaisons théorie-expérience à 10GHz pour différents niveaux de puissance, différentes valeurs de la base 2D et du gain basse fréquence.



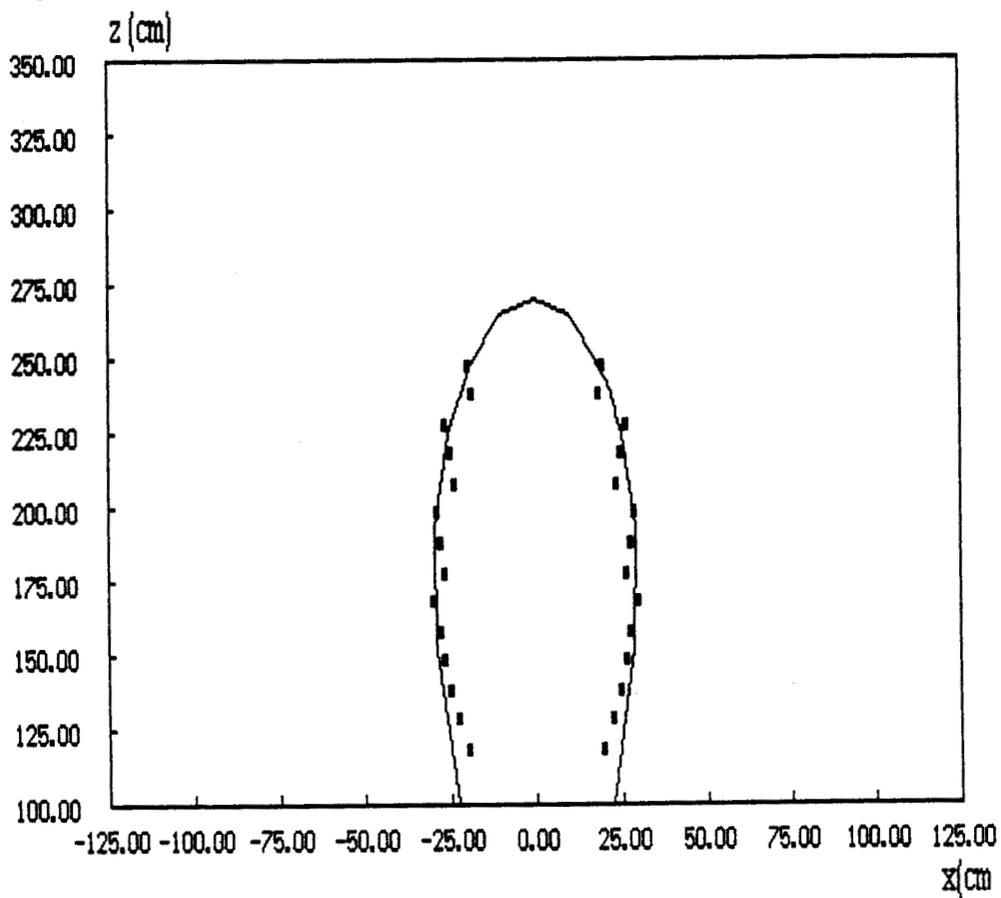
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure 1.31 : Surfaces sous investigation calculées (-----) et mesurées (•) pour différentes situations $f=10\text{GHz}$ a) $2D=20\text{cm}$, $P_e=-2.5\text{dBm}$, $G_{BF}=28\text{dB}$, b) $2D=40\text{cm}$, $P_e=-2.5\text{dBm}$, $G_{BF}=28\text{dB}$, c) $2D=60\text{cm}$, $P_e=-2.5\text{dBm}$, $G_{BF}=34\text{dB}$, d) $2D=40\text{cm}$, $P_e=-1\text{dBm}$, $G_{BF}=28\text{dB}$.

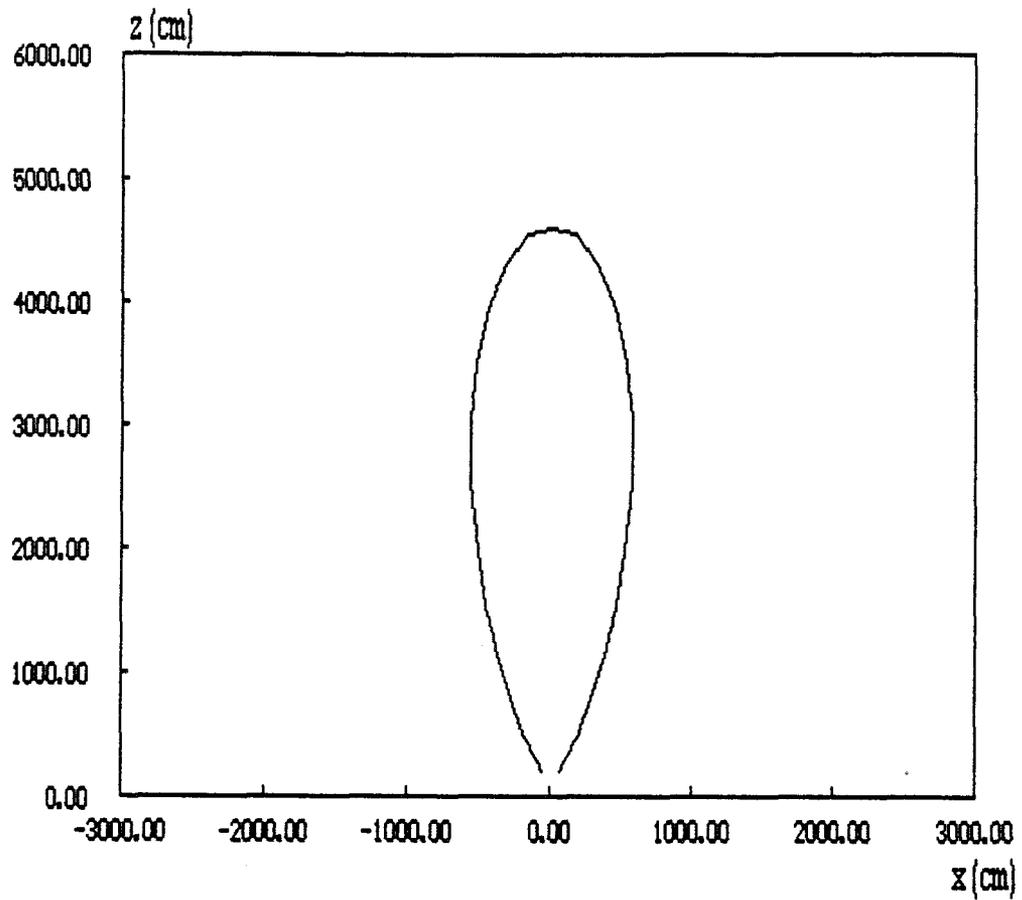


Figure 1.32 : Surface sous investigation calculée à partir des données pratiques du système actuel ($f=10\text{GHz}$, $2D=40\text{cm}$, $P_e=10\text{dBm}$ $G_{BF}=500$).

Pour ces mesures quantitatives, nous obtenons un accord théorie-expérience assez satisfaisant compte tenu des hypothèses émises.

Ces résultats confirment que la surface exploitable décroît lorsque la base de l'interféromètre augmente. Comme le nombre de franges décroît linéairement avec $2D$ et donc la résolution, il apparaît qu'un compromis doit être trouvé entre surface couverte et résolution en fonction de chaque application.

Il faut aussi noter que les surfaces sous investigation citées ici (Figures 1.30 et 1.31) sont volontairement réduites, et ceci dans le but de permettre une vérification expérimentale à l'intérieur des murs du laboratoire. Pour ceci, nous avons volontairement limité la puissance d'émission et le gain basse fréquence. A titre d'indication, nous donnons figure 1.32 un exemple de surface sous investigation calculée à partir des données pratiques du système actuel ($f=10\text{GHz}$, $2D=40\text{cm}$, $P=10\text{dBm}$, $G_{\text{BF}}=500$). La puissance reçue par les détecteurs quadratiques reste supérieure au TSS.

Au cours de cette étude, nous avons mis en évidence les paramètres qui conditionnent les surfaces sous investigation; le problème de l'optimisation du procédé de télémétrie et de positionnement pourra être abordé en fonction d'un cahier des charges et d'une application donnés.

Enfin, nos dispositifs de télémétrie fonctionnent également avec des antennes plaquées [27]. La détermination des surfaces sous investigation correspondante doit être réalisée prochainement.

1.5 Conclusion

Après avoir rappelé les différents procédés d'observation d'une source ponctuelle par des méthodes interférométriques, nous avons discuté les différents moyens de réaliser le produit de corrélation des signaux.

Nous avons ensuite analysé les facteurs qui permettent l'existence et la visibilité des franges c'est à dire les conditions d'application du procédé. Ces facteurs sont les suivants :

- la base de l'interféromètre,
- la géométrie et le diagramme de rayonnement des antennes,
- la puissance d'émission,
- la distance à l'émetteur,
- le rapport signal/bruit.

Cette analyse nous conduit à définir pour la première fois un paramètre caractéristique du procédé, la surface sous investigation qui correspond au lieu des points où l'émetteur peut être localisé. Nous donnons des exemples de cette définition avec des vérifications expérimentales.

Bibliographie Chapitre 1

- [1] A. MAMOUNI
"Radiométrie Micro-onde en Champ Proche : Applications Médicales,
Thermographie Micro-onde", Chapitre 2.
Thèse d'Etat, Lille 1988.

- [2] J.D. KRAUS
"Radio-Telescope antennas"
"Antenna Engineering Handbook", Chapitre 29.
Henry Jasik Editor, Mc Graw Hill Book company

- [3] J. KOVALEVSKY
"Lecture Notes in Physics" : Astrométrie Moderne
Springer Verlag

- [4] A. BOISCHOT
"La Radioastronomie"
Coll. Que sais-je P.U.F

- [5] M. RYLE, D.D. VONBERG
"A New Radio Interferometer and its Applications to the Observation of Weak
radio-stars".
Proceedings of the Royal Society of London, serie A, vol. 211, pp 351-375, 1952.

- [6] M.H. CARPENTIER
"Le radar"
Coll. Que sais-je P.U.F

- [7] B.Y. MILLS, A.G. LITTLE
"A High Resolution Aerial System of a New Type"
Aust. J.phys, vol. 6, pp 272-278, 1953

- [8] R. HANBURY BROWN, R.Q. TWISS
"A New Type of Interferometer for Use in Radio-Astronomy"
SER. 7, vol. 45, N° 366, p 663-681, July 1954

- [9] W.N. CHRISTIANSEN, J.A. HÖGBOM
"Radio Telescopes", Chap 7
Cambridge University Press 1969
- [10] P. THIBAUT, Y.H. KERR, B. LE STRADIC, J.C. MAGNAN
M. AVIGNON, F. CASTANIE
"Generation of High Resolution Microwave Brightness Temperature Map for
Assessing Aperture Synthesis Radiometer Performances"
- [11] R. BERNARD, D. VIDAL-MADJAR
"L'Observation de la Terre par Radar"
L'écho des recherches, pp. 3-14, 2^{ème} trimestre 1989.
- [12] K. KOMIYAMA
"High Resolution Imaging by Supersynthesis Radiometers (SSR) For the
Passive Microwave Remote Sensing of the Earth."
Electronics Letters, 14th, vol 27, N°4, pp 389-390, February 1991.
- [13] Y. BONNAIRE
"Conception d'un Corrélateur Micro-ondes en Structure Intégrée Nouveaux
Modèles de TECs Mono et Bigrille en Régime non Linéaire."
Thèse d'université, Lille, Mars 1989.
- [14] RF and microwave processing M.90
Notice Merrimac p 1.32
- [15] F.E. TERMAN
"Electronic and Radio Engineering"
Mac Graw Hill Fourth editor
- [16] ANAREN
"Balanced and double balanced Mixers" pp 155-169.
- [17] RF and Microwave Processing M-90
Notice Merrimac pp 2-1,2-30.

- [18] D. MATTON
"Principe et Faisabilité de Nouveaux Capteurs Interférométriques
Micro-ondes"
Thèse de Docteur de l'université, Lille, Janvier 1989.
- [19] E. ROUBINE, J. Ch. BOLOMEY
"Antennes" : Introduction Générale
Ed. Masson, Chapitre II, p.49, 1978.
- [20] S. DRABOWITCH, M. METHAIS, C. AUBRY
"Augmentation du Pouvoir Séparateur d'une Antenne Voies Multiples et Décision
Statique"
L'Onde Electrique Vol 49, Fasc 2, pp 192-197, Février 1969
- [21] F.T. ULABY, R.K. MOORE, A.K. FUNG
"Microwave Remote Sensing, Active and Passive"
Vol 1, Addison Wesley, 1981.
- [22] N. BUI-HAI
"Les Antennes à Ouvertures Rayonnantes"
Thomson CSF Janvier 1983.
- [23] WOLF
"Antennas Analysis"
New York Wiley and son, 1966.
- [24] L. THOUREL
"Le Bruit dans les Récepteurs"
Ecole Nationale Supérieure de l'Aéronautique et de l'Espace. 1975.
- [25] ANALOG DEVICES
carte d'acquisition RTI 800, notice d'utilisation.
- [26] PHILIPS /SIVERS LAB
"Hyperfréquences"
Livrets I et V

- [27] J.C. VAN DE VELDE, D. MATTON, Y. LEROY, A. MAMOUNI
"Short Range Telemetry Sensors Using Microwave Correlators"
15ème EUMC, pp 376-381, Paris 1985.

CHAPITRE 2

EXEMPLES D'APPLICATIONS DU CAPTEUR A CORRELATION; LOI HORAIRE D'UN MOBILE

CHAPITRE 2

Exemples d'applications du capteur à corrélation; Loi horaire d'un mobile

2.1 Introduction

Le type de capteur étudié au premier chapitre peut permettre d'accéder à des informations telle la vitesse, la position, mais aussi d'effectuer un contrôle non destructif du milieu de propagation [1].

La méthode de détermination de la loi horaire algébrique que nous traitons dans ce chapitre, bien que fondée sur des phénomènes physiques élémentaires, apporte des éléments nouveaux dans le domaine des capteurs de positionnement et de vitesse.

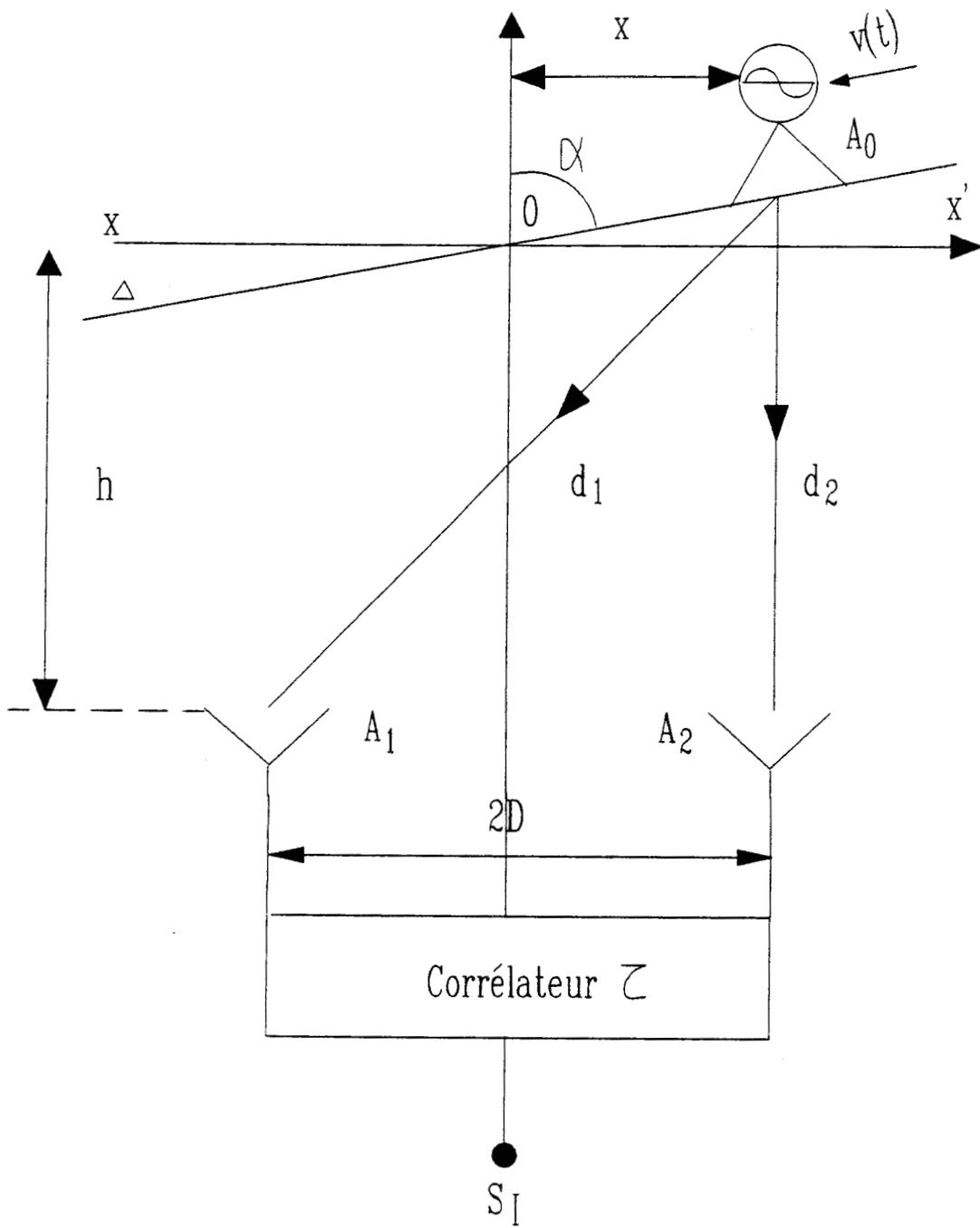


Figure 2.1 : Dispositif pour la détermination de la loi horaire d'un mobile (cas général)

2.2 Applications possibles du procédé interférométrique

Les applications qu'offrent ce type de capteur sont nombreuses. Plusieurs possibilités ont déjà été présentées ou étudiées par D. MATTON [2] concernant entre autres le repérage de la position d'une source fixe au moyen de plusieurs corrélateurs et la mesure de niveau en situation non coopérative.

Nous établissons ici une relation générale de l'interférométrie basée sur l'exploitation de l'interfrange et présentons d'abord quelques cas d'utilisation du procédé.

2.2.1 Télémétrie : cas général

Si on se réfère à la situation présentée figure 2.1 pour laquelle la trajectoire de la source est une droite Δ , la position des zéros du signal interférométrique S_1 s'écrit

$$x(k) = \frac{k^2 \lambda^2 h \sin^2 2\alpha}{2(16D^2 - k^2 \lambda^2)} + k\lambda \sqrt{\frac{k^2 \lambda^2 h^2 \cotg^2 \alpha + \left[h^2 + D^2 - \frac{k^2 \lambda^2}{16} \right] \left[16D^2 - \frac{k^2 \lambda^2}{\sin^2 \alpha} \right]}{\left[16D^2 - \frac{k^2 \lambda^2}{\sin^2 \alpha} \right]^2}} \quad (2.1)$$

avec k entier relatif à l'ordre du zéro de même signe que x ; $k=0$ lorsque le mobile passe par le point 0

λ la longueur d'onde

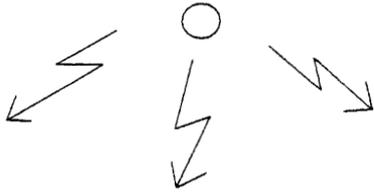
l'angle α est défini sur la figure 2.1

L'interfrange spatial d'ordre k s'écrit alors

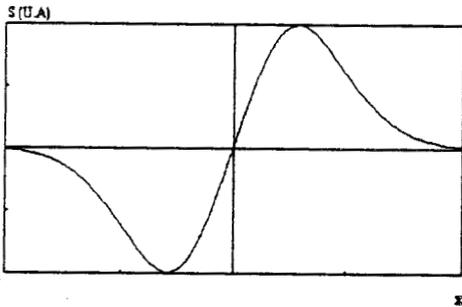
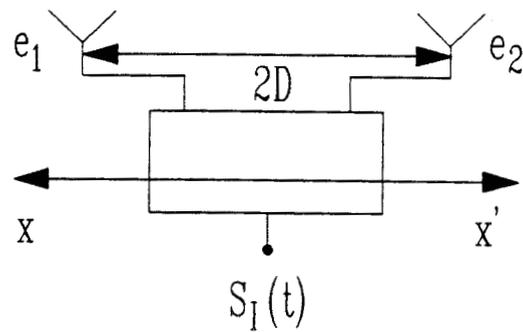
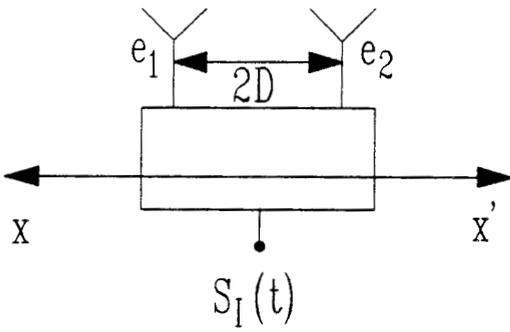
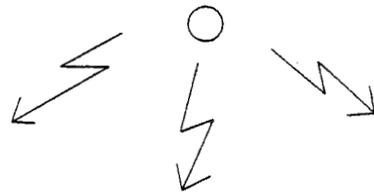
$$\Delta x_k = x_{k+1} - x_k \quad (2.2)$$

Au cours du déplacement du mobile sur la trajectoire Δ (Figure 2.1) Les interfranges spatiaux Δx_k et temporels Δt_k de même ordre k sont liés à la vitesse moyenne v_k dans l'interfrange correspondant par la relation

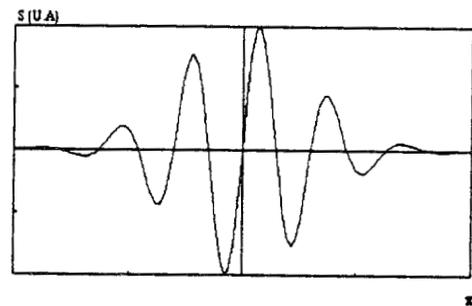
Source
omnidirectionnelle



Source
omnidirectionnelle



(a)



(b)

Figure 2.2 : Variation en fonction de x de la partie imaginaire du produit de corrélation de $e_1(t)$ et $e_2(t)$ pour $2D < \lambda/2$ (a) et $2D > \lambda/2$ (b).

$$\Delta t_k = \frac{\Delta x_k}{v_k} \quad (2.3)$$

Δt_k est issue de l'enregistrement de l'interférogramme; quand à Δx_k , il est calculé analytiquement, à partir de la connaissance de la trajectoire d'où la connaissance de v_k , vitesse moyenne dans l'interfrange d'ordre k .

Si D et λ sont fixés, la connaissance de Δx_k implique celle de l'angle α et de la distance h

En résumé, le système permet de déterminer l'un des trois paramètres $v(t)$, α et h , à condition de connaître les deux autres.

Nous verrons dans le paragraphe (2.3.2) le cas de la détermination simultanée de deux inconnues.

2.2.2 Positionnement d'une source

Pour localiser une source fixe, on peut déplacer un récepteur selon l'axe xx' et repérer par exemple le passage par zéro de la partie imaginaire du produit de corrélation des deux signaux $e_1(t)$ et $e_2(t)$.

Comme l'indique N. LEVANON [3] on évite toute ambiguïté sur le repérage du zéro à condition que la base $2D$ soit inférieure à $\lambda/2$ (Figure 2.2 a).

Si on veut augmenter la précision sur le repérage du zéro, on accroît la pente de la courbe $S_I(x)$ autour de l'origine en augmentant la distance $2D$, (Figure 2.2.b); mais on crée une ambiguïté due à plusieurs passages par zéro. On peut lever cette indétermination par exemple en ne retenant que le zéro situé entre deux maxima absolus.

On peut aussi raisonner sur la partie réelle du produit de corrélation et détecter le passage par le maximum absolu.

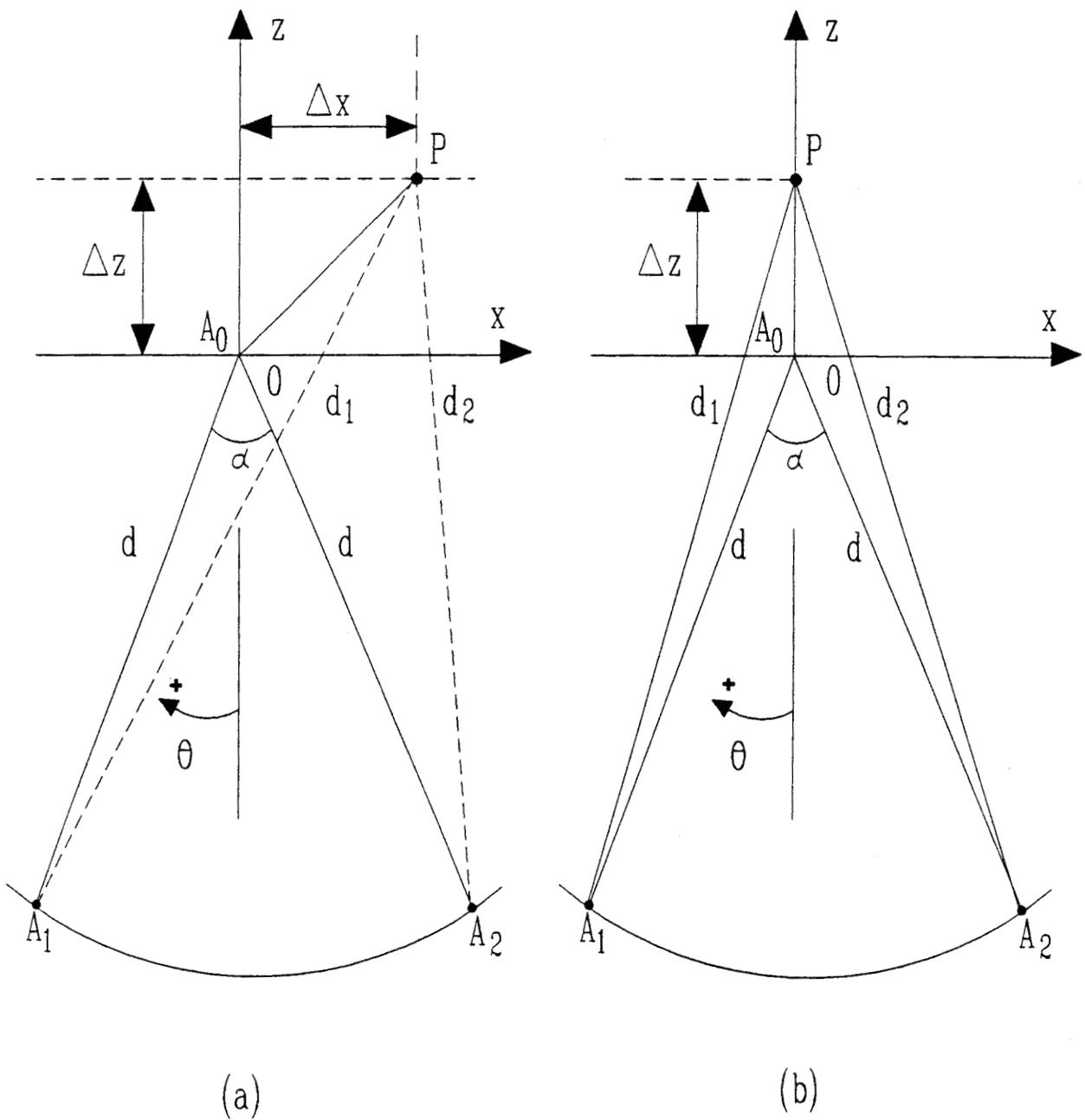


Figure 2.3 : Géométrie de la méthode de la détermination du centre de phase P , quand $\theta=0$.
 A_0 est le centre de rotation de l'antenne à tester, A_1 et A_2 , les antennes réceptrices, (a) cas général, (b) cas $\Delta x=0$.

2.2.3 Détermination du centre de phase

Il apparaît que le procédé peut aussi déterminer le centre de phase des antennes qui servent pour les types de mesures dont nous traitons dans ce mémoire.

2.2.3.1 Centre de phase : définition

Si l'on assimile un système rayonnant à une source ponctuelle, il importe de localiser ce point d'où paraît émaner le rayonnement, c'est à dire le centre de phase moyen de l'antenne.

Sa définition est donnée par C. ANCONA et D. LITAUDON [4] : "C'est le centre de courbure du cercle osculateur au front d'onde de l'onde rayonnée à grande distance dans une direction d'un plan déterminé et dans une polarisation spécifiée."

La connaissance du centre de phase permet de déterminer avec exactitude la distance h qui sépare un émetteur d'un récepteur, et notamment les distances d_1 et d_2 (Figure 2.1).

2.2.3.2 Méthode de calcul et de mesure du centre de phase

Pour déterminer le centre de phase P d'une antenne, on monte celle-ci sur un axe de rotation A_0 . On désigne un axe de référence lié à l'antenne passant par A_0 (axe de symétrie quand il existe et A_0 centre géométrique de l'antenne). La position de l'antenne est alors définie par l'angle θ que fait cet axe avec l'axe Oz . Les deux antennes du récepteur sont placées en A_1 et A_2 à égale distance de A_0 (Figure 2.3 a). L'axe de symétrie de l'ensemble pourra faire un angle β avec l'axe Oz . Dans un premier temps nous considérons $\beta=0$, ce qui revient à avoir A_1 et A_2 symétriques par rapport à Oz .

Dans cette méthode nous exploitons le fait que la différence de phase φ due à la différence de marche d_2-d_1 , n'est indépendante de l'angle θ lié à la rotation de l'antenne autour de A_0 , que si les points A_0 et P sont confondus.

Dans le cas des antennes que nous sommes susceptibles d'utiliser (cornet, guide ouvert, réseau de patches) le centre de phase est, pour des raisons de symétrie, situé sur l'axe de symétrie de l'antenne (Figure 2.3 b), mais sa position, définie par Δz , est à priori inconnue, (Figure 2.4). Le déphasage φ s'exprime comme suit [5]

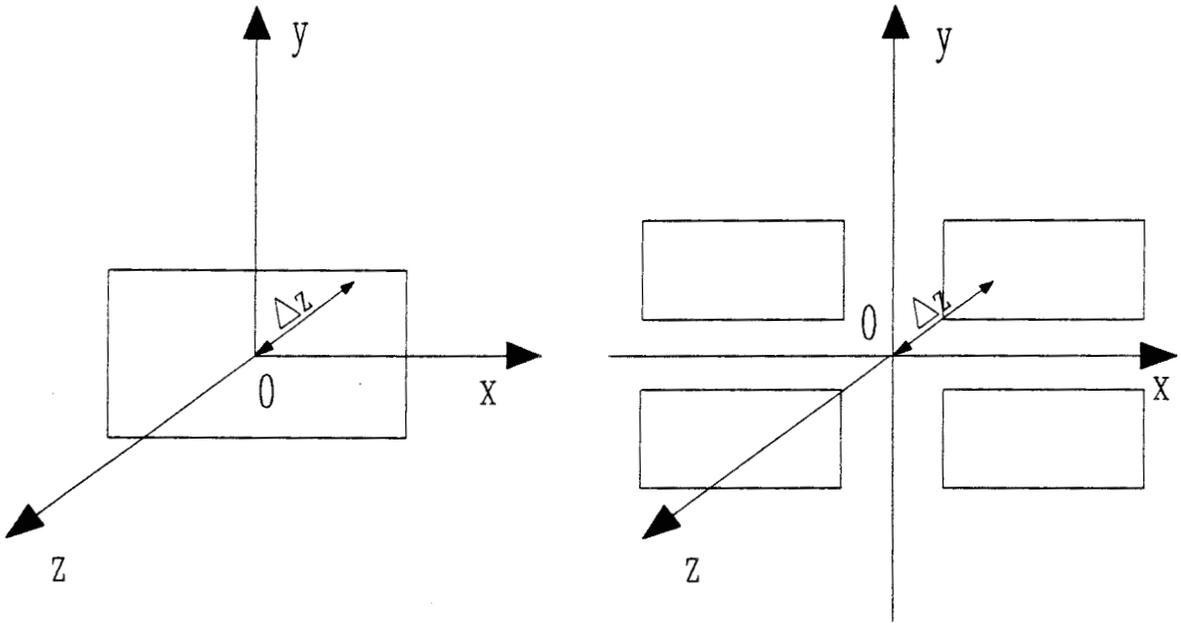


Figure 2.4 : Exemples d'antennes à tester : a) ouverture rectangulaire, b) réseau de 4 patches

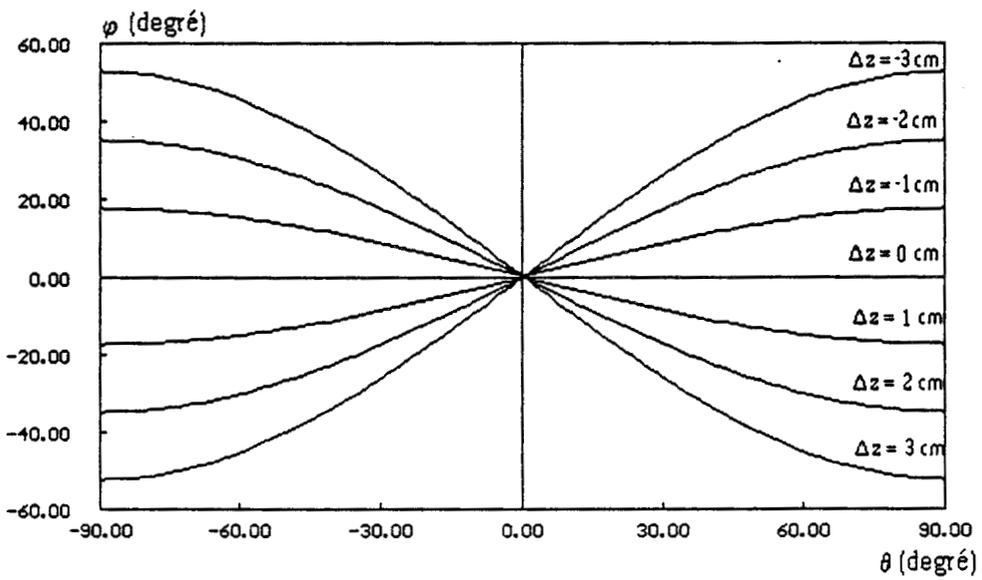


Figure 2.5 : Valeurs calculées du déphasage φ en fonction de l'angle de rotation θ (fig. 2.3b) pour différentes valeurs de Δz , $f = 10\text{GHz}$, $\alpha = 8.4^\circ$

$$\varphi = -\frac{4\pi}{\lambda} \Delta z \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \sin\theta \quad (2.4)$$

La figure 2.5 représentant $\varphi(\theta)$, calculé dans un cas particulier ($f=10\text{GHz}$, $\alpha=8.4^\circ$, $\Delta x=0$) montre que le paramètre Δz est bien relié à la dérivée de $\varphi(\theta)$ par rapport à θ comme l'indique la relation déduite de l'expression (2.4).

$$\Delta z = \frac{-\lambda}{4\pi \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \frac{d\varphi(\theta=0)}{d\theta} \quad (2.5)$$

Pour déterminer le décalage Δz , le facteur à mesurer est la pente de $\varphi(\theta)$ à l'origine. Cette pente est reliée au signal interférométrique S_I par la relation

$$\frac{d\varphi(\theta=0)}{d\theta} = \frac{1}{K(\theta=0)} \frac{dS_I(\theta=0)}{d\theta} \quad (2.6)$$

avec $K(\theta)$, l'enveloppe du signal interférométrique définie par la relation (1.48)

Par conséquent, le tracé des courbes $S_I(\theta)=K(\theta)\sin(\varphi(\theta))$ permet d'accéder à la détermination de la position du centre de phase P étant donné que $d\varphi/d\theta$ est nul lorsque les points A_0 et P sont confondus.

2.2.3.3 Banc de mesure à 10GHz

Pour accéder, par l'expérience, aux divers facteurs qui permettent de calculer Δz , nous avons monté un banc spécialement conçu à cet effet (Figure 2.6). L'antenne à tester (A.A.T) est montée sur une platine qui permet une rotation θ comprise entre $\pm 30^\circ$. Le récepteur interférométrique donne simultanément les signaux S_I et S_R (corrélateur complexe). Dans le cas que nous citons, $2D=30\text{cm}$ et $h=2$ mètres, les conditions de champ lointain sont réalisées.

Toutes les mesures se font dans le plan H en polarisation verticale et dans la direction principale de l'axe d'observation ($\beta=0$). Les précautions à prendre sont les suivantes:

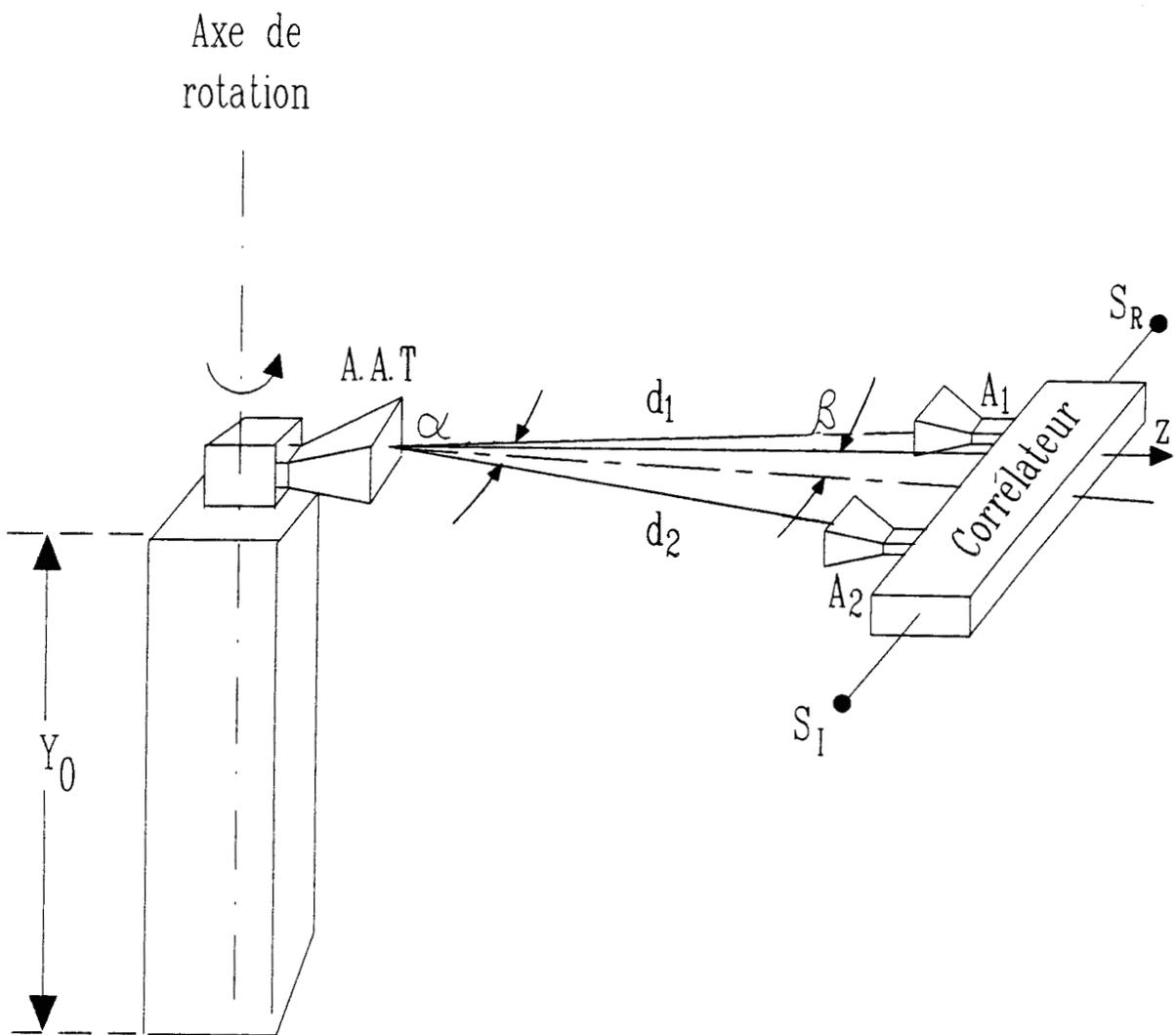


Figure 2.6 : Banc de mesure du centre de phase

. Il convient d'éviter toutes les réflexions parasites. M. TEICHMAN [6] a montré que des mesures effectuées dans une chambre anéchoïde de coefficient de réflexion de -55dB sont affectées d'une erreur sur la phase de $\pm 0.2^\circ$ en bande X.

Nous utilisons un absorbant à profil pyramidal ECCOSORB CV.3 qui possède une réflectivité de - 40dB à 10GHz. Celui-ci est disposé autour de l'émetteur et du récepteur en raison de la présence d'objets métalliques et d'éventuels lobes diffus ou arrières.

Les réflexions sur le sol sont atténuées car l'ensemble du banc est surélevé de $Y_0=75\text{cm}$ (Figure 2.6).

. Etant donné que le point P (Figure 2.3b) n'est pas très éloigné du point A_0 , les variations de φ , et donc de S_1 , en fonction de θ (Figure 2.5) sont faibles. Pour mieux les percevoir il faut opérer autour d'un zéro du signal. Si l'on opérait autour d'un maximum, le signal rendrait compte essentiellement du diagramme de rayonnement de l'antenne ce qui masquerait une éventuelle variation du déphasage entre les deux antennes.

. Il faut travailler à puissance élevée et pour 2D grand afin d'augmenter la pente du signal $S_1(\theta)$ et de l'extraire ainsi du bruit.

. Il faut veiller à contrôler les dérives en fréquence et en température du générateur et du récepteur en automatisant le banc et en effectuant des mesures de courte durée. Ces conditions n'ont pu être respectées que partiellement.

2.2.3.4 Résultats expérimentaux et interprétations

Nous avons effectué des mesures sur l'antenne cornet pyramidal Philips PM 7320X dont les caractéristiques sont données au premier chapitre.

La position P du centre de phase est décalée de Δz par rapport à l'axe de rotation A_0 . Nous représentons (Figure 2.7) les courbes $S_1(\theta)$ expérimentales paramétrées par plusieurs valeurs Δz . La figure 2.8 montre une bonne concordance entre les courbes $S_1(\theta)$ théoriques et expérimentales. La figure 2.9 exprime la valeur Δz_1 mesurée par la méthode interférométrique en fonction de la valeur de Δz_2 mesurée avec un réglet en supposant le centre de phase dans l'ouverture du cornet.

Nous remarquons une bonne concordance entre ces résultats.

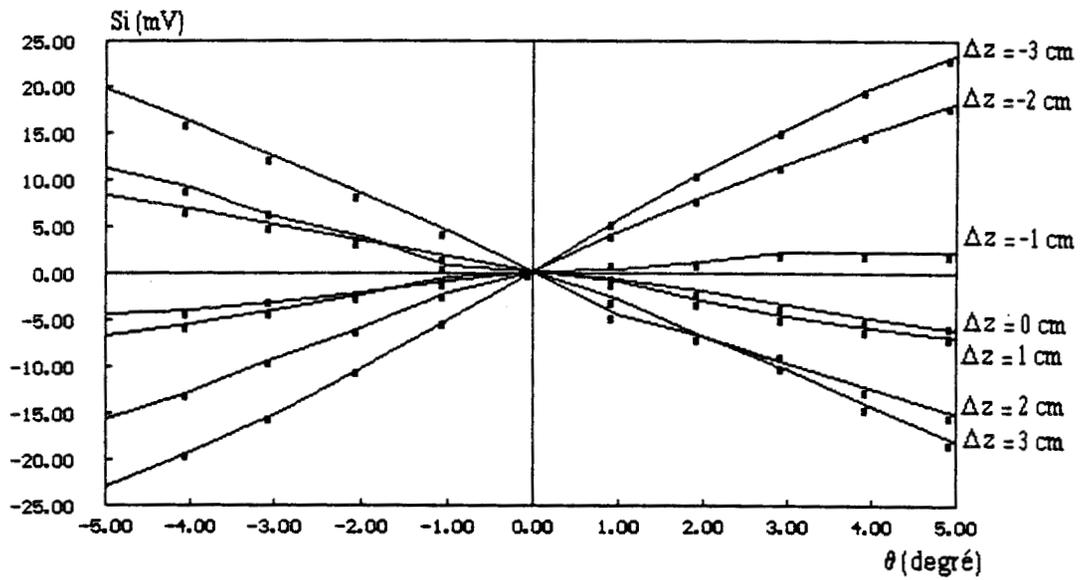


Figure 2.7 : Valeurs mesurées de S_I en fonction de l'angle de rotation θ (Figure 2.3b) pour différentes valeurs de Δz , $f = 10\text{GHz}$, $\alpha = 8.4^\circ$

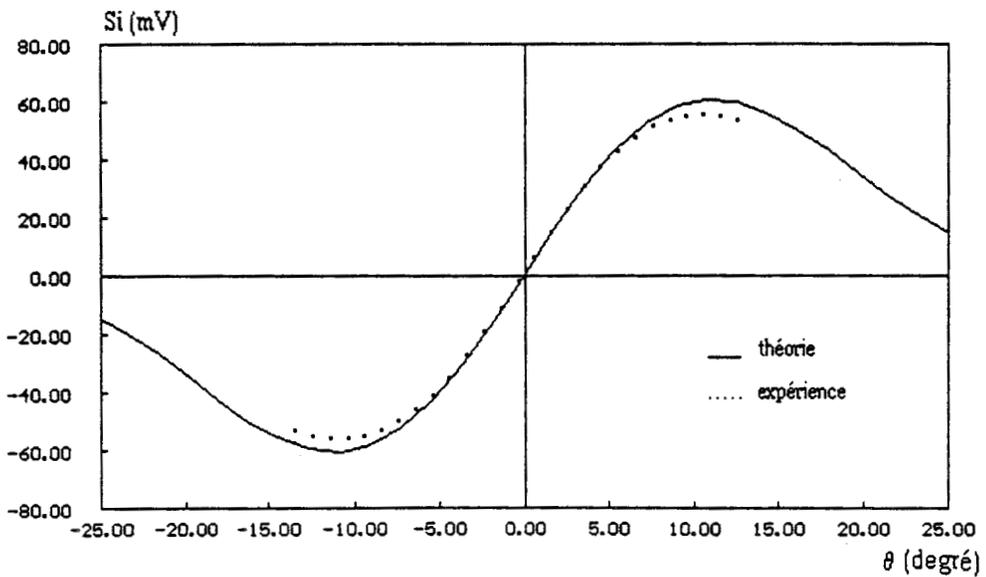


Figure 2.8 : Confrontation théorie-expérience des courbes $S_I(t)$; $f=10\text{GHz}$, $\alpha=8.4^\circ$, $\Delta z=-5\text{cm}$

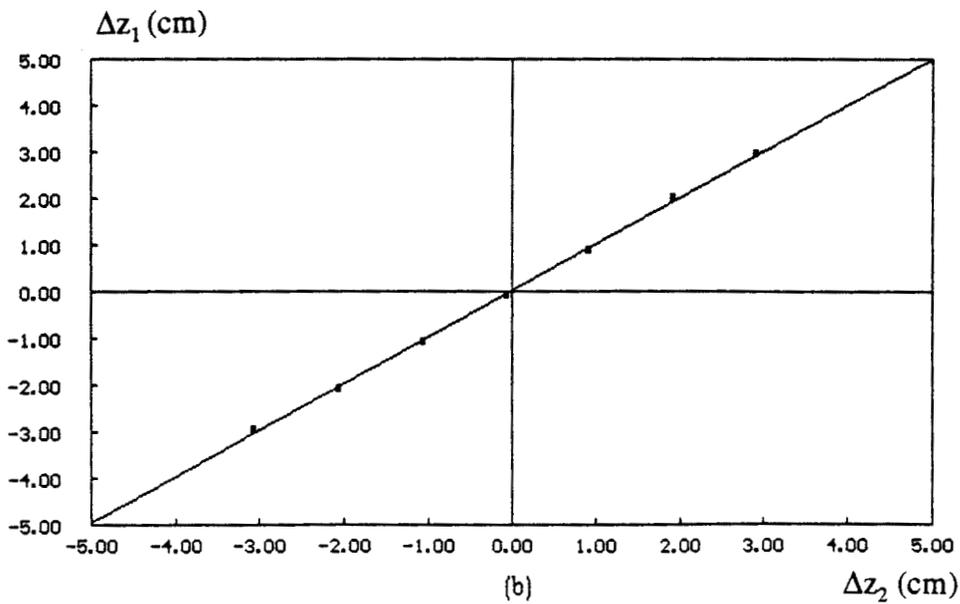
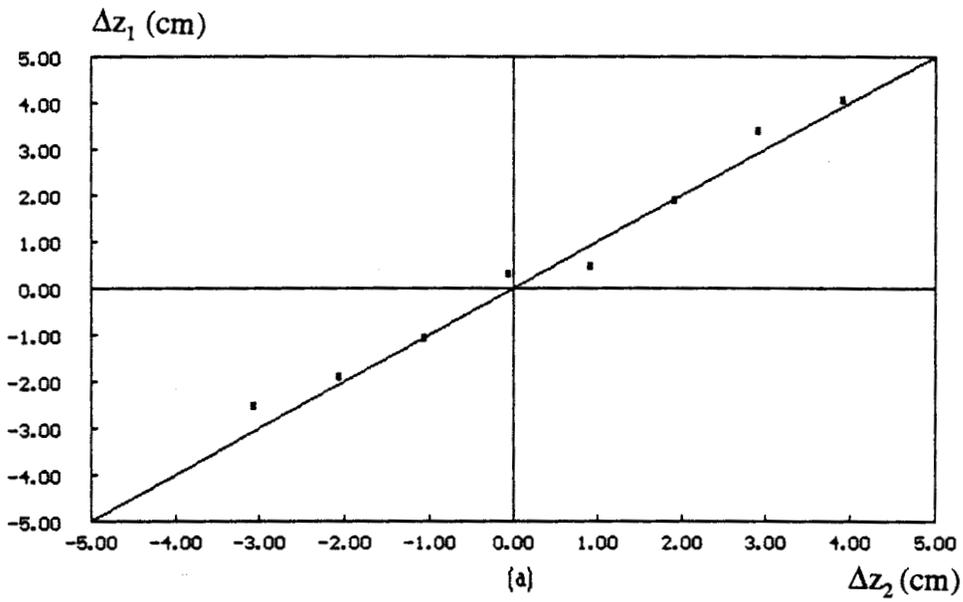


Figure 2.9 : Comparaison des valeurs Δz obtenues par la méthode interférométrique et par mesure $f = 10\text{GHz}$, $\alpha = 8.4^\circ$ a) pour $\beta = 0^\circ$ (Fig. 2.6), b) pour $\beta = 3.2^\circ$

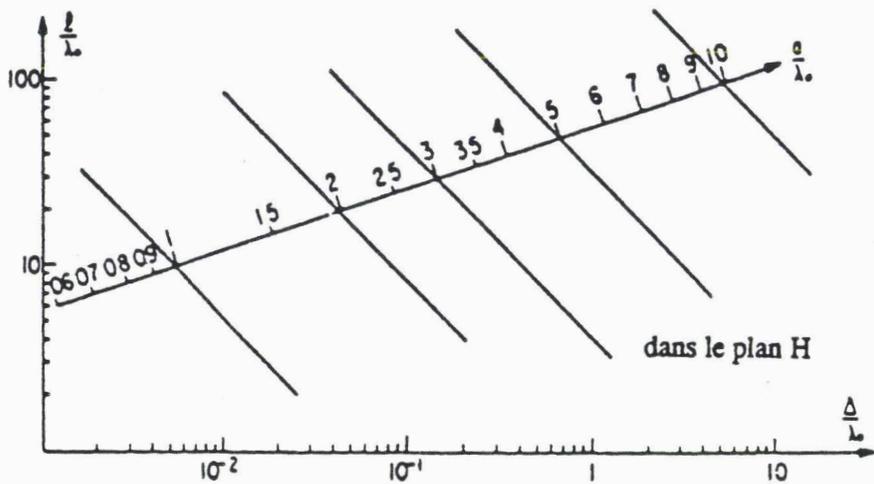
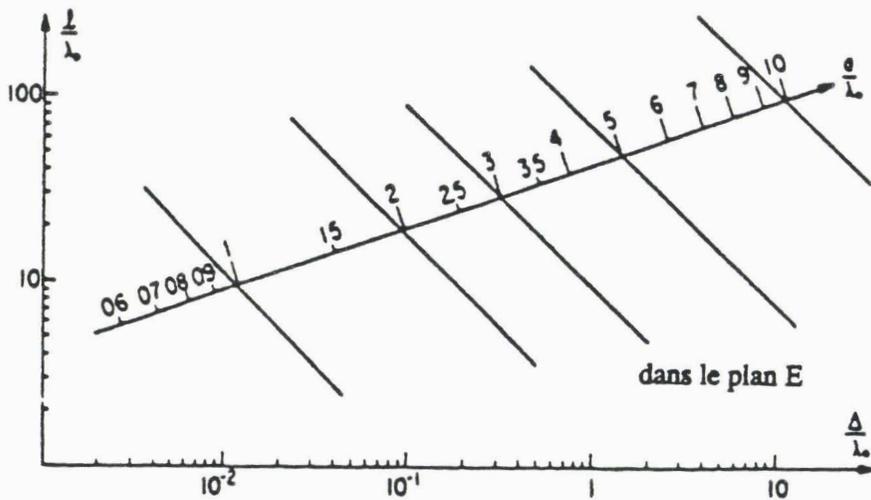
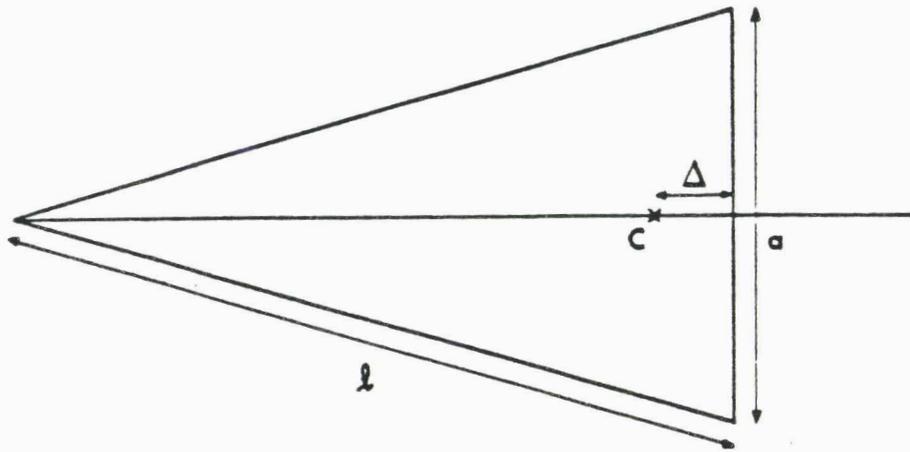


Figure 2.10 : Position du centre de phase du cornet dans les plans E et H (d'après [9]). La valeur de Δ se déduit de l , a et λ_0 .

L'erreur est d'autant plus grande que Δz est faible, ce qui est normal car la pente autour de zéro est d'autant plus petite. Cependant dans les cas que nous considérons, cette erreur reste de l'ordre de ± 3 mm ce qui est négligeable devant les valeurs de la distance h . Dans ce cas, h est donc mesuré à $\pm 0,15$ % au moins.

La position du centre de phase dans la direction principale est bien située à l'origine du plan xOy et pratiquement à l'ouverture du cornet conformément aux différentes études faites à ce sujet, [7], [8].

Il est à noter qu'en raison de l'évasement exponentiel du cornet étudié, sa longueur apparente devient importante, repoussant ainsi le centre de phase encore plus vers l'ouverture comme le montre la figure 2.10. Ceci valide l'hypothèse de le considérer réellement à l'ouverture.

L'antenne cornet présente un astigmatisme non négligeable ; ceci se traduit par le fait que la position du centre de phase n'est valable que pour une faible variation autour d'une direction d'observation donnée.

Pour caractériser une antenne en phase quelque soit la direction d'observation il convient de parler de caustique du système rayonnant et non plus du centre de phase. Ce point qui peut d'ailleurs être source d'erreur pour notre application est traité au paragraphe suivant (2.2.3.5). Néanmoins l'existence d'antennes, notamment les réseaux linéaires dont le diagramme de rayonnement en phase est constant, permet l'utilisation de la méthode interférométrique dans des situations qui nécessitent une grande précision [4].

Des essais qualitatifs sur un réseau de quatre patches à 10GHz et avec $\alpha=8.4^\circ$ montrent que le centre de phase dans l'axe principal ($\beta=0$) serait situé à environ 1,5cm en avant du plan des patches.

2.2.3.5 Caustique des éléments rayonnants.

Nous citons la définition de C. ANCONA et D. LITAUDON : "la caustique est la courbe enveloppe des normales au front d'onde dans le plan considéré : c'est la développée du front d'onde dans ce plan" (Figure 2.11).

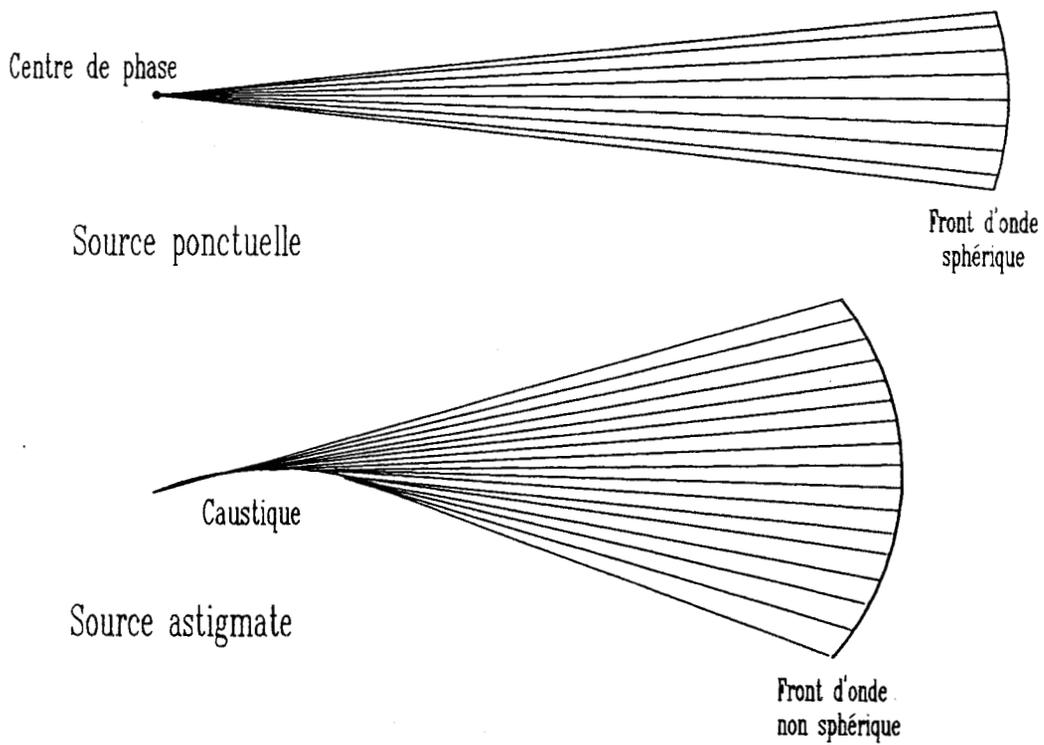


Figure 2.11 : Centre de phase d'une source ponctuelle et caustique d'une source astigmatique.

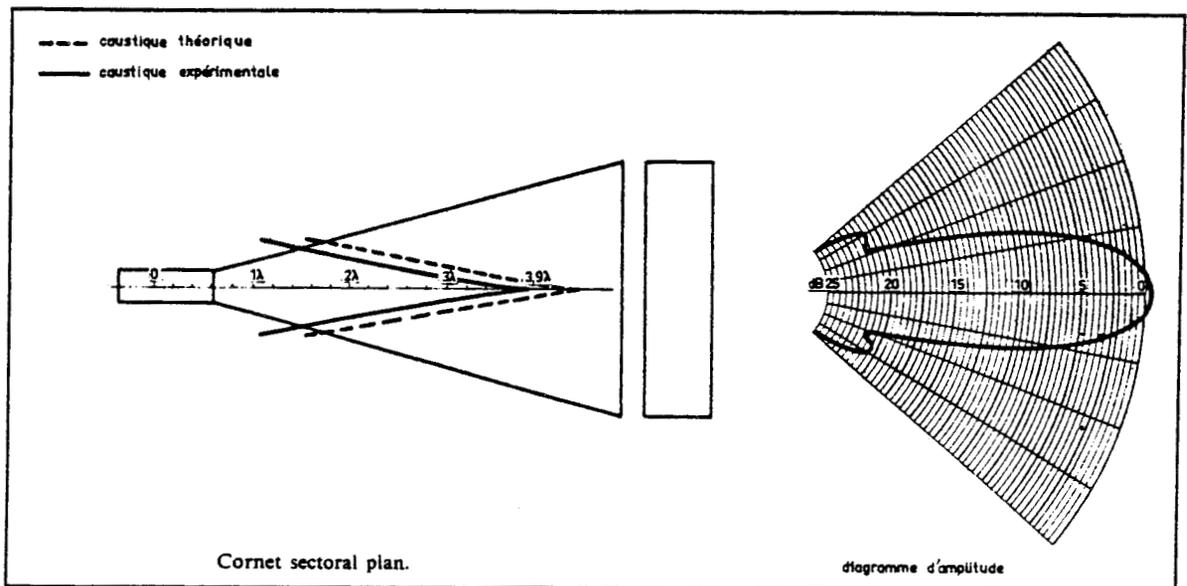


Figure 2.12 : Caustique d'une antenne cornet sectoral plan d'après Y.Y. HU [4].

Autrement dit c'est le lieu des centres de phase quelque soit la direction d'observation d'une source astigmaté. La caustique se réduit à un point dans le cas d'une source ponctuelle; elle est alors appelée centre de phase.

Y. Y. HU a étudié la caustique d'un cornet sectoral plan. Les résultats sont présentés figure 1.12. On observe que les deux caustiques théorique et expérimentale sont sensiblement parallèles avec un décalage axial de 0.45λ environ. On remarque donc que le cornet sectoral plan présente un astigmatisme non négligeable. Le centre de phase se déplace aussi bien en x qu'en z en fonction de la direction d'observation rendant ainsi la distance h dépendante de l'angle d'observation.

Récemment M. HAKKAK et H. SCHRANK ont établi une méthode de mise au point d'antennes cornet dont le plan de phase est indépendant de la rotation de l'antenne et sur une large bande de fréquence [9].

2.3 Etude de la loi horaire d'un mobile sur une trajectoire linéaire

Nous abordons maintenant le problème de la détermination coopérative de la loi horaire d'un mobile en déplacement, selon une direction constante, sur une trajectoire linéaire perpendiculaire à la direction d'observation du récepteur et située à une distance h de celui-ci. Tout d'abord, on considère la distance h connue. On opère à la fois à des distances relativement courtes de un à quelques mètres puis plus importantes (environ 10 mètres) en maintenant la même puissance d'émission. Nous traitons ensuite le cas où la distance est inconnue, puis celui où la vitesse change de signe au cours du déplacement (loi horaire algébrique).

2.3.1 Distance h à la trajectoire connue

2.3.1.1 Principe

La situation envisagée est schématisée figure 2.13 où le générateur alimentant l'antenne A_0 est fixé sur un mobile dont on veut déterminer la loi horaire lors de son déplacement sur l'axe xx' . Dans un premier temps le signe de la vitesse reste constant pendant le parcours.

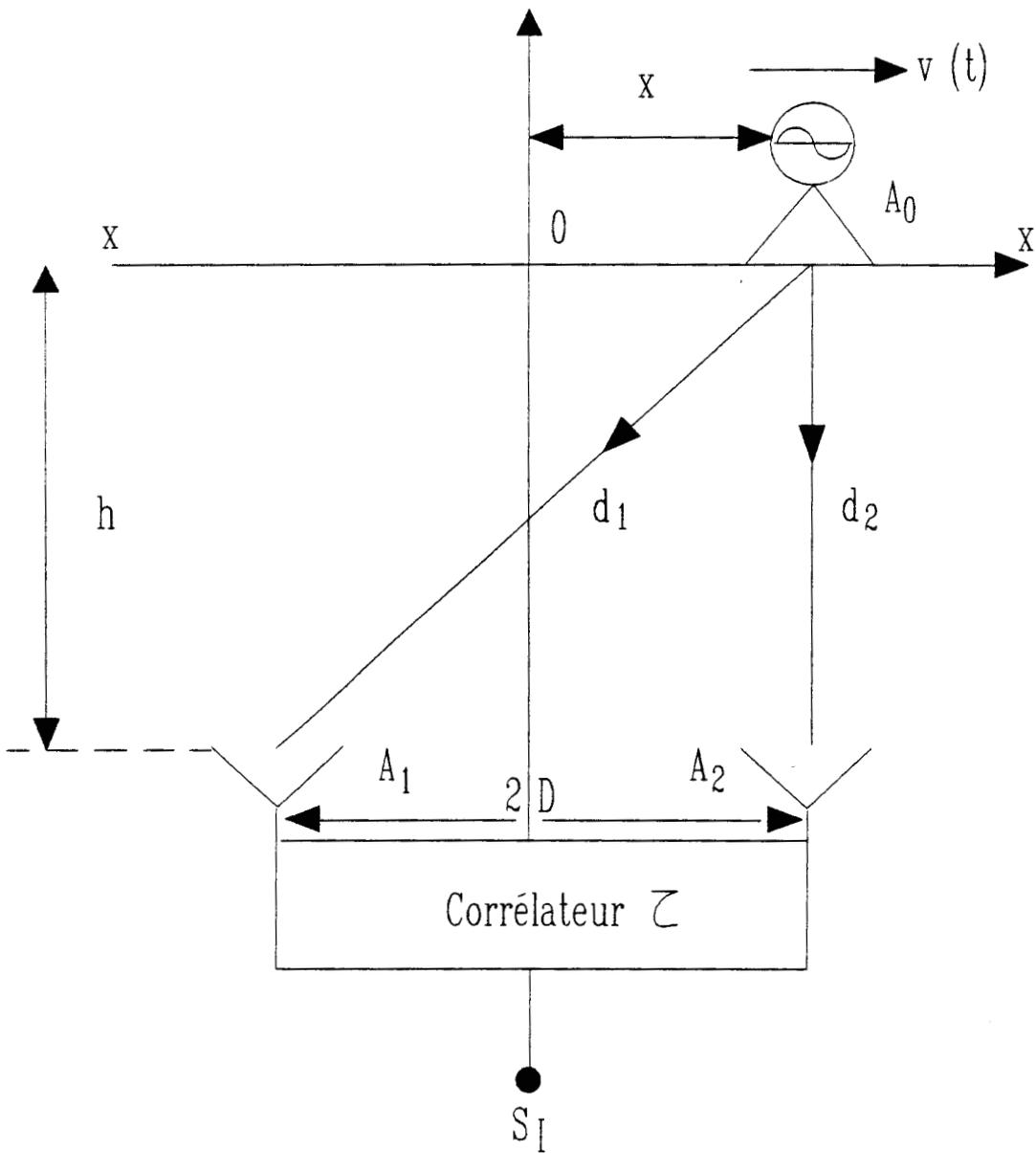


Figure 2.13 : Dispositif pour la détermination de la loi horaire d'un mobile

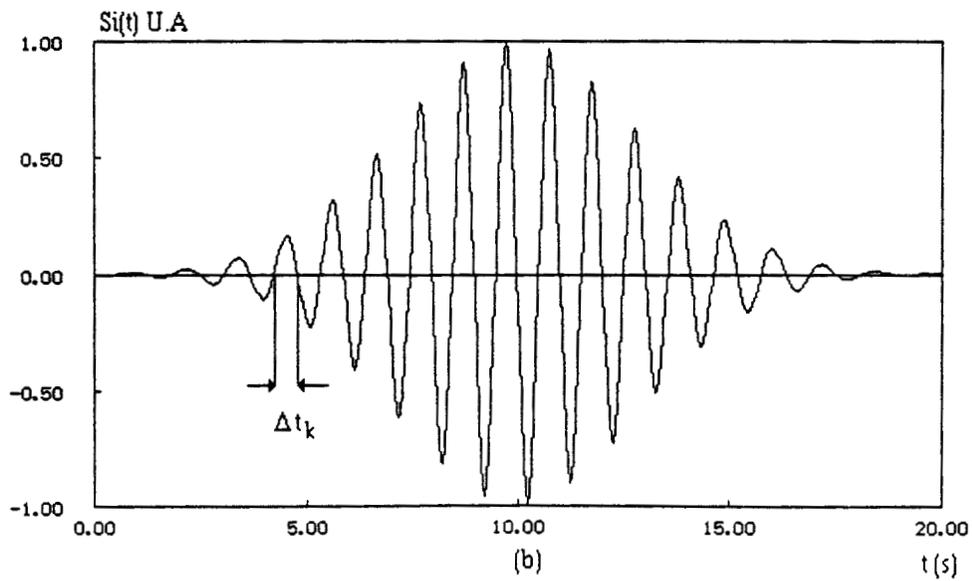
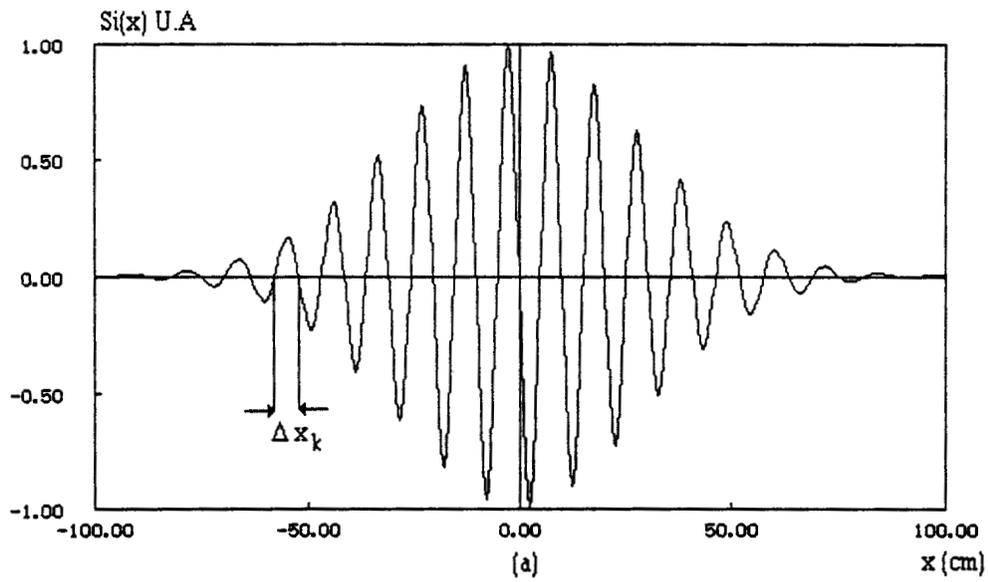


Figure 2.14 : Interférogramme spatial $S_I(x)$ et temporel $S_I(t)$ simulés pour $f=10\text{GHz}$, $2D=60\text{cm}$, $h=2$ mètres, $v=10\text{cm/s}$.

Comme nous l'avons déjà souligné, la méthode est basée sur la détection du passage par zéro des interférogrammes temporels et spatiaux. Dans le cas d'un déplacement perpendiculaire à la direction d'observation du récepteur, la relation 2.1 qui indique la position des zéros se simplifie comme suit [10]

$$x_k = \frac{C_k}{2} \sqrt{\frac{4h^2 + 4D^2 + C_k^2}{4D^2 - C_k^2}} \quad (2.7)$$

avec
$$C_k = \frac{k\lambda}{2} \quad (2.8)$$

h la distance émetteur récepteur

2D la base de l'interféromètre.

La relation (2.7) semble indiquer que x_k puisse tendre vers l'infini ou être indéterminé si le terme sous la racine est négatif. Il n'en est rien puisque $|k|$ est toujours inférieur à $\frac{4D}{\lambda}$ [11], ce que nous avons expliqué au paragraphe 1.3.1.

De la relation (2.3), considérant les interférogrammes spatiaux et temporels (Figure 2.14), on déduit la vitesse moyenne du mobile dans chaque interfrange d'ordre k

$$\bar{v}_k = \frac{\Delta x_k}{\Delta t_k} \quad (2.9)$$

L'observation de l'amplitude relative des extréma du signal nous permet de définir sans ambiguïté l'ordre k de la frange. La forme de l'enveloppe $K(\theta)$ dépend des diagrammes de rayonnements des antennes et de l'atténuation de propagation. Elle est maximale au voisinage des deux franges centrales, d'où le repérage du zéro correspondant à $k=0$.

Pour des raisons pratiques, nous retenons le même nombre de zéro de part et d'autre du zéro central. Dans les conditions du système actuel l'exploitation cesse dès que le maximum relatif de S_I est inférieur à 20mV tel que nous l'avons défini au paragraphe 1.3.3.3.

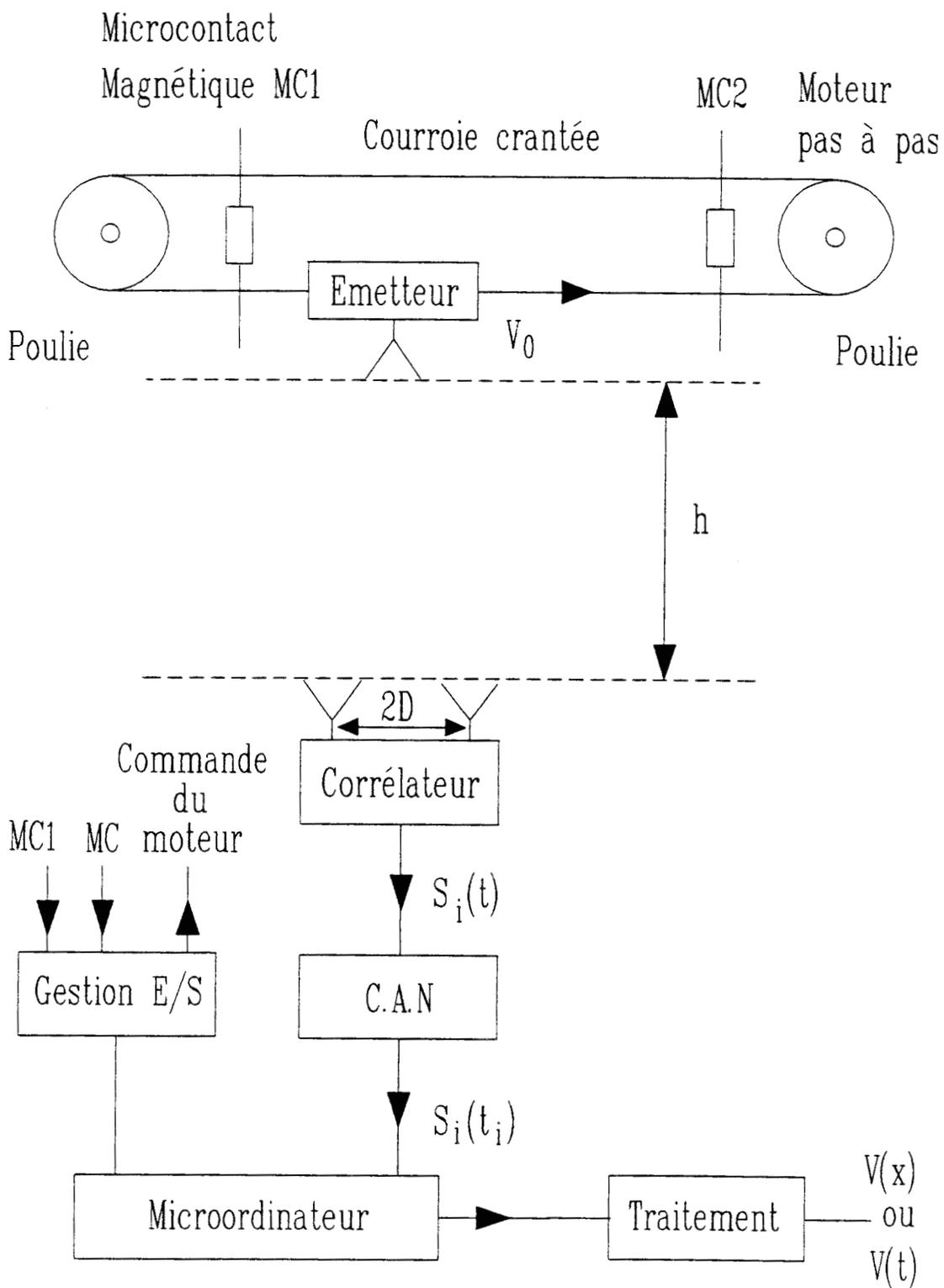


Figure 2.15 : Synoptique du banc de mesures

Cette condition définit la longueur de la trajectoire ou excursion de x noté $Exc(x)$ soumise à l'observation du récepteur.

Pour nous affranchir d'éventuelles tensions de décalage, l'interfrange que nous considérons, correspond à une pseudo-période du signal d'où

$$V_{k+1} = \frac{x_{k+2} - x_k}{t_{k+2} - t_k} \quad (2.10)$$

2.3.1.2 Description du banc de mesure (Figure 2.15)

Le mobile qui porte une source monochromatique émettant 10dBm consiste en un chariot monté sur rail et sur lequel est fixé l'émetteur. Son déplacement est assuré par un moteur pas à pas, deux poulies et une courroie crantée ; deux microcontacts magnétiques jouent le rôle de butées. L'excursion $Exc(x)$ vaut au minimum 1 mètre.

L'acquisition du signal s'effectue de manière à obtenir sur la totalité de l'excursion un nombre d'échantillons égal à une puissance de 2 (2048 points) pour permettre les traitements informatiques éventuels par F.F.T., et ce par l'intermédiaire d'une carte d'entrée-sortie et de conversion analogique numérique relié à un micro ordinateur.

2.3.1.3 Corrélateur fonctionnant à "courte distance"

Nous dénommons ainsi les expériences effectuées à l'intérieur du laboratoire. Nous avons poursuivi les expériences engagées par D. MATTON à 10GHz.

Nous donnons figure 2.16 (a,b,c) des exemples de lois horaires déterminées expérimentalement pour une vitesse constante et h compris entre 150cm et 300cm. La précision sur la vitesse est de l'ordre du pour-cent pour la partie centrale de la trajectoire (i.e $-35cm < x < 35cm$, pour $h=160cm$ et $-60cm < x < 60cm$, pour $h=280cm$). Elle se dégrade pour des valeurs plus grandes de x . Ceci ne semble pas être dû uniquement au rapport signal/bruit (dans les conditions présentes, la longueur de la zone sous investigation est comprise entre 1m et 2m) mais aussi et surtout à la caustique des éléments rayonnants, (paragraphe 2.2.3.5), qui fait que la valeur apparente de h est une fonction de x .

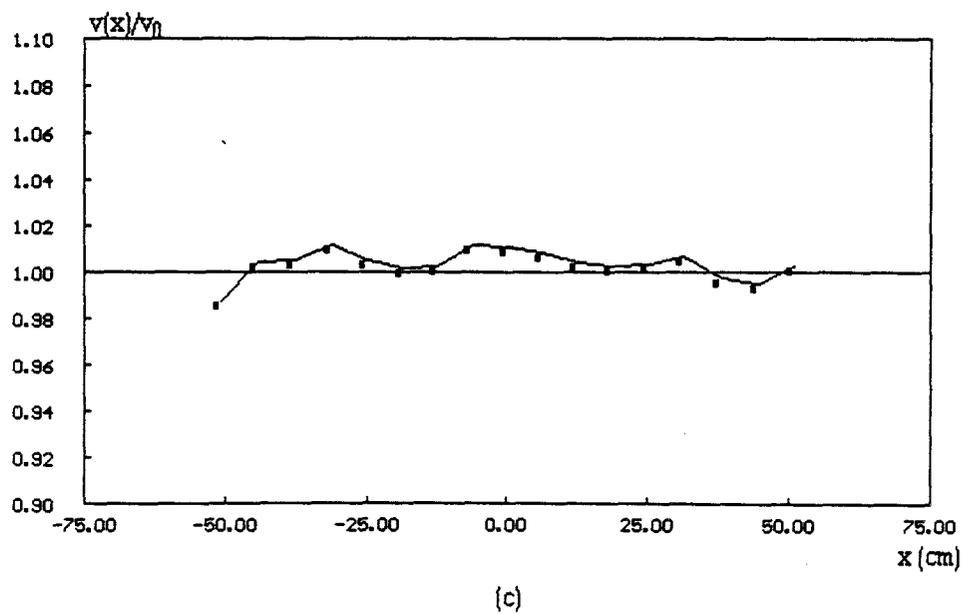
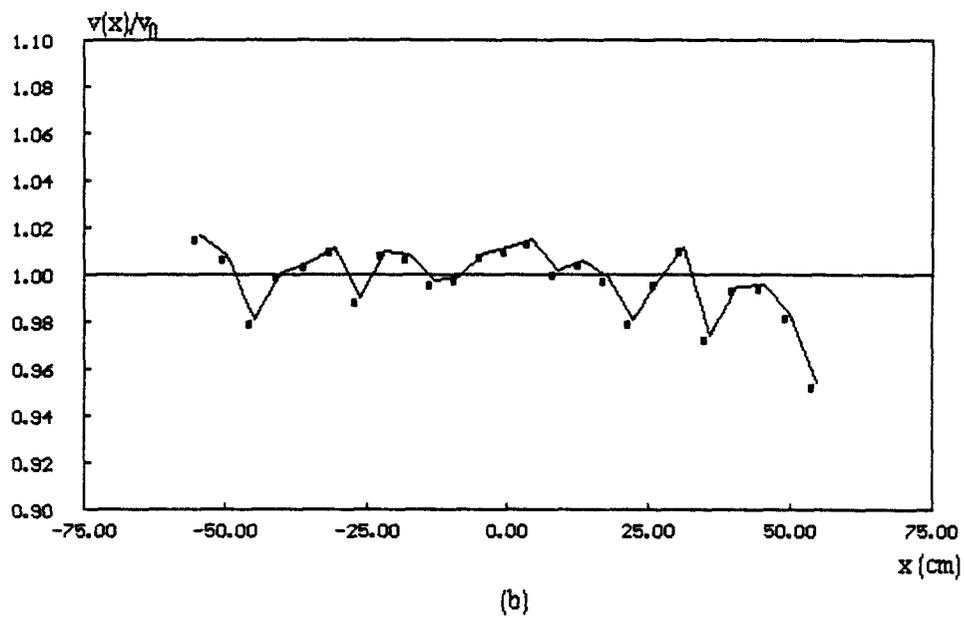
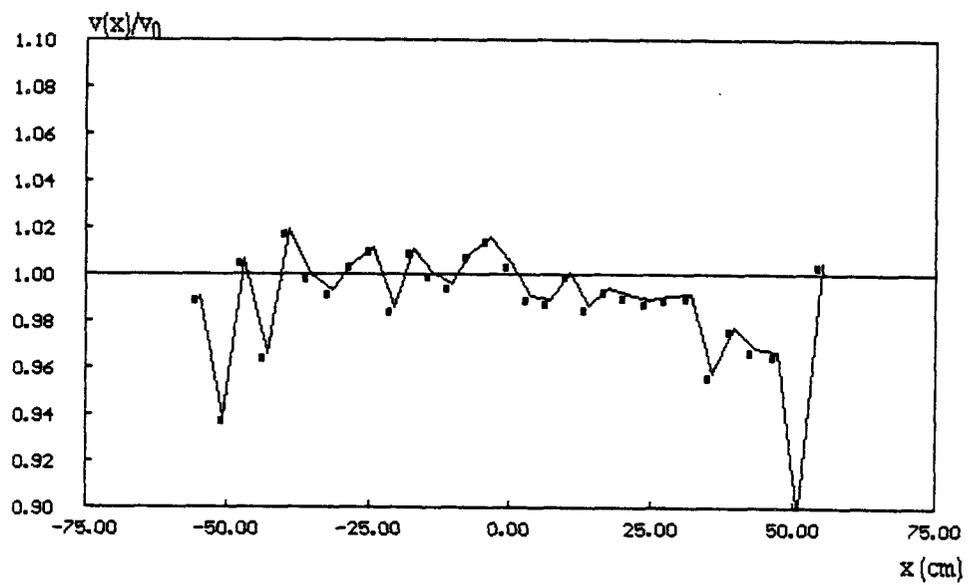


Figure 2.16 : Détermination expérimentale de la loi horaire dans le cas d'une vitesse constante $f=10\text{GHz}$, $2D=64\text{cm}$, a) $h=160\text{cm}$, b) $h=200\text{cm}$, c) $h=280\text{cm}$.

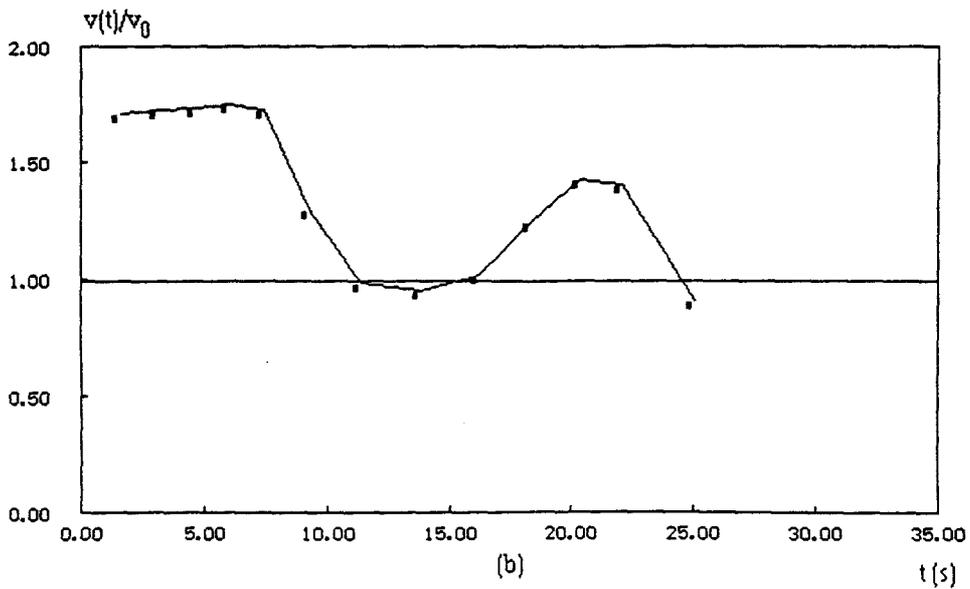
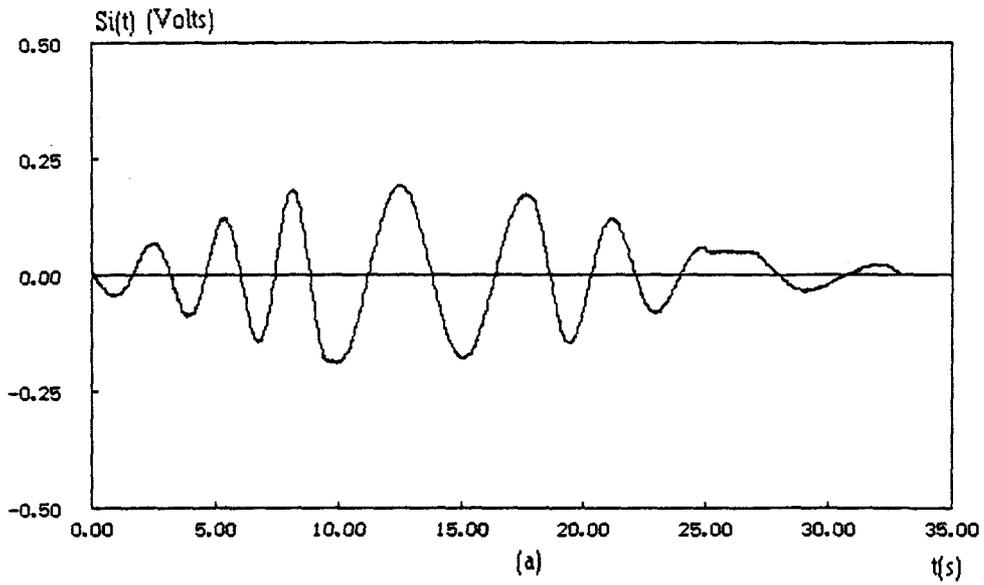


Figure 2.17 : Exemple d'interférogramme temporel expérimental (a) et détermination de la loi horaire dans le cas d'une vitesse variable (b), $f=10\text{GHz}$, $2D=40\text{cm}$, $h=230\text{cm}$

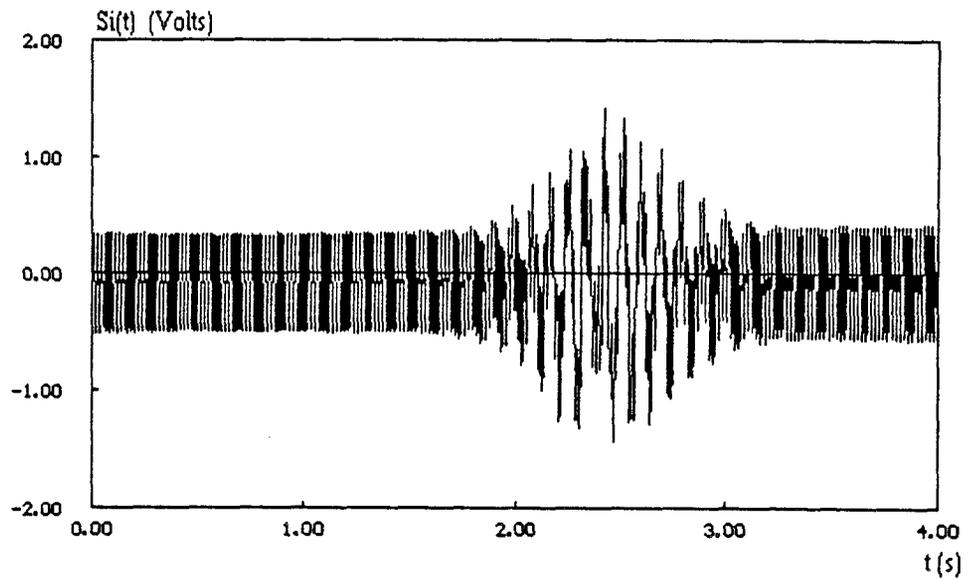


Figure 2.18 : Interférogramme temporel enregistré lors d'un essai "grande distance", $f = 10\text{GHz}$, $2D = 64\text{cm}$, $h \# 11$ mètres, $v \# 20\text{km/h}$

Pour ces essais de faisabilité, la vitesse est très lente (de l'ordre de 3 à 6cm/s). Considérer des vitesses plus élevées ne poserait aucun problème: par exemple l'échantillonnage de 30 points par franges pour une vitesse de 200km/h nécessiterait moins de 10000 conversions A.N par seconde. L'existence de convertisseurs flash rend le procédé utilisable pour toutes les vitesses rencontrées dans la pratique.

Nous avons aussi considéré le cas des vitesses variant au cours du déplacement (Figure 2.17). Des séries d'essais réalisés à 35GHz seront traitées ultérieurement au paragraphe 2.3.2.2.

2.3.1.4 Corrélateur fonctionnant à "grande distance"

Nous entendons par "essai à grande distance", un essai de faisabilité effectué à l'extérieur où la distance h entre émetteur et récepteur est d'environ 11 mètres.

La source micro-onde de 10dBm à 10GHz est embarquée sur un véhicule qui se déplace perpendiculairement à l'axe d'observation à une vitesse constante voisine de 20 km/h.

On constate que pour l'interférogramme enregistré, figure 2.18, le mode d'exploitation que nous avons utilisé jusque maintenant, s'avère insuffisant et doit être précédé, par un filtrage convenable.

Deux méthodes peuvent être développées, la première utilise la convolution dans le domaine temporel du signal enregistré avec un signal de filtrage qui reste à calculer. Compte tenu des moyens informatiques à notre disposition nous n'avons pas retenu cette méthode directe qui consomme une mémoire excessive et demande un temps de calcul assez long.

L'autre méthode utilise le produit dans le domaine fréquentiel de ces mêmes signaux (méthode indirecte). L'existence d'un algorithme de calcul particulièrement efficace car rapide pour le calcul de la Transformée de Fourier Discrète permet d'effectuer toutes les opérations dans le domaine fréquentiel et de calculer la F.F.T. inverse pour retourner dans le domaine temporel. Cela nous amène à adopter cette seconde méthode.

• Démarche et méthodologie

La méthode de filtrage adoptée est donc basée sur le calcul de la F.F.T. en utilisant l'algorithme de COOLEY-TUCKEY. Nous utilisons à ce propos les méthodes numériques Toolbox de BORLAND [12] écrites en Turbo Pascal version 3.0, que nous avons adaptés à la version 4.0 ainsi qu'à nos besoins.

Pour valider cette opération nous l'avons d'abord testée sur des signaux interférométriques et des lois horaires connus.

Avant de passer en revue les différents cas étudiés, nous effectuons un bref rappel sur la transformation de Fourier discrète.

• Rappel des principales étapes de la F.F.T.

Soit un signal temporel réel défini par N échantillons et noté $\{x_k\}_N$

Par définition

$$\text{TFD}\{x_k\}_N = \sum_{k=0}^{N-1} x_k \exp\left[-2\pi j \frac{kl}{N}\right] = \{X_l\}_N \quad (2.11)$$

$$\text{TFD}^{-1}\{X_l\}_N = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} X_l \exp\left[2\pi j \frac{kl}{N}\right] \quad (2.12)$$

Comme on utilise l'algorithme de COOLEY TUCKEY, N est une puissance de 2 (N = 2048).

Comme tous les échantillons $\{x_k\}$ sont issus d'une mesure scalaire, ils sont donc réels, X_l présente alors une symétrie du genre hermitique i.e [13].

$$X_l = X_{N-1}^*$$

Cette propriété fait que le spectre du signal $\{x_k\}_N$ est contenu dans les $\frac{N}{2}$ premiers échantillons. Cependant lors de l'utilisation de la TFD inverse, il faut considérer l'ensemble des N échantillons.

Dans les cas qui nous intéressent, nous avons à traiter les signaux S_R et S_I qui vérifient des conditions de parité, dont résultent quelques simplifications.

Si S_I est réel et impair, TFD (S_I) est imaginaire et impair

Si S_R est réel et pair, TFD (S_R) est réel et pair

et dans les deux cas de figure TFD⁻¹ (S_I) et TFD⁻¹(S_R) sont réels, impair ou pair.

BORLAND normalise TFD $\{x_k\}_N$ et TFD⁻¹ $\{X_e\}_N$ par le facteur \sqrt{N} .

La représentation du module du spectre est donnée entièrement entre 0 et $F_e/2$ avec $F_e = \frac{N}{T_e}$ la fréquence d'échantillonnage.

• Calcul de la fréquence maximale

Le signal étant limité dans le temps, en toute rigueur, son spectre n'est pas borné et sa fréquence maximale très élevée. Cependant on peut définir une fréquence correspondant au maximum d'énergie que l'on note F_{WM} et une fréquence maximale F_{max} qui est prise le double de F_{WM} .

L'énergie maximale est transportée par la raie dont la fréquence correspond à la plus petite pseudo-période. Si l'on considère que l'interfrange temporelle centrale est approximée par

$$\Delta t = \frac{\lambda h}{4Dv} \quad (2.13)$$

La fréquence d'énergie maximale s'écrit :

$$F_{WM} = \frac{1}{2\Delta t} = \frac{2Dv}{\lambda h} \quad (2.14)$$

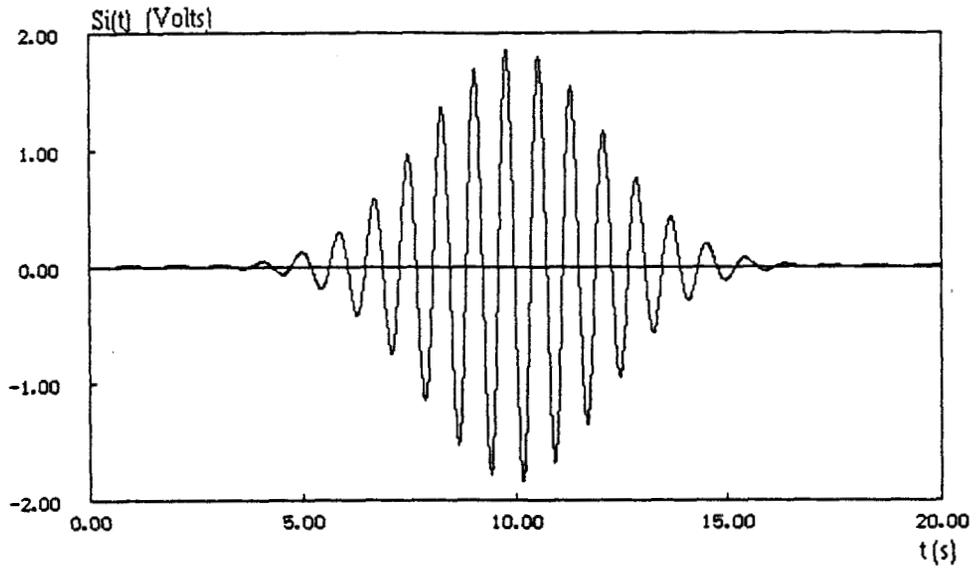


Figure 2.19 : Interférogramme temporel théorique $S_I(t)$ non bruité pour $f = 10\text{GHz}$, $2D = 60\text{cm}$, $h = 150\text{cm}$, $v = 10\text{cm/s}$, $\text{Exc}(x) = 200\text{cm}$

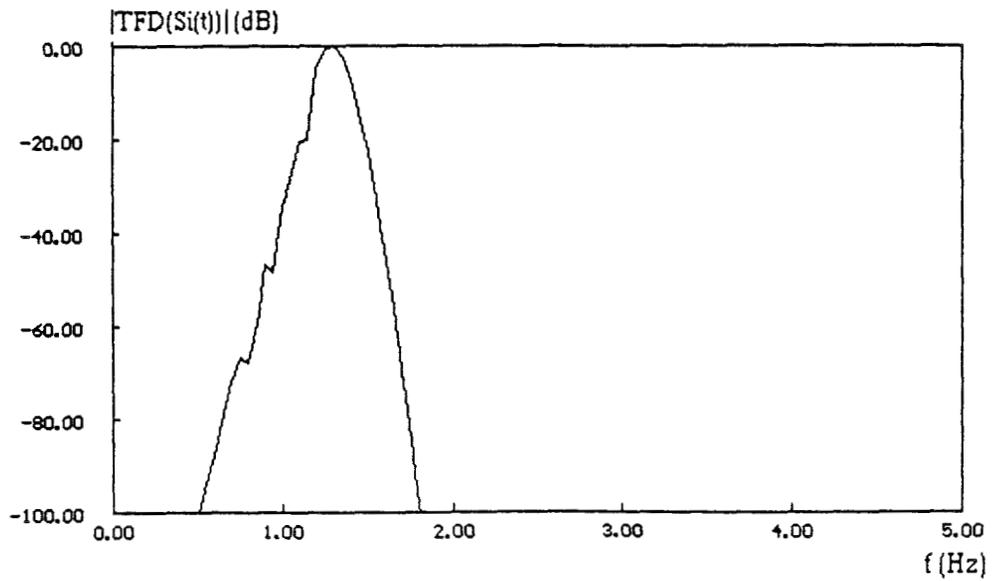


Figure 2.20 : Module du spectre du signal interférométrique $S_I(t)$ (Fig. 2.19) calculé par F.F.T.

On définit maintenant la fréquence maximale comme étant l'inverse de la plus petite interfrange soit :

$$F_{\max} = \frac{1}{\Delta t} = 2F_{\text{MW}} = \frac{4Dv}{\lambda h} \quad (2.15)$$

Dans les situations expérimentales que nous avons rencontrées F_{\max} peut varier de quelques Hertz à quelques dizaines de Hertz. Pour respecter le théorème de SHANNON et éviter le phénomène de repliement des spectres [14] il faut vérifier:

$$F_e > 2 F_{\max}$$

Dans les deux cas envisagés ici F_e vaut soit 50Hz soit 400Hz

.1 er cas : signal non bruité

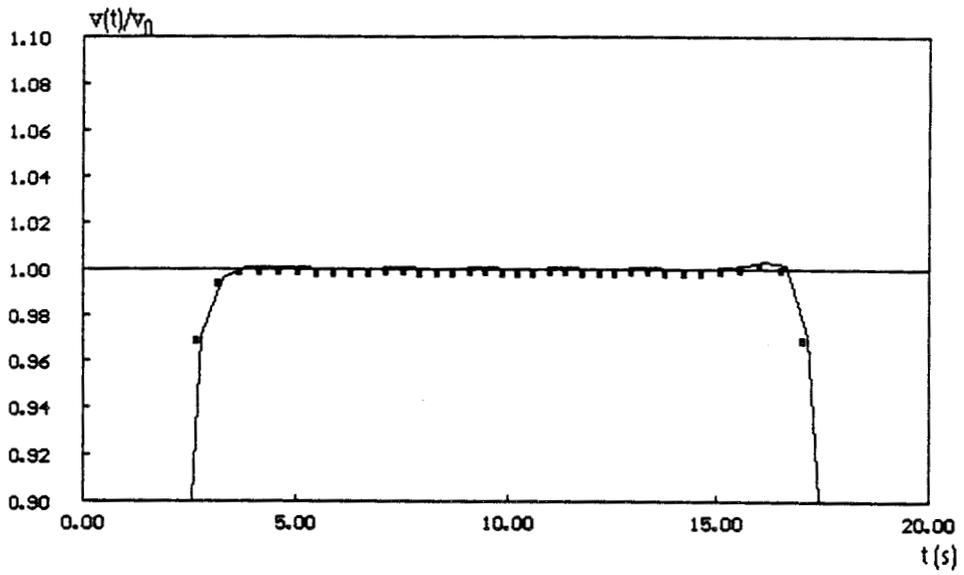
Nous présentons figure 2.19 l'interférogramme temporel théorique $S_I(t)$ d'amplitude maximale 1.85Volts correspondant à une vitesse constante ($v=10\text{cm/s}$). Le module de son spectre calculé par F.F.T.(Figure 2.20) montre que F_{WM} vaut bien 1.3Hz conformément à la relation (2.14). On voit aussi que pour une fréquence d'environ 1.8Hz le niveau du spectre est à -100dB du niveau maximal.

Les fréquences du spectre inférieures à F_{WM} qui sont caractéristiques du signal interférométrique, vont servir à restituer la pseudo-périodicité de l'interférogramme.

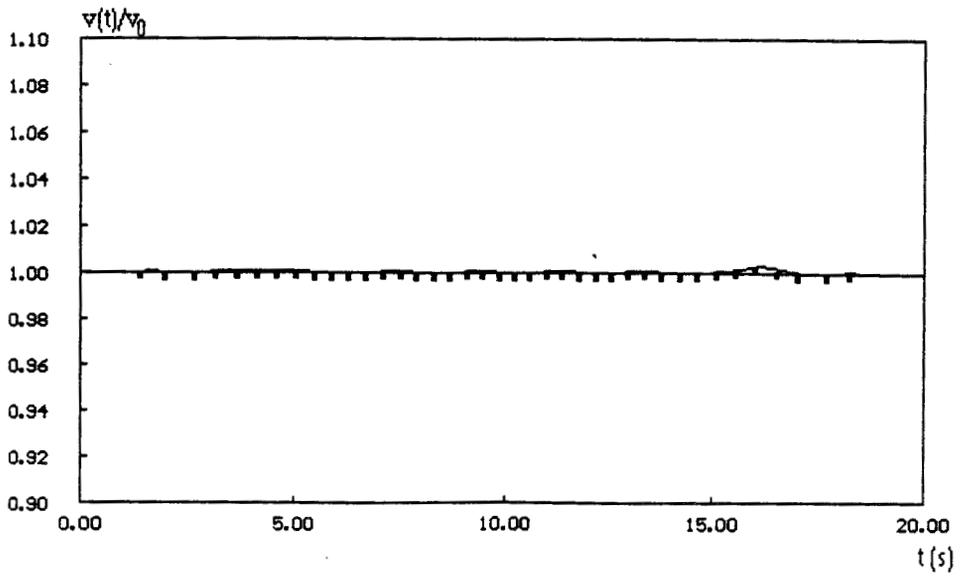
La fenêtre de filtrage est rectangulaire, elle est définie par sa largeur ΔF et sa fréquence centrale F_0 .

La F.F.T. inverse de la figure 2.20 utilise une fenêtre fréquentielle ($\Delta F=1\text{Hz}$ et $F_0=1.25\text{Hz}$) et permet de retrouver un interférogramme identique à celui de la figure 2.19 et une loi horaire exacte. Cependant en raison de la rupture du spectre essentiellement du côté des basses fréquences, le signal est très légèrement altéré sur les bords, des oscillations dues au phénomène de Gibbs (troncature du spectre) apparaissent et créent ainsi des interfranges sans réalité physique. Ceci se répercute sur la loi horaire (Figure 2.21a).

En filtrant avec une fenêtre plus large ($\Delta F=2.9\text{Hz}$ et $F_0=1.25\text{ Hz}$) ces phénomènes disparaissent comme le montre la figure 2.21b.



(a)



(b)

Figure 2.21 : Loi horaire retrouvée par F.F.T. a) $\Delta F=1\text{GHz}$ et $F_0=1.25\text{Hz}$, b) $\Delta F=2.9\text{Hz}$ et $F_0=1.45\text{Hz}$.

Dans tous les cas de figure la loi horaire reste inaltérée là où les franges sont exploitables, c'est à dire là où le niveau de l'enveloppe est supérieur à 20mV.

. 2ème cas : signal bruité

Nous prenons à nouveau le signal de la figure 2.19, et lui ajoutons un signal aléatoire simulant un bruit de valeur efficace $\sigma=0,28$ Volts. Il perd alors toute propriété de parité. Il faut par conséquent prendre en compte simultanément les parties réelle et imaginaire de la transformée rapide de Fourier. Les figures 2.22 et 2.23 représentent respectivement un tel signal, le rapport S/B correspondant et le module de son spectre.

Pour "nettoyer" cet interférogramme on utilise les mêmes fenêtres rectangulaires que précédemment.

Pour $\Delta F=2.9$ Hz et $F_0=1.45$ Hz, nous retrouvons le signal interférométrique (Figure 2.24a) et la loi horaire associée (Figure 2.24b). Etant donnée la largeur de la fenêtre le signal n'a été que partiellement filtré. L'erreur reste cependant inférieure au pour-cent pour une excursion temporelle de 6 secondes ce qui correspond à une excursion spatiale de 60cm (i.e $-30\text{cm}<x<30\text{cm}$ pour $h=150\text{cm}$); elle est supérieure à 5% au delà.

Pour $\Delta F=1$ Hz et $F_0=1.25$ Hz, le signal interférométrique et la loi horaire correspondante sont présentés figure 2.25. Cette dernière montre que l'erreur reste inférieure au pour-cent pour une excursion spatiale de 60cm et inférieure à 5% pour une excursion de 100cm.

Dans les deux cas l'erreur est maximale sur les interfranges latérales en raison du rapport S/B très faible (Figure 2.22b) et du phénomène de Gibbs.

D'après ces simulations, on peut confirmer le caractère efficace de la méthode indirecte utilisant la F.F.T.. Le nombre total de multiplications pour N échantillons est de $N(1+2\text{Log}_2 N)$ comparé au nombre d'opérations d'une convolution directe qui est d'au moins N^2 multiplications .

Nous pouvons donc extraire la loi horaire du signal interférométrique bruité avec des erreurs inférieures au pour-cent voisinage de la frange centrale.

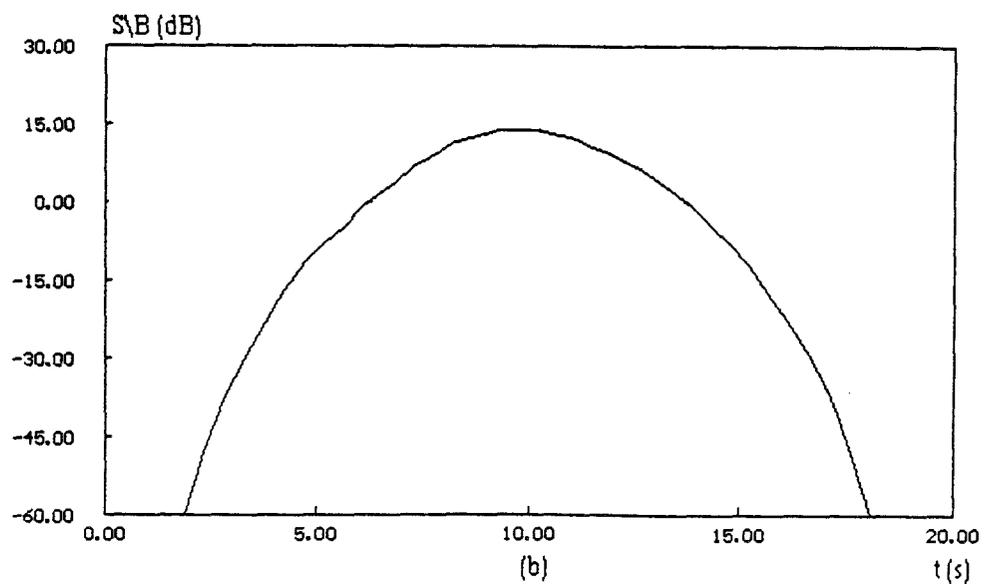
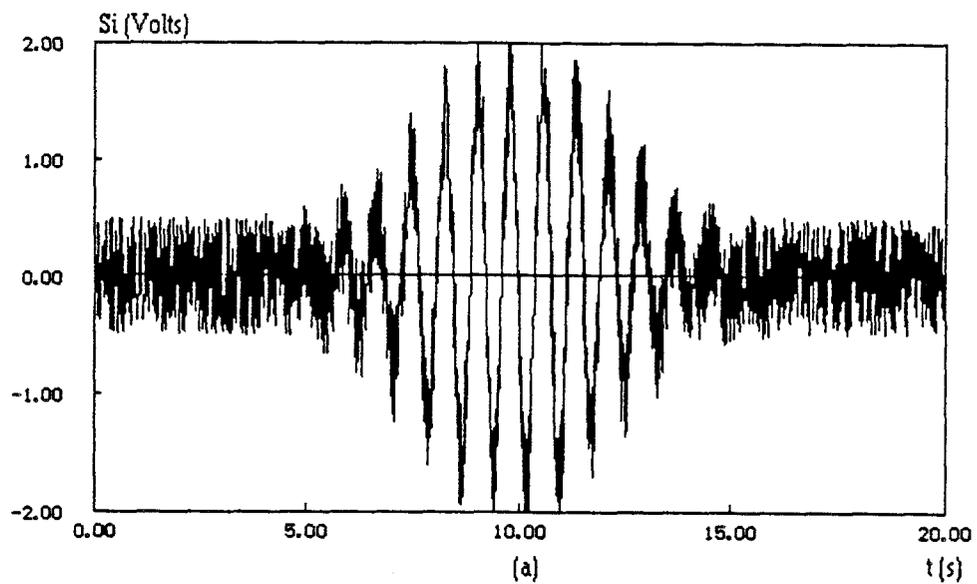


Figure 2.22 : Interférogramme théorique $S_I(t)$ bruité (a) et rapport S/B correspondant (b)
 $f=10\text{GHz}$, $2D=60\text{cm}$, $h=150\text{cm}$, $\text{Exc}(x)=200\text{cm}$, $v=10\text{cm/s}$, $\sigma=0.28v$.

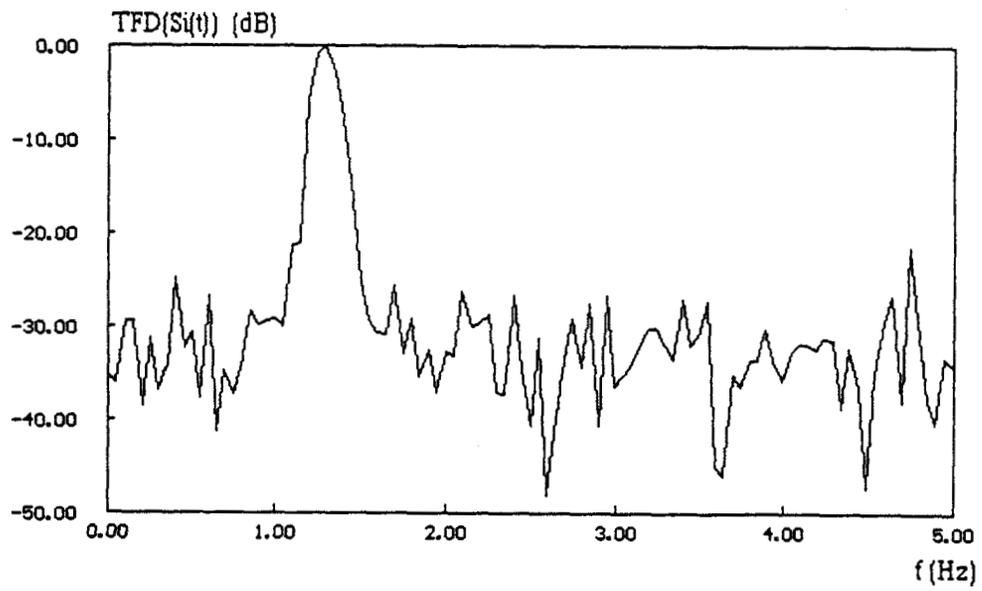


Figure 2.23 : Module du spectre du signal interférométrique bruité (Fig. 2.22a) calculé par F.F.T.

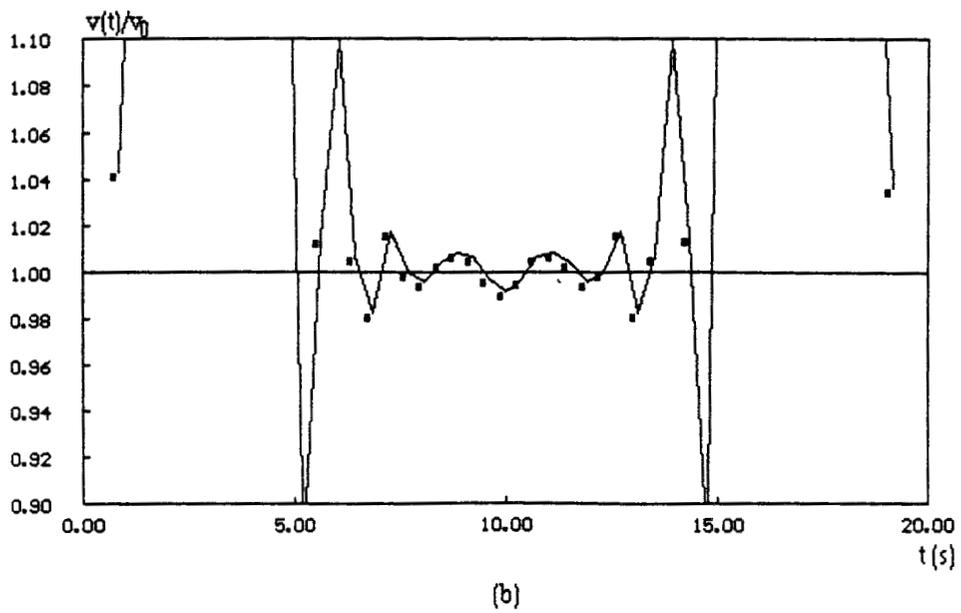
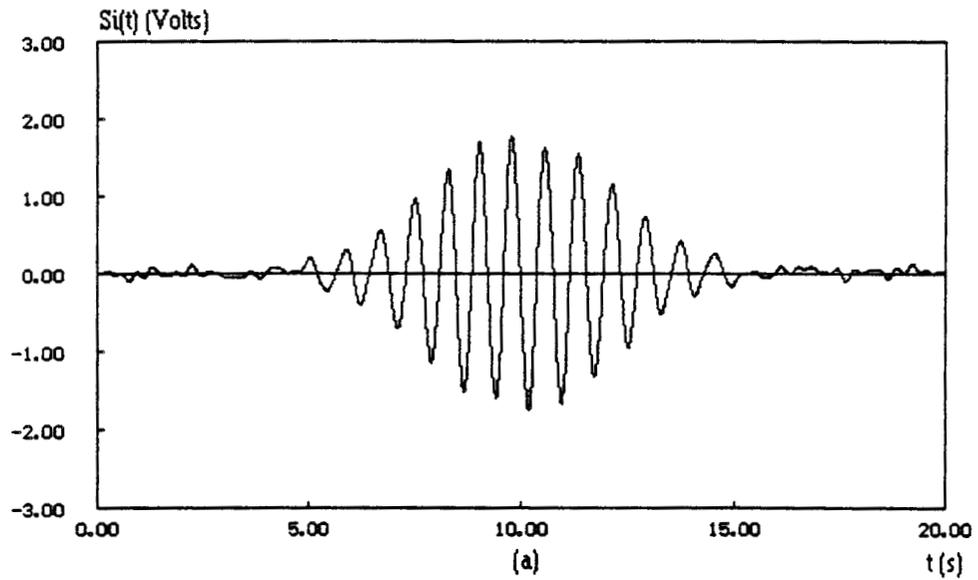


Figure 2.24 : Interférogramme retrouvé par application de la méthode indirecte au signal bruité théorique (Fig. 2.22a) et loi horaire correspondante (b), $\Delta F=2.9\text{Hz}$, $F_0=1.45\text{Hz}$.

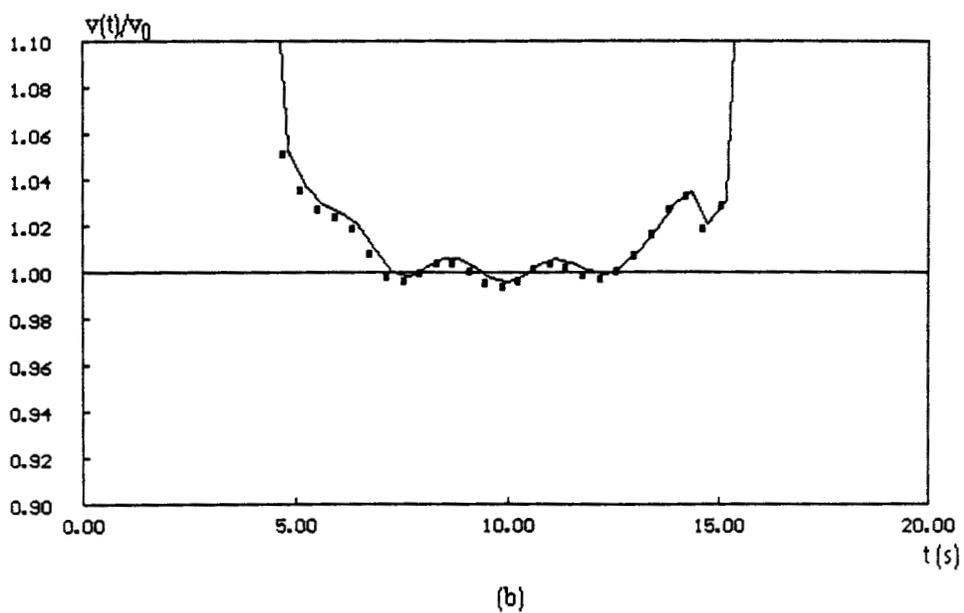
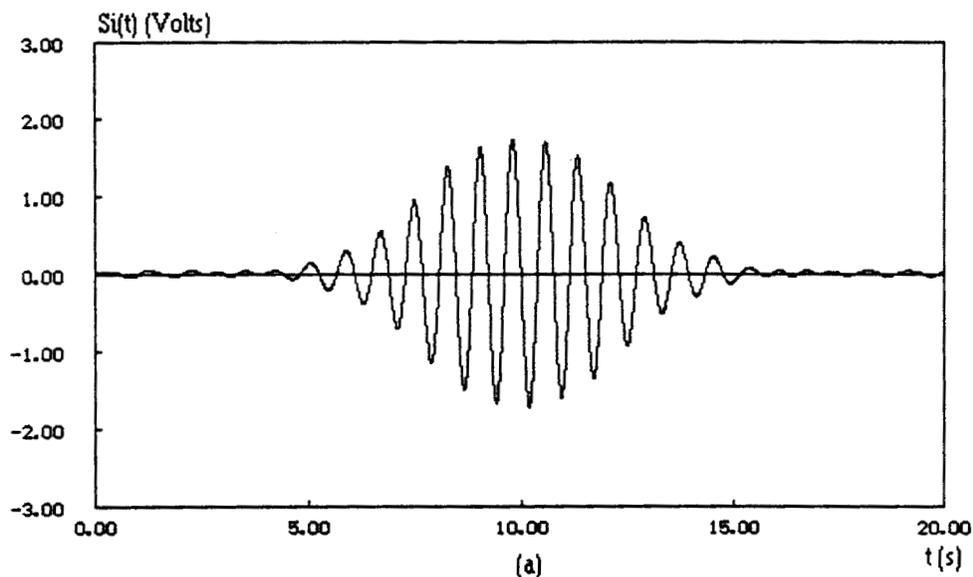


Figure 2.25 : Interférogramme retrouvé par application de la méthode indirecte au signal bruité théorique (Fig. 2.22a) (a) et loi horaire correspondante (b), $\Delta F=1\text{Hz}$, $F_0=1.25\text{Hz}$.

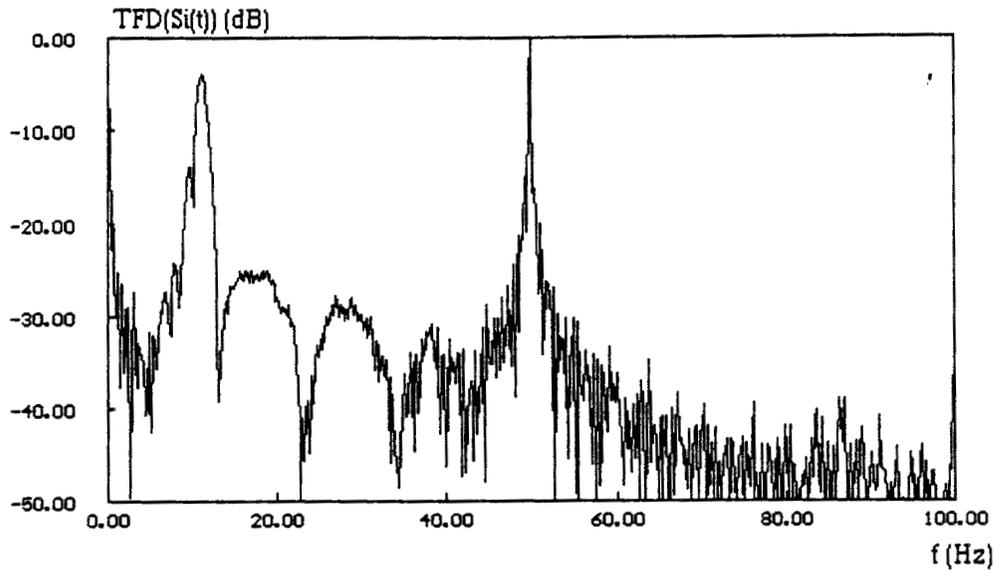


Figure 2.26 : Module du spectre du signal interférométrique $S_I(t)$ mesuré (Fig. 2.18)

Notons que ce modèle théorique ne tient pas compte d'éventuelles erreurs dues à la caustique des éléments rayonnants.

• **3ème cas : signal réel**

Appliquant ce procédé à notre relevé expérimental, (Figure 2.18), nous obtenons le module de son spectre (Figure 2.26) où l'on note la présence d'une composante continue, le spectre utile autour de 11Hz, une raie à 50Hz, ainsi que du bruit résiduel. La convolution par la méthode indirecte donne l'interférogramme et les lois horaires correspondantes présentés figure 2.27.

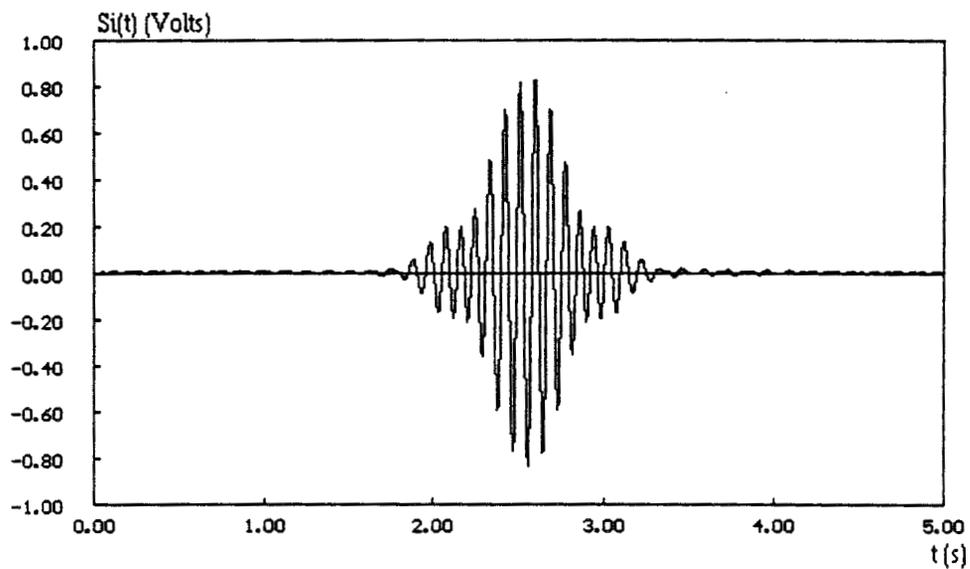
Finalement la loi horaire obtenue (Figure 2.27b) montre une erreur constante d'environ 10% sur une excursion temporelle comprise entre 2.40s et 2.75s. Cette erreur est imputée à la mauvaise estimation de la distance h . Nous montrons (Figure 2.27c) une loi horaire calculée avec $h=1000m$ au lieu de 1100m et qui montre l'influence de ce paramètre sur la vitesse. L'erreur est plus importante sur les flancs toujours en raison d'un mauvais rapport S/B.

Ce résultat, qui doit être considéré comme préliminaire, est très encourageant, notamment si l'on améliore la réception basse-fréquence, si l'on augmente la puissance d'émission et optimise les caractéristiques de la fenêtre de filtrage (forme, largeur, fréquence de coupure....). On peut aussi penser utiliser d'autres méthodes de traitement de signal telle les ondelettes [15] qui en fournissant une information sur la loi de variation de la modulation de fréquence du signal interférométrique en fonction du temps, permettraient de remonter à la loi horaire, ce qui serait avantageux surtout dans le cas des vitesses variables. Cette analyse est d'autant plus intéressante qu'il existe d'ores et déjà des algorithmes de calcul de cette transformée équivalente en rapidité d'exécution à la F.F.T. Par analogie on les appelle T.O.R (Transformée en Ondelettes Rapide) [16], [17].

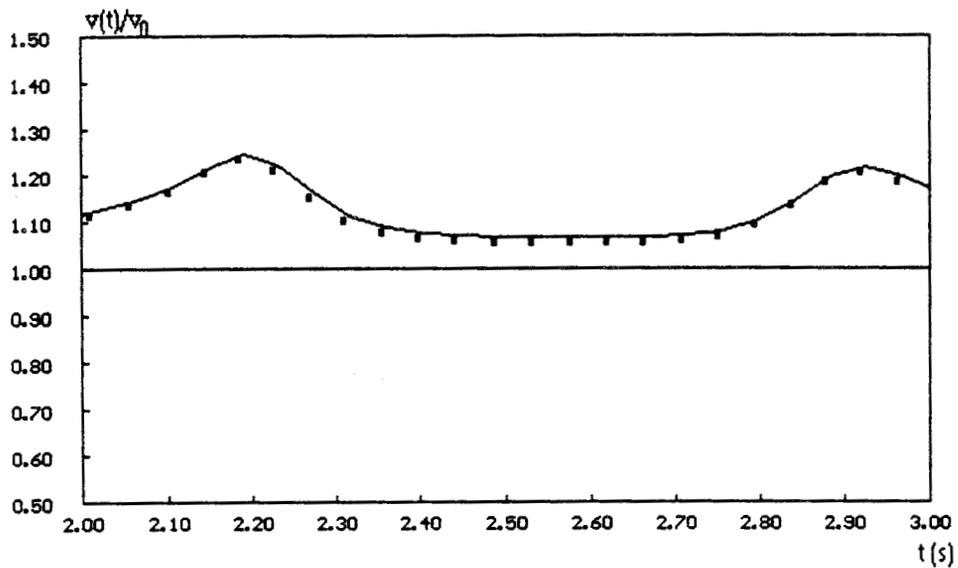
2.3.2 Utilisation d'un interféromètre

2.3.2.1 Principe

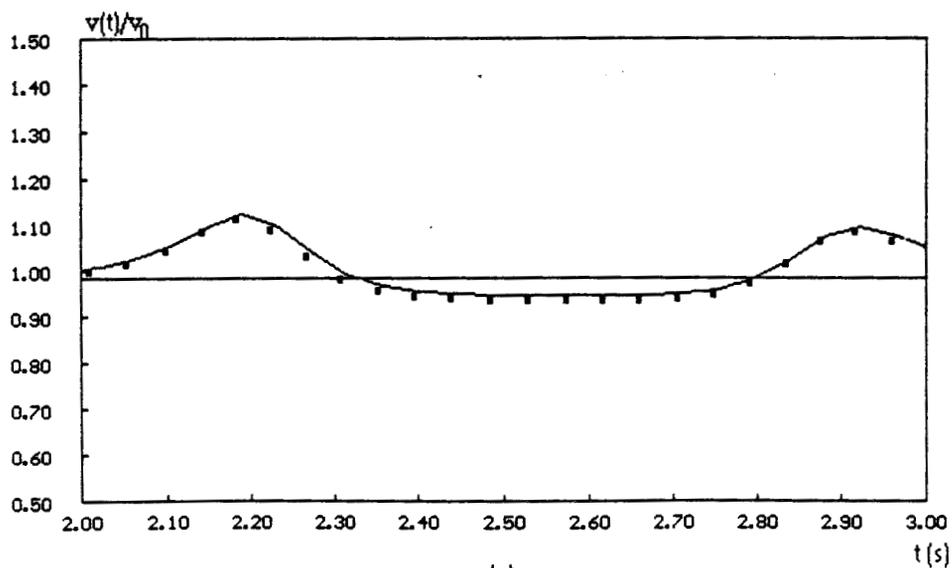
Le récepteur jusqu'alors utilisé, un corrélateur, est constitué d'un coupleur 3dB , 90° ou 180°, suivi de deux diodes détectrices HP 8472 B appairées et d'un amplificateur différentiel (Figure 1.10). On peut penser à simplifier le récepteur dans le sens qu'on lui



(a)



(b)



(c)

Figure 2.27 : Interférogramme retrouvé par application de la méthode indirecte au signal bruité expérimental (Fig. 2.17) (a) et lois horaires correspondantes (b) $h = 1100\text{cm}$, (c) $h = 1000\text{cm}$, $\Delta F = 8\text{Hz}$, $F_0 = 12\text{Hz}$ et $v = 20\text{km/h}$

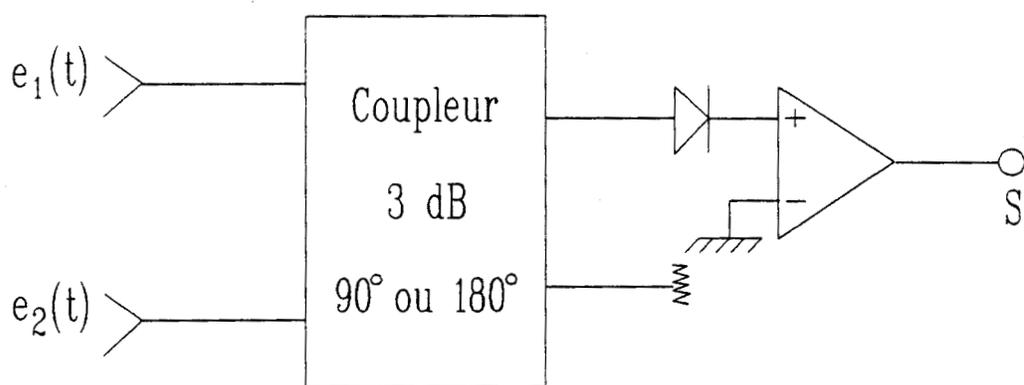


Figure 2.28 : Schéma de principe de l'interféromètre qui se substitue au corrélateur de la figure 1.10

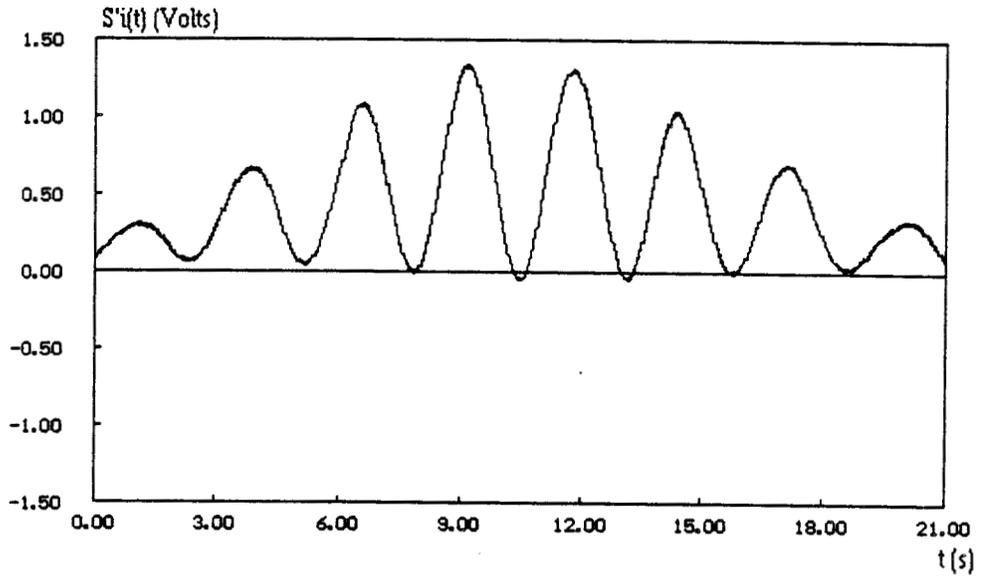


Figure 2.29 : Interférogramme expérimental $S_I(t)$ obtenu avec un interféromètre (Fig. 2.28) pour $f=10\text{GHz}$, $2D=40\text{cm}$ et $h=220\text{cm}$.

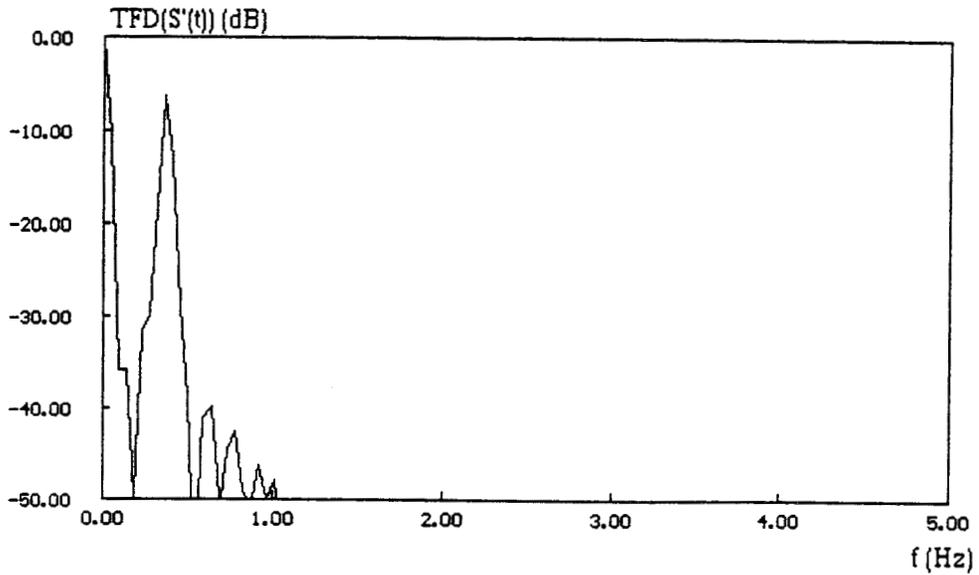


Figure 2.30 : Module du spectre en sortie de l'interféromètre(Figure 2.29)

substitue un interféromètre à condition de lui associer un traitement de signal ad-hoc aboutissant au même type de signaux que ceux délivrés par un corrélateur.

Cette nouvelle configuration (Figure 2.28) est intéressante car elle fait l'économie d'un détecteur et donc de la condition d'appairage, le signal de sortie n'est plus

$$S(t) = \text{Re}(\overline{e_1(t) \cdot e_2^*(t+\tau)}) \quad (2.16)$$

mais

$$S'(t) = \text{Re}(\overline{e_1^2(t) + e_2^2(t) + 2e_1(t)e_2^*(t+\tau)}) \quad (2.17)$$

En fait selon qu'on utilise un coupleur 180° ou 90°, on obtient une sortie

$$S'_R(t) = E_1^2 + E_2^2 + 2E_1E_2 \cos \varphi \quad (2.18)$$

ou

$$S'_I(t) = E_1^2 + E_2^2 + 2E_1E_2 \sin \varphi \quad (2.19)$$

qui se substituent aux relations (1.5) et (1.6).

Par commodité, nous continuons d'appeler $S'_R(t)$ et $S'_I(t)$ interférogrammes comme nous le faisons pour $S_R(t)$ et $S_I(t)$.

Le signal enregistré en fonction du temps a maintenant une forme telle indiquée figure 2.29. $S'_R(t)$ et $S'_I(t)$ ont maintenant pour enveloppes les fonctions $(E_1 + E_2)^2$ et $(E_1 - E_2)^2$. Il faut veiller à maintenir ces deux limites dans la zone quadratique du détecteur.

Pour éliminer la contribution des termes quadratiques $(E_1^2 + E_2^2)$ qui empêche d'effectuer l'exploitation basée sur la recherche de zéro, D. MATTON [2] soustrait la "courbe milieu" de deux enveloppes du signal S'_I .

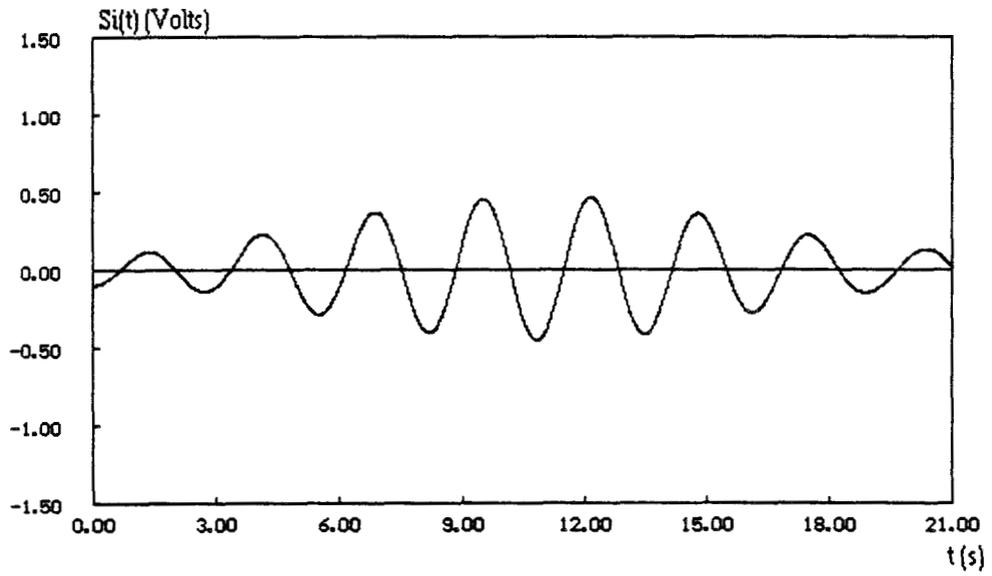


Figure 2.31 : Interférogramme retrouvé par application de la méthode indirecte au signal de la figure 2.29. $\Delta F=0.5\text{Hz}$, $F_0=0.45\text{Hz}$

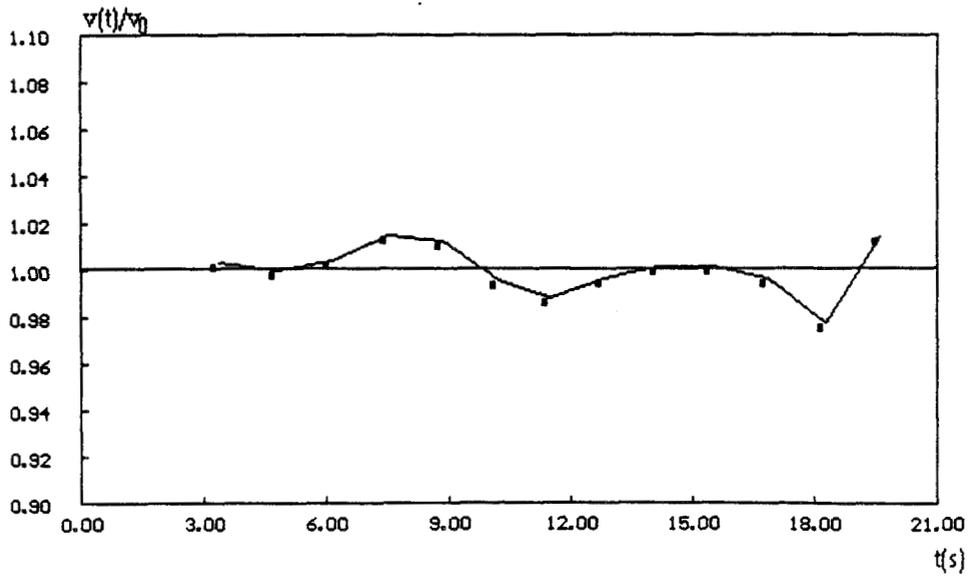


Figure 2.32 : Loi horaire déterminée à partir du signal de la figure 2.31

Pour arriver à ce résultat, nous procédons différemment en utilisant à nouveau la convolution par la méthode indirecte (paragraphe 2.3.1.4), éventuellement après soustraction de la composante continue.

2.3.2.2 Résultats expérimentaux

. Essais à 10 GHz

Par exemple le signal expérimental obtenu à 10GHz, pour $h=220\text{cm}$ et $2D=40\text{cm}$ (Figure 2.29) conduit au spectre (Figure 2.30) dont on extrait la partie située dans la bande $\Delta F=0.5\text{Hz}$ autour de $F_0=0.45\text{Hz}$ d'où l'interférogramme temporel (Figure 2.31) et la loi horaire correspondante (Figure 2.32). Des essais menés à 35GHz donnent lieu aux résultats expérimentaux que nous examinons maintenant.

. Essais à 35 GHz

Le banc de mesure à 35 GHz est constitué des éléments suivants

- à l'émission :

- une source hyperfréquence GDM-28-0-14 centrée à 35GHz délivre une puissance de 14dBm. Sa stabilité en fréquence et en puissance sont respectivement de 3MHz/0.3A et de 0.03dB/°C.

- un isolateur JFD. 28 WI de 25 dB d'isolation.

- un tronçon de guide (WR.28) dont l'ouverture joue le rôle d'antenne. Nous avons vu au premier chapitre que le procédé s'accommode d'antennes non directives, d'où la solution choisie.

- à la réception :

- deux antennes type 22.24 (bande K) de gain 20dB en milieu de bande et de surface d'ouverture $39 \times 28\text{mm}^2$. Le T.O.S. maximum est de 1.2.

- un Té hybride HTW. 28.35 qui possède un T.O.S. inférieur à 1.13dB dans le plan H et inférieur à 1.22dB dans le plan E.

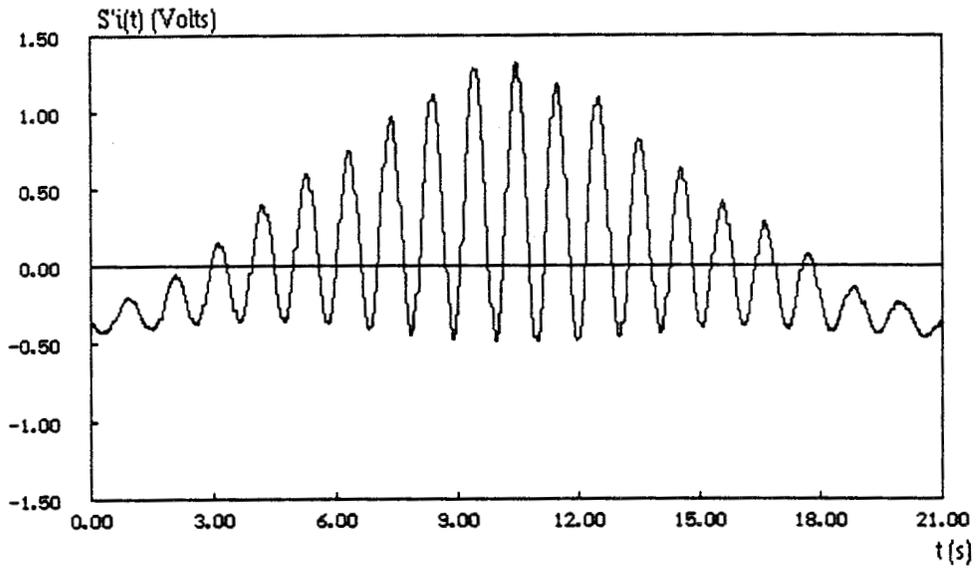


Figure 2.33 : Interférogramme expérimental $S_R(t)$; $h=250\text{cm}$, $2D=31\text{cm}$, $f=35\text{GHz}$,
 $\text{Exc}(x)=150\text{cm}$, $v=6.6\text{cm/s}$

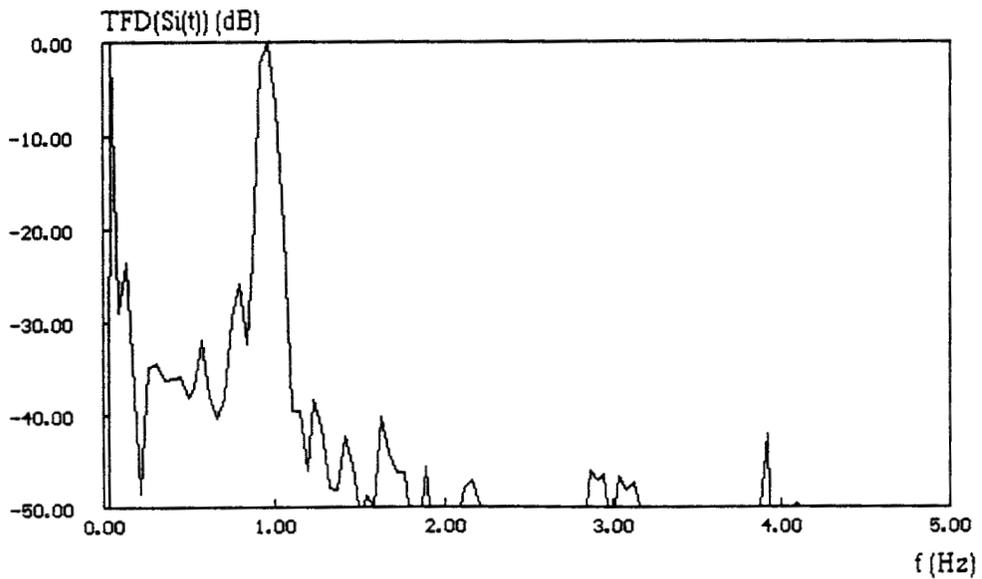


Figure 2.34 : Module du spectre de l'interférogramme (figure 2.33)

Dans le but de réaliser la somme des signaux $e_1(t)$ et $e_2(t)$ avant détection, les antennes de réception sont fixées aux accès 1 et 2 du Té hybride, l'accès 4 chargé par une charge adaptée et l'accès 3 par un détecteur DXP-28 de sensibilité $0.5\text{mV}/\mu\text{W}$ et d'impédance vidéo $Z_v = 1\text{M}\Omega$.

Comme $S_{13}=S_{23}$, le Té joue le rôle d'un additionneur de puissance et par conséquent l'ensemble Té hybride détecteur celui d'un interféromètre. Les signaux obtenus sont pairs, du type S_R .

Nous avons mené une série de mesures à l'intérieur du laboratoire ($150\text{cm} < h < 300\text{cm}$), et avec une distance entre antenne $2D=31\text{cm}$.

S'agissant de mesures effectuées avec un interféromètre et non un corrélateur, les interférogrammes mesurés doivent subir un traitement par F.F.T., la composante continue étant préalablement éliminée.

Nous présentons figure 2.33 un interférogramme expérimental de valeur moyenne nulle obtenu pour $h=250\text{cm}$. Le module de son spectre (Figure 2.34) montre clairement la bande utile qui se situe autour de 1Hz ainsi que la contribution des termes quadratiques que l'on peut estimer autour de 0.15Hz . Après filtrage et donc élimination de cette modulation d'amplitude très basse fréquence le signal $S'_R(t)$ devient $S_R(t)$ (Figure 2.35a). L'exploitation maintenant possible de cet interférogramme donne la loi horaire (Figure 2.35b).

On remarque que hormis les problèmes de troncature, la vitesse est déterminée avec une erreur très faible sur une excursion qui, dans les conditions expérimentales correspond à une excursion en distance de 66cm , pour $h=250\text{cm}$. Nous donnons figure 2.36 et figure 2.37, deux lois horaires à vitesse constante obtenues respectivement pour $h=200\text{cm}$ et 150cm ; on remarque que l'erreur augmente sensiblement lorsque h décroît. Ceci peut être expliqué par le fait que la propagation T.E.M. c'est à dire, la condition de champ lointain est d'autant plus légitimée que les distances sont supérieures à 40cm . En outre, la distance h est censée être définie par rapport au centre de phase de l'antenne, or celui-ci n'a de sens qu'en champ lointain.

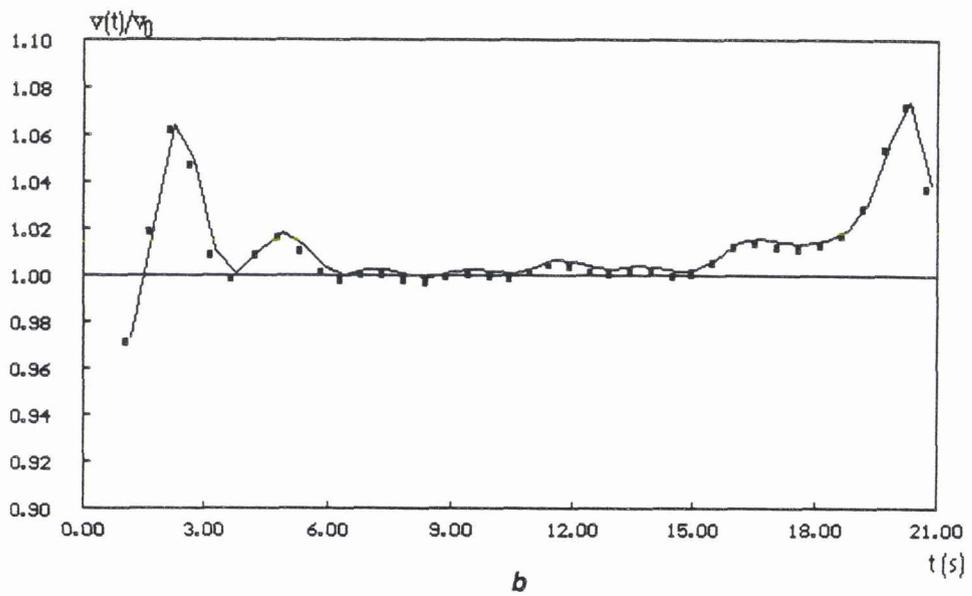
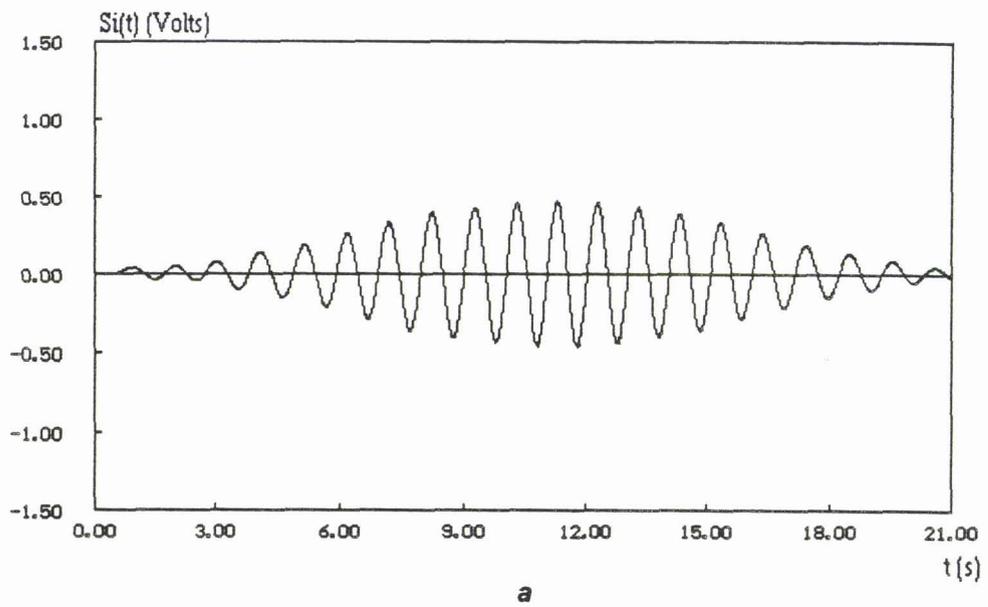


Figure 2.35 : Interférogramme retrouvé par application de la méthode indirecte au signal $S'_R(t)$ (Fig 2.33) (a) et loi horaire correspondante (b).

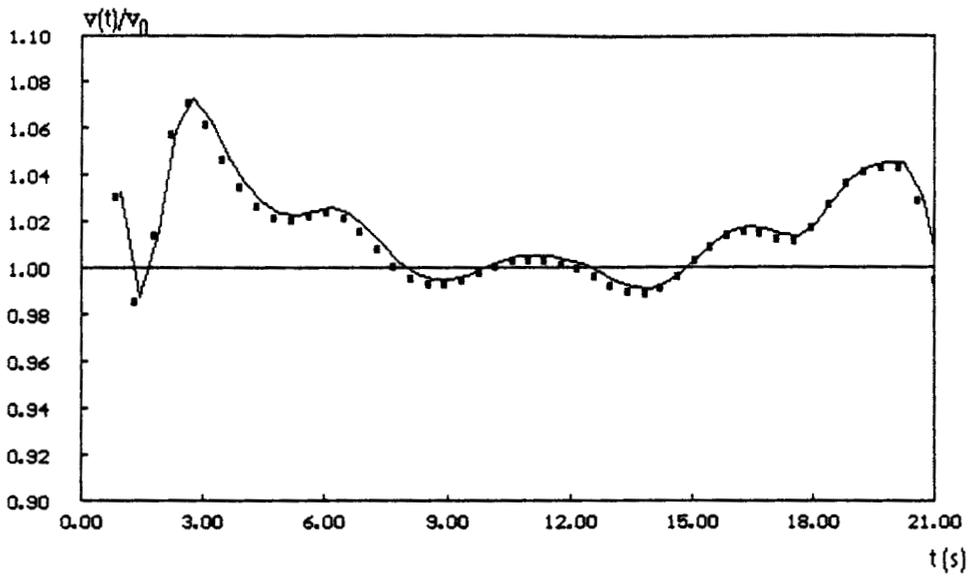


Figure 2.36 : Loi horaire obtenue pour $h=200\text{cm}$, $f=35\text{GHz}$ et $2D=31\text{cm}$

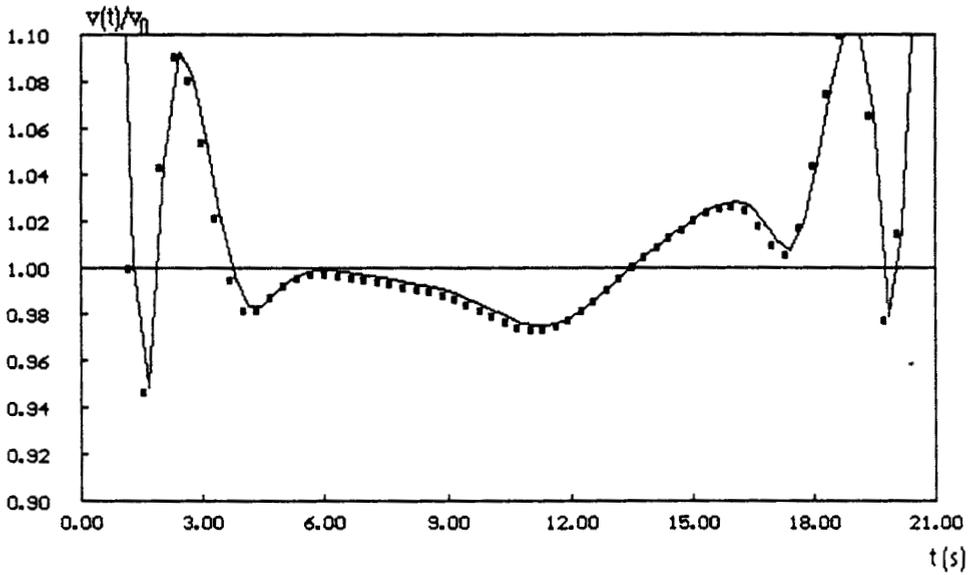


Figure 2.37 : Loi horaire obtenue pour $h=150\text{cm}$, $f=35\text{GHz}$ et $2D=31\text{cm}$

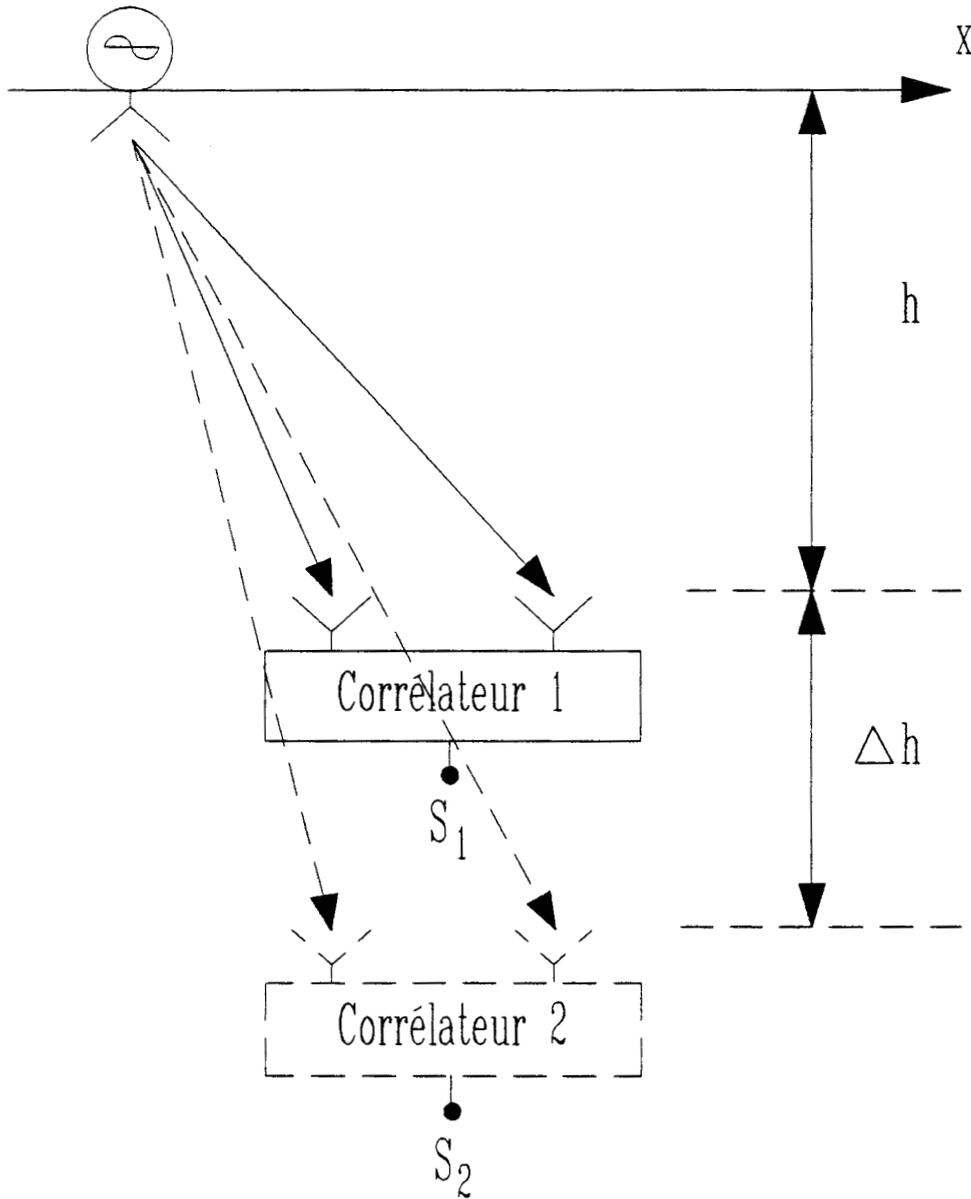


Figure 2.38 : Configuration adoptée pour la détermination simultanée de la distance h et de la loi horaire.

2.3.3 Distance à la trajectoire inconnue

2.3.3.1 Principe

L'étude conduite sur la loi horaire admet que la distance h est connue. Dans le cas contraire, l'information manquante est obtenue en utilisant par exemple deux récepteurs à corrélation dirigés dans la même direction, et séparés par une distance connue Δh (Figure 2.38)

On enregistre d'abord les interférogrammes $S_{11}(t)$ et $S_{12}(t)$ issus des deux récepteurs. Nous avons vu (paragraphe 1.2.4.2) que pour $h \gg D \gg \lambda$, pour une frange d'ordre k les interférogrammes temporels issus des deux corrélateurs conduisent à

$$\Delta t_{k1} = \frac{\Delta x_{k1}}{v} \# \frac{h_1 \lambda}{4Dv} \quad (2.20)$$

$$\Delta t_{k2} = \frac{\Delta x_{k2}}{v} \# \frac{h_2 \lambda}{4Dv} \quad (2.21)$$

d'où

$$\frac{\Delta t_{k1}}{\Delta t_{k2}} \# \frac{h_1}{h_2} = \frac{h_1}{h_1 + \Delta h} \quad (2.22)$$

Par conséquent on peut déterminer à la fois h et la loi horaire.

Pour résoudre ce problème, nous utilisons la méthode dichotomique suivante.

Nous commençons par calculer x_{k1} et x_{k2} respectivement pour une valeur initiale h_1 et pour $h_2 = h_1 + \Delta h$; d'où deux fonctions $x_1(t)$ et $x_2(t)$.

Il est évident qu'une valeur h_1 prise au hasard conduit à des valeurs de $x_1(t)$ et $x_2(t)$ qui donnent des lois horaires différentes et donc forcément erronées. Le critère de convergence de la méthode consiste donc à tester des valeurs de h_1 telles qu'elles conduisent à deux lois horaires identiques.

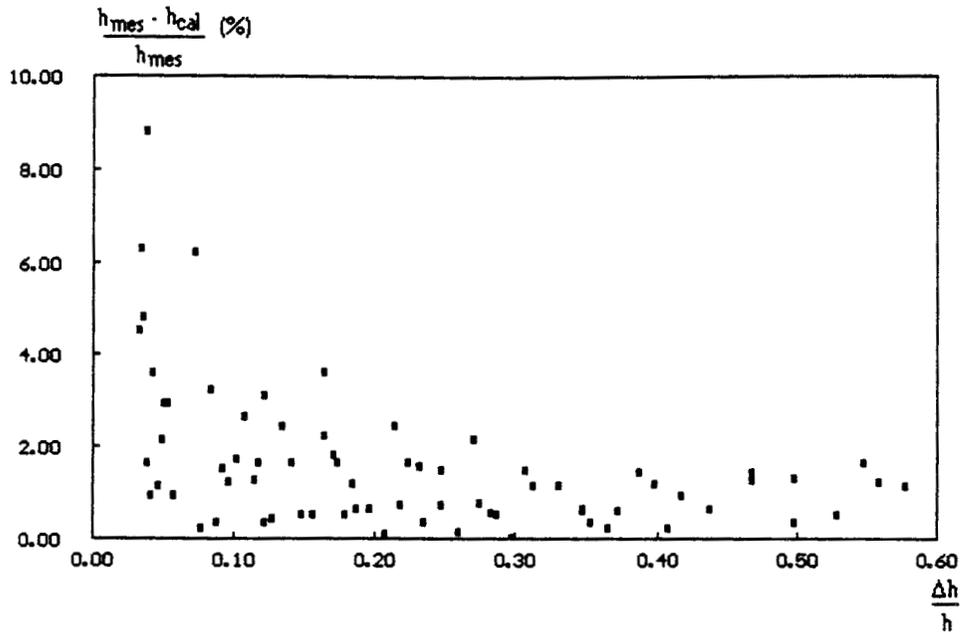


Figure 2.39 : Erreur relative commise sur la détermination de h (tableau 2.1) en fonction de $\frac{\Delta h}{h}$.

2.3.3.2 Utilisation de corrélateurs

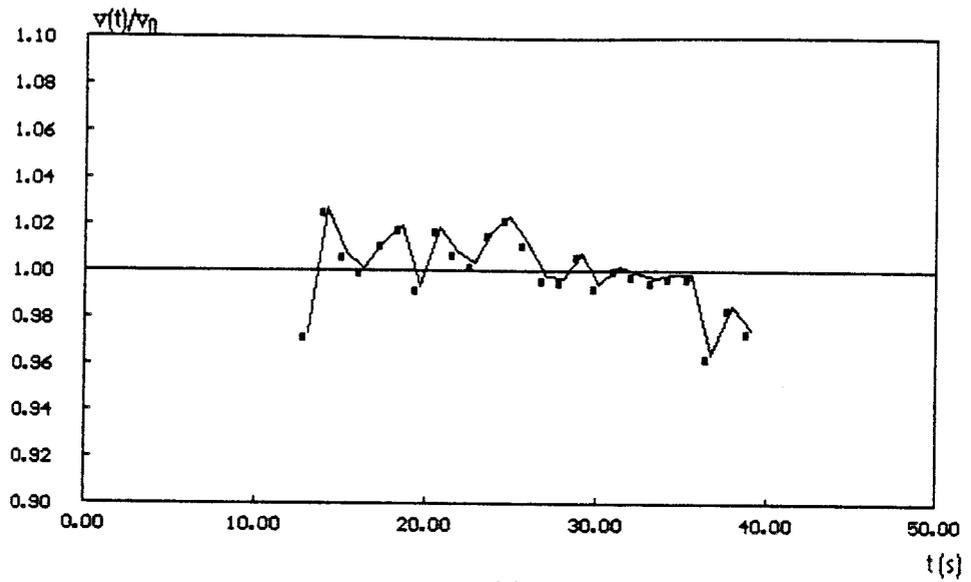
Nous présentons ci-dessous le tableau 2.1 donnant les valeurs de h déterminées par application de notre méthode, comparées à leurs valeurs réelles (h compris entre 160 et 270cm), pour différentes valeurs de Δh (Δh compris entre 10 et 100cm).

h	Δh	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
160		161.6	160.6	162	162.5	162.5	161.1	161.2	160.7	162.1	161.2
170		169.5	172.3	172.9	172.8	171	171.1	170.5	172.3	171.1	172.1
180		185.5	184.9	184.2	181.5	181.5	180.8	182.8	181.4	182.5	183.2
190		194.3	193.4	188.8	190.3	189.6	192.3	190.6	191.9	192.8	-
200		202.4	197.4	198.7	198.5	201.7	199.8	201.5	202.5	-	-
210		202.1	206.7	206.5	211.5	209.1	211.3	212.5	-	-	-
220		222.1	219.1	225.5	221.3	223.8	224.9	-	-	-	-
230		226	237.5	231.1	234.4	235.7	-	-	-	-	-
240		261.3	244	247.8	248.8	-	-	-	-	-	-
250		237.6	250.8	254.3	-	-	-	-	-	-	-
260		276.7	276.4	-	-	-	-	-	-	-	-
270		282.5	-	-	-	-	-	-	-	-	-

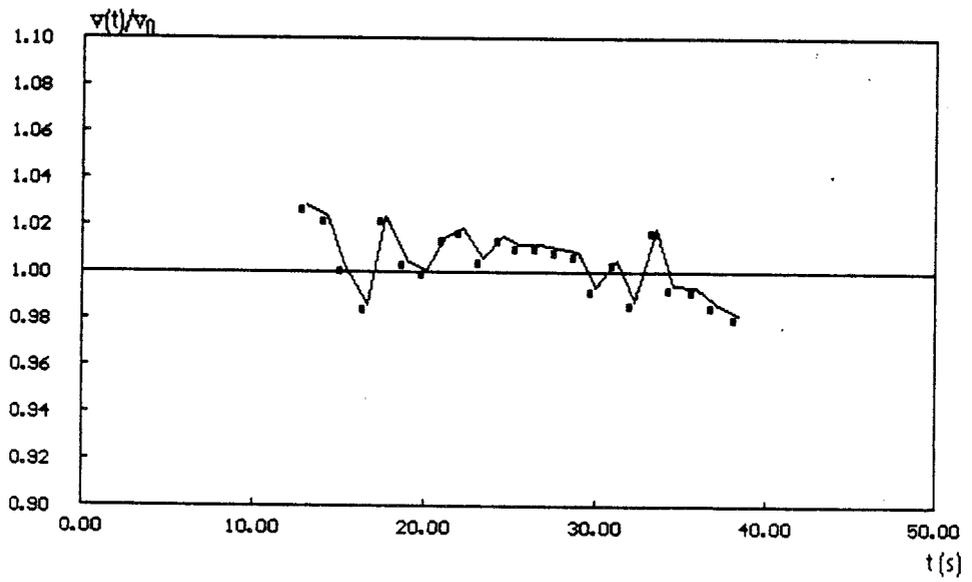
Tableau 2.1

Nous donnons figure 2.39 les erreurs relatives commises sur h, en fonction de Δh/h déduites du tableau 2.1. On constate que l'erreur décroît lorsque Δh/h croît. La mesure est plus précise lorsqu'on exploite des interférogrammes de forme différente.

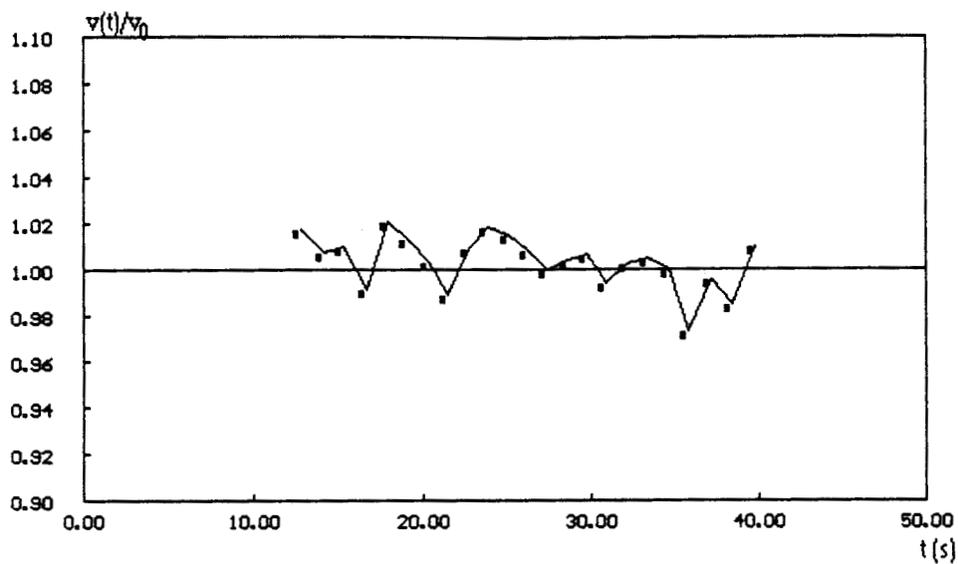
Nous donnons figure 2.40 des exemples de lois horaires ainsi obtenues expérimentalement pour h valant 160, 170, 180 et 200cm et Δh=60cm. L'erreur sur la vitesse est inférieure à 2% pour une excursion temporelle de 20s soit une excursion spatiale de l'ordre de l'ordre de 70cm.



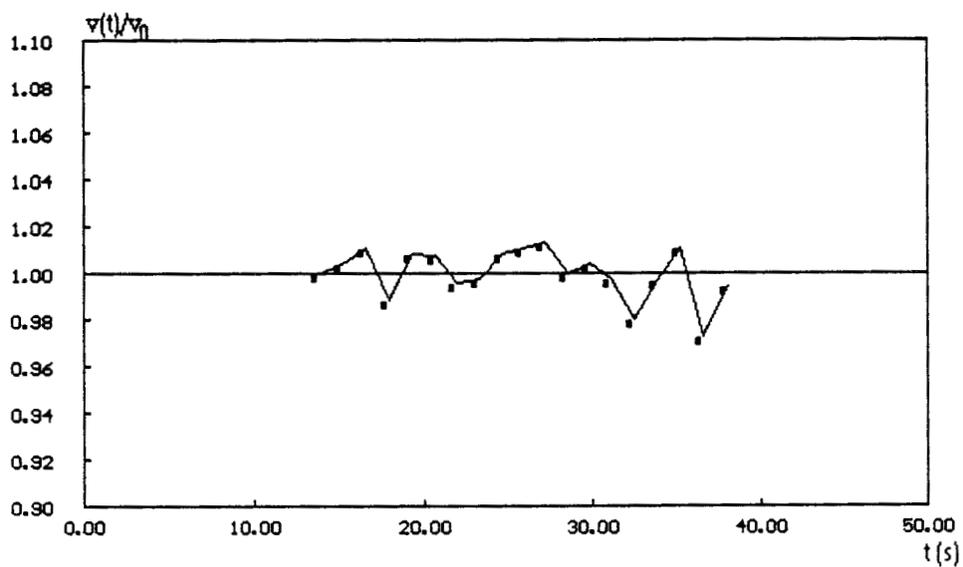
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure 2.40 : Détermination simultanée de la distance h et de la loi horaire $2D=64\text{cm}$, $\Delta h=60\text{cm}$, $f=10\text{GHz}$ a) $h=160\text{cm}$, b) $h=170\text{cm}$, c) $h=180\text{cm}$, d) $h=200\text{cm}$.

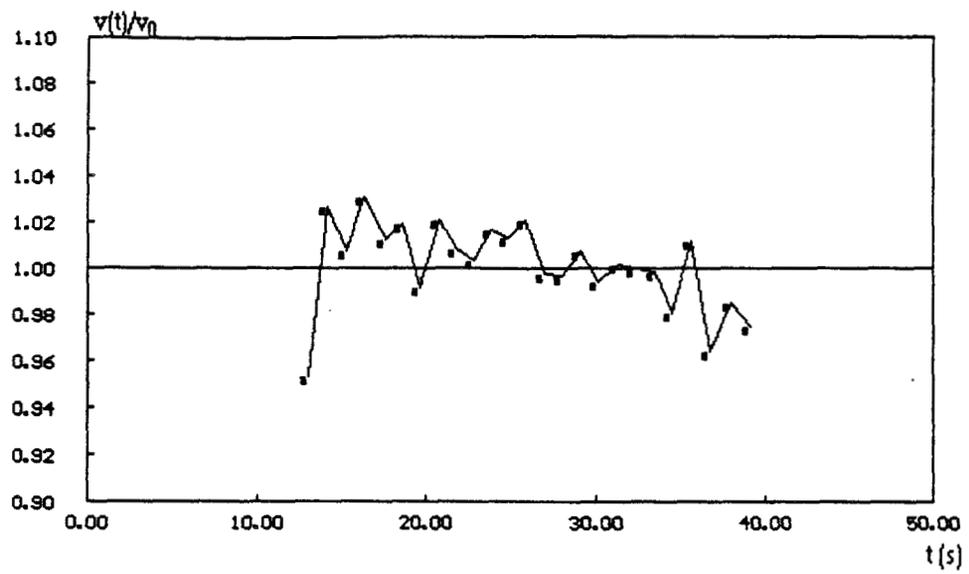


Figure 2.41 : Loi horaire déterminée avec un interféromètre pour $h=200\text{cm}$, $2D=64\text{cm}$, $f=10\text{GHz}$

2.3.3.3 Utilisation d'un interféromètre

Nous combinons ici les méthodes décrites aux paragraphes 2.3.2 et 2.3.3.1.

Nous donnons figure 2.41 un exemple de loi horaire à vitesse constante où l'erreur reste inférieure à 2 % dans tous les cas pour une excursion temporelle d'environ 15s entre 20 et 30s, ce qui correspond à une excursion spatiale de 50cm avec $h=200\text{cm}$.

2.3.4 Loi horaire algébrique

2.3.4.1 Définition et principe

Nous entendons par loi horaire algébrique la fonction $v(t)$ ou $v(x)$ qui précise le sens de déplacement du mobile sur une trajectoire linéaire et perpendiculaire à l'axe d'observation.

En fait, il est intéressant de traiter aussi le cas où la vitesse change de signe au cours du déplacement. Une réponse à ce problème a été apportée sous d'autres formes par les méthodes dites stéréo et Janus [18].

Nous éliminons d'abord toute méthode basée sur une mesure quantitative de la puissance ou sur un classement des maxima en fonction de leur amplitude, car ceci impliquerait des puissances d'émission constantes et des conditions de propagation ambiante strictement reproductibles, ce qui peut être incompatible avec un environnement industriel.

La méthode que nous proposons combine les informations $S_I(t)$ et $S_R(t)$, et se base sur le fait que ces deux fonctions sont l'une paire, l'autre impaire et que l'une ou l'autre change de signe chaque fois que la différence de marche (d_2-d_1) varie d'un quart de longueur d'onde.

La figure 2.42 qui illustre un tel exemple, montre comment on réalise un nombre binaire ab dont les deux bits a et b correspondent respectivement au signe de S_I et S_R .

$$a \text{ ou } b = 1 \text{ si } S_I \text{ ou } S_R > 0$$

$$a \text{ ou } b = 0 \text{ si } S_I \text{ ou } S_R < 0$$

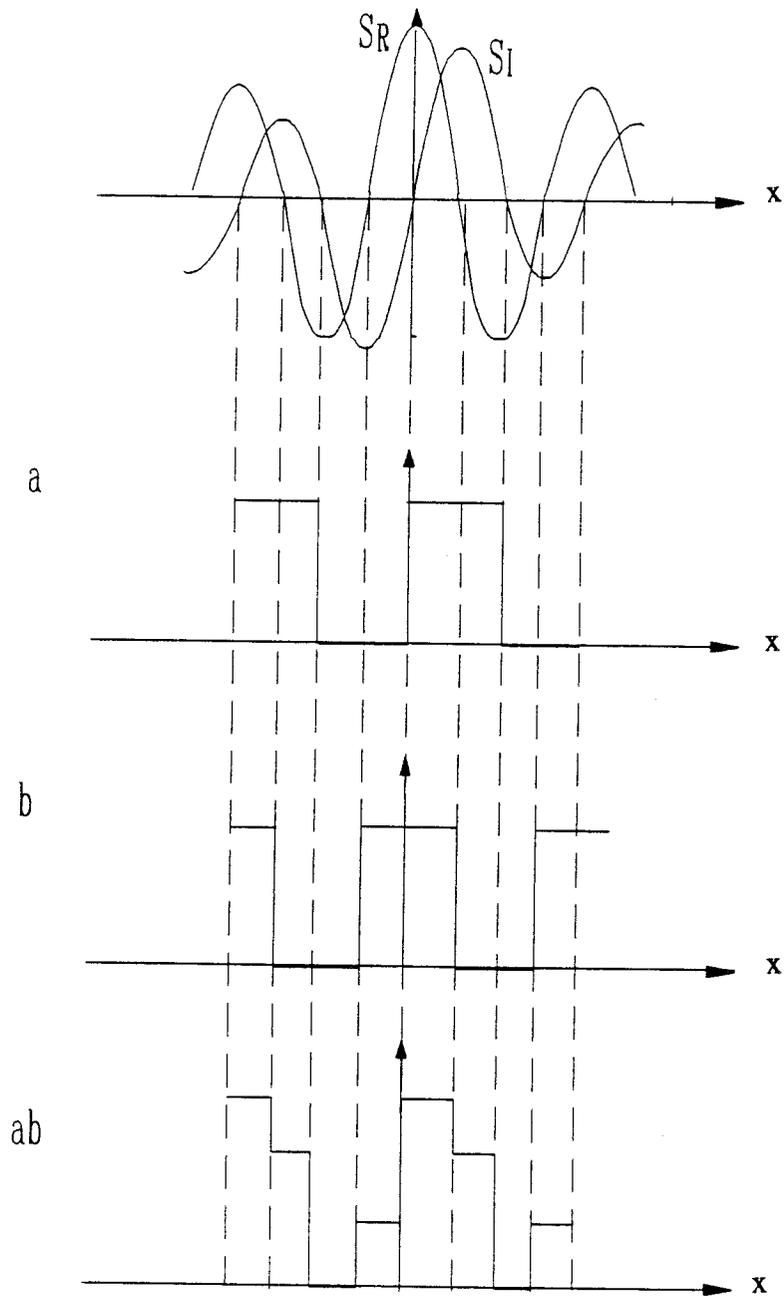


Figure 2.42 : Signaux $S_I(t)$ et $S_R(t)$ et élaboration du nombre binaire ab

Dans le cas d'une vitesse de signe constant, les quatre combinaisons du nombre ab forment la séquence 00, 01, 11 et 10, ou la séquence inverse; ce qui permet de connaître le signe de la vitesse. De plus, l'observation de l'évolution du nombre binaire ab permet aussi de noter immédiatement toute inversion du sens de déplacement. On peut ainsi déterminer la loi horaire $v(t)$ ou $v(x)$ à condition de connaître la position initiale du mobile. En effet pour être capable de calculer la vitesse moyenne à l'intérieur d'une frange, il faut pouvoir identifier cette dernière autrement dit connaître son ordre k , ce qui permet de suivre ensuite son évolution sans ambiguïté.

Evidemment, on peut accéder par la même occasion à la position du mobile compte-tenu des basculements du nombre ab.

Notons que le principe de détermination du sens de déplacement d'un mobile, qui est ici employé, est aussi utilisé par d'autres techniques. Citons par exemple un capteur interférométrique réalisé en optique intégrée [19] qui comporte un interféromètre de Michelson fonctionnant avec deux signaux de référence déphasés de $\pi/2$.

2.3.4.2 Résultats de simulations et mesures

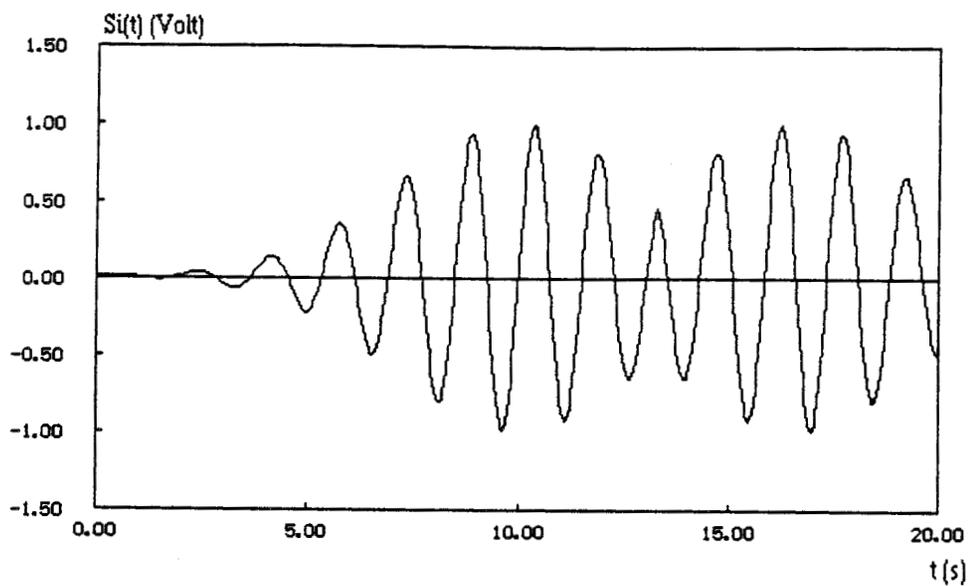
Nous présentons figure 2.43, des interférogrammes $S_I(t)$ et $S_R(t)$ simulés pour un trajet aller-retour parcouru avec une vitesse constante.

L'exploitation des signes de ces signaux, basée sur l'évolution du nombre binaire ab donne la figure 2.44 qui fait nettement apparaître le changement de sens à $t=13.3s$, d'où la loi horaire algébrique temporelle (Figure 2.45).

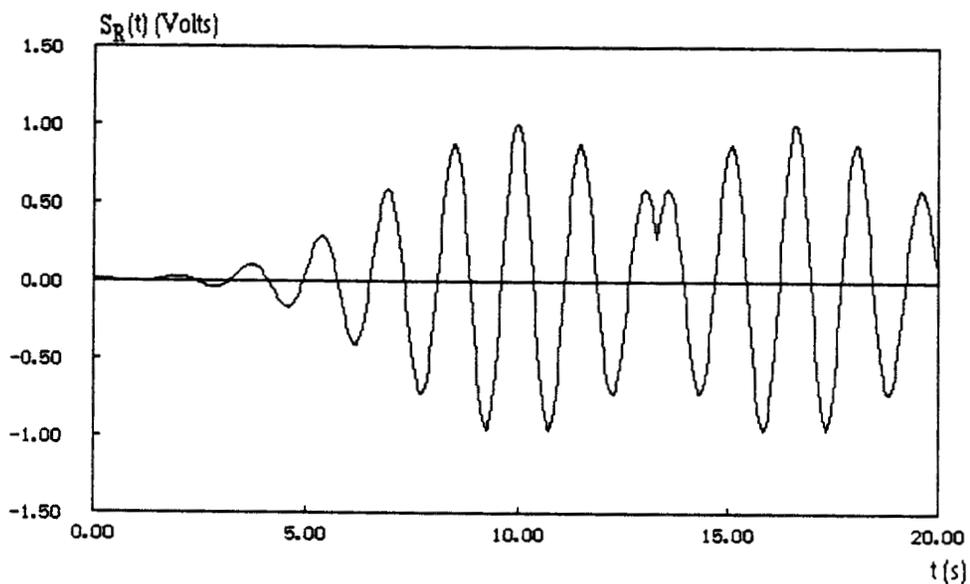
Des mesures effectuées à 10GHz, pour une vitesse constante, $2D=40cm$ et $h=200cm$ permettent d'obtenir les interférogrammes présentés figure 2.46.

Le nombre binaire ab associé à ces mesures est donné figure 2.47. On remarque nettement les deux inversions de sens de déplacement qui sont intervenues à $t=9.9s$ et à $t=15.8s$.

En traitant le signal interférométrique (Figure 2.46a) et en tenant compte des combinaisons du nombre binaire ab (Figure 2.47), on obtient la loi horaire algébrique normalisée $v(t)/v_0$ (Figure 2.48) qui rend compte du changement de sens de déplacement du mobile émetteur.



(a)



(b)

Figure 2.43 : Interférogrammes temporels $S_I(t)$ (a) et $S_R(t)$ (b) simulés pour $2D=40\text{cm}$, $h=200\text{cm}$ et $f=10\text{GHz}$

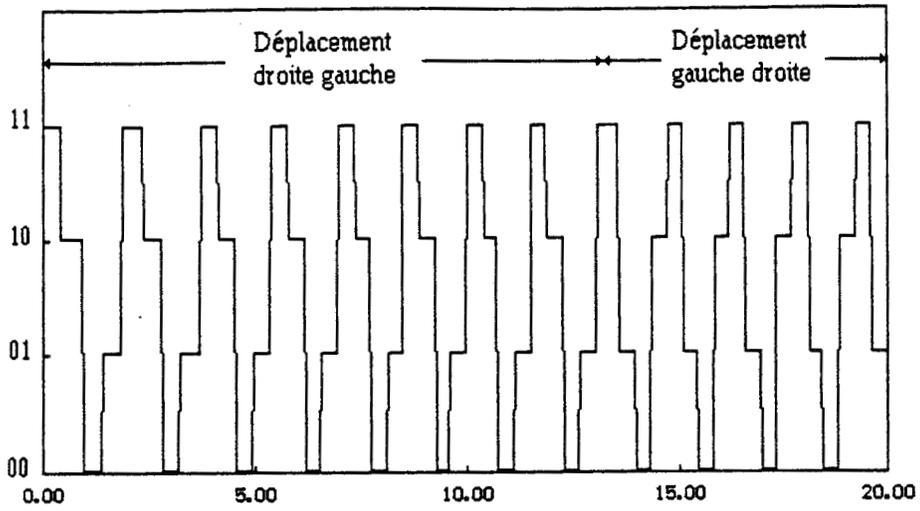


Figure 2.44 : Nombre binaire ab élaboré à partir de $S_I(t)$ et $S_R(t)$ (Figure 2.43)

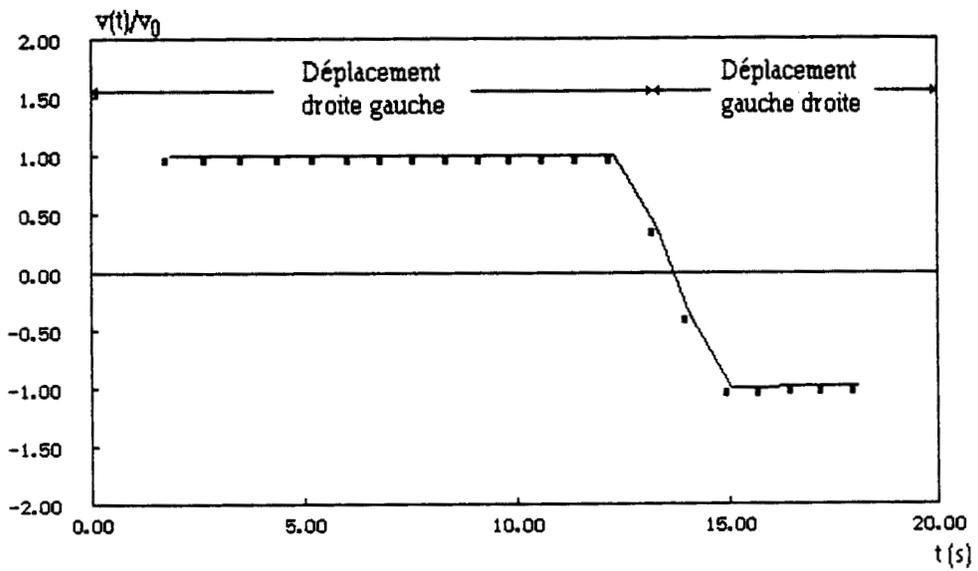


Figure 2.45 : Loi horaire algébrique déduite des données des figures 2.43 et 2.44.

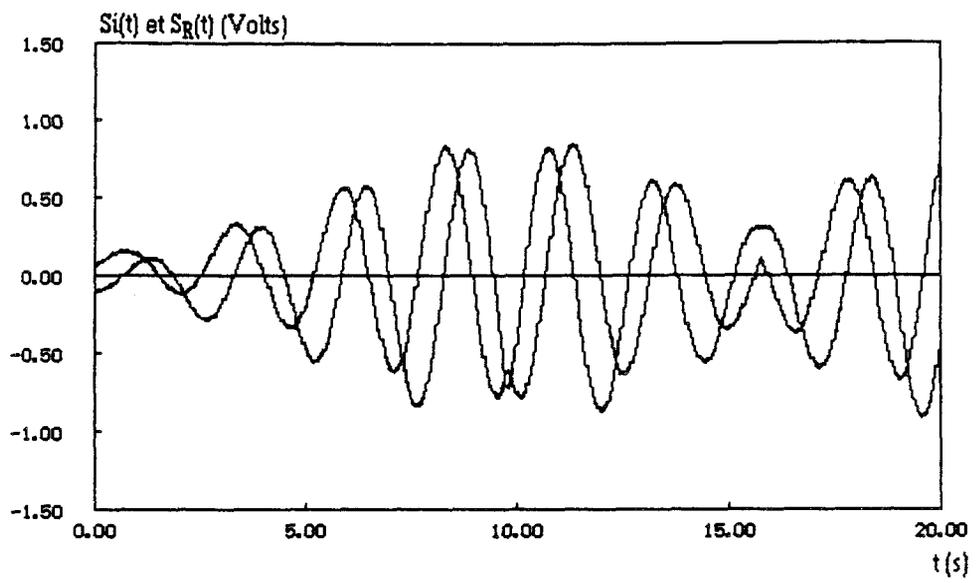


Figure 2.46 : Interférogrammes expérimentaux $S_I(t)$ et $S_R(t)$ obtenus pour $2D=40\text{cm}$ et $h=200\text{cm}$

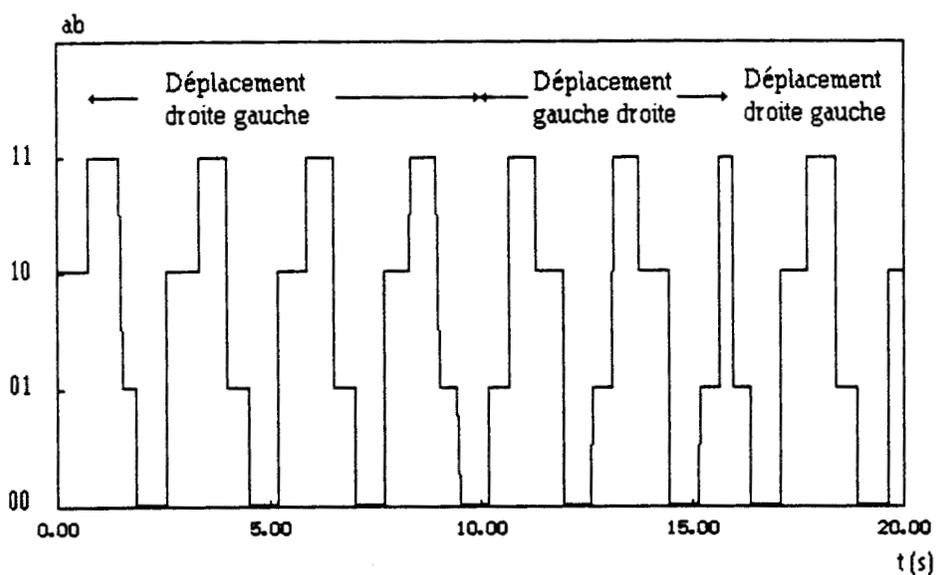


Figure 2.47 : Nombre binaire élaboré à partir de $S_I(t)$ et $S_R(t)$ (Figure 2.46)

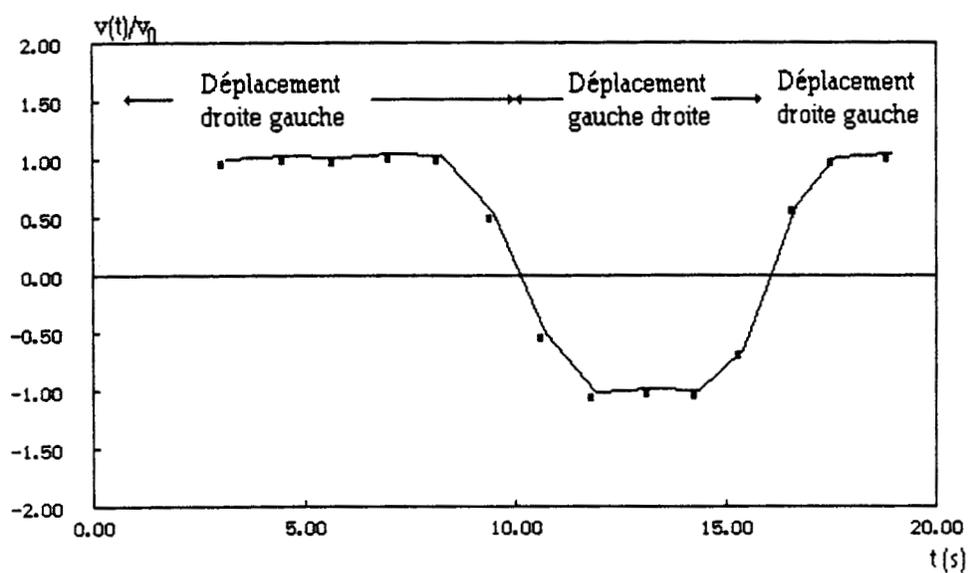


Figure 2.48 : Loi horaire algébrique expérimentale déduite des mesures de la figure 2.46.

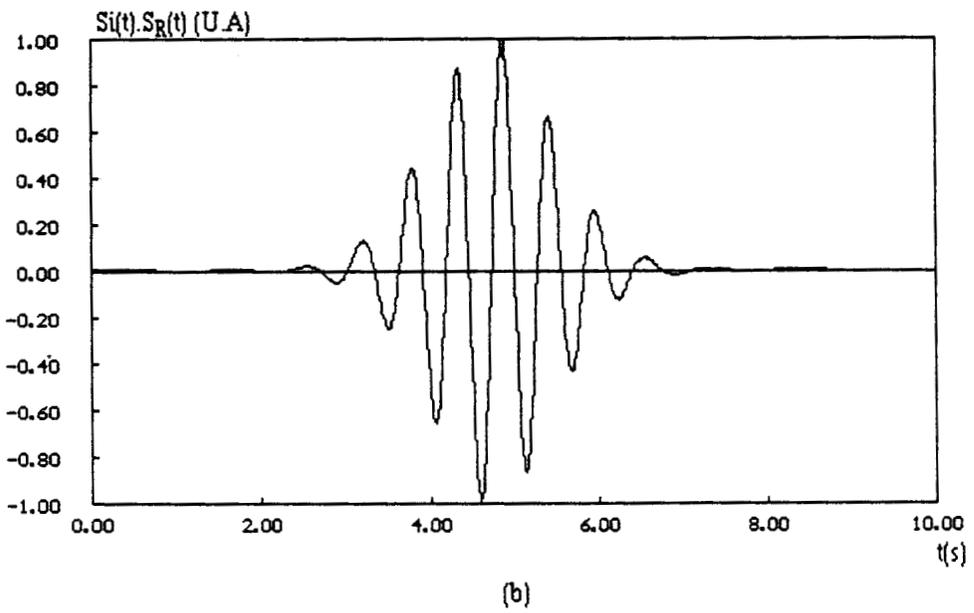
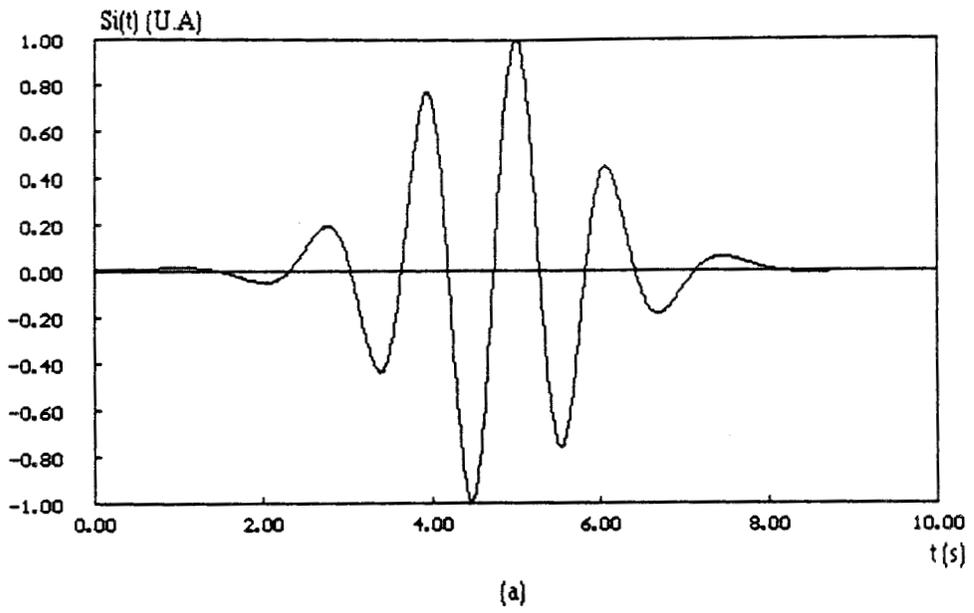


Figure 2.49 : Signaux $S_I(t)$ (a) et $S_I(t)S_R(t)$ (b) permettant de doubler la résolution $f=10\text{GHz}$, $2D=20\text{cm}$, $h=200\text{cm}$; (vitesse variable).

Notons que le changement de sens durant environ 3s, nous manquons d'information et de précision pendant ce laps de temps. Nous présentons dans le paragraphe suivant une manière d'améliorer encore la mesure télémétrique.

2.3.4.3 Accroissement de la résolution

La résolution spatiale du procédé, utilisant uniquement S_I ou S_R , est égale à l'interfrange i qui est généralement voisine de $\lambda h/4D$.

Un premier moyen d'augmenter la résolution consiste bien évidemment à augmenter la fréquence ou la base $2D$ (paragraphe 1.3.1).

Par ailleurs pour des valeurs fixées de f et $2D$, l'utilisation simultanée de S_R et de S_I double le nombre de zéro et donc la résolution. Nous présentons figure 2.49 des simulations illustrant cette propriété. La figure 2.50 représente les lois horaires dans les deux cas, - avec S_I seul (Figure 2.50a), avec S_I et S_R simultanément (Figure 2.50b) -. L'intérêt apparaît lorsqu'on a affaire à des variations brusques de la vitesse.

De manière générale, la résolution est N fois plus grande lorsqu'on utilise N bits au lieu de 2 comme nous venons de le définir, si toutefois N est une puissance de 2. Il suffit alors de générer N signaux qui vérifient la relation suivante :

$$S_{Ik} = E_1 E_2 \sin \left(\varphi + \frac{k\pi}{N} \right) \quad (2.23)$$

$$\text{Si } N = 2 \quad S_0 = S_I$$

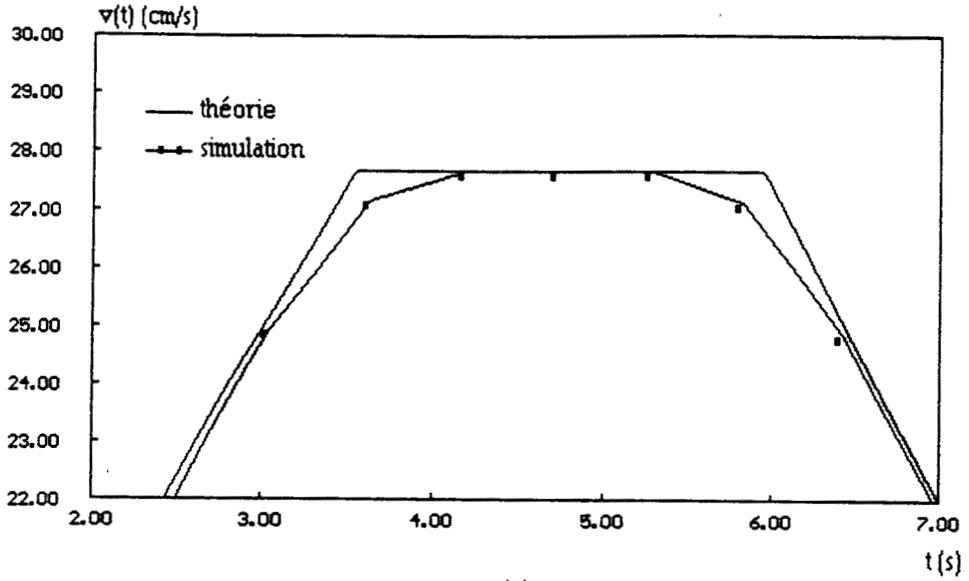
$$S_1 = S_R$$

$$\text{Si } N = 4 \quad S_0 = S_I$$

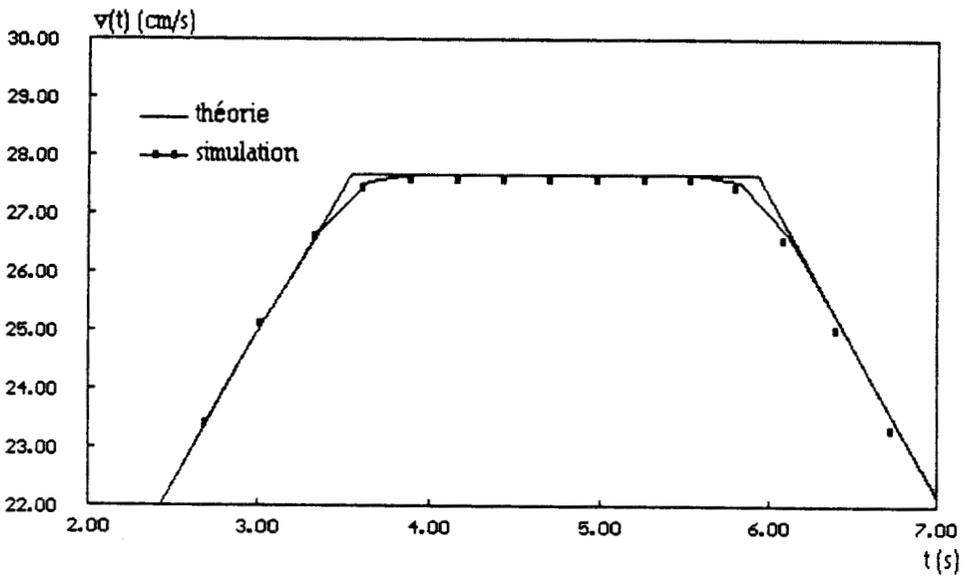
$$S_1 = E_1 E_2 \sin \left(\varphi + \frac{\pi}{4} \right)$$

$$S_2 = S_R$$

$$S_3 = E_1 E_2 \sin \left(\varphi + \frac{3\pi}{4} \right)$$



(a)



(b)

Figure 2.50 : Accroissement de la résolution dans la détermination d'une loi horaire lorsqu'on passe de l'exploitation du signal $S_I(t)$ (a) à celle des signaux $S_I(t)$ et $S_R(t)$ (b)

un tel exemple est donné figure 2.51 qui correspond à une augmentation de résolution du cas de la figure 2.49.

Pour générer les N signaux, il faut introduire N déphasages ϕ_k qui vérifient donc la relation

$$\phi_k = \frac{k}{N} \pi \quad (2.24)$$

Il s'agit alors d'une démodulation NPSK [20]

Une autre façon d'augmenter davantage la résolution consiste à réaliser la fonction

$$\frac{S_I(t)}{S_R(t)} = \text{tg} (\varphi(t)) \quad (2.25)$$

La connaissance de l'angle $\varphi(t)$ permet alors de connaître la position du mobile à chaque instant, et non pas seulement lors du passage par zéro de l'interfrange.

Ainsi le nombre binaire ab sert d'abord à déterminer sans ambiguïté, l'ordre de la frange où se trouve le mobile, une fois que la position initiale de celui-ci est connue, tandis que la relation (2.25) détermine sa position exacte à l'intérieur de la dite frange.

2.4 Limitations et sources d'erreurs

Nous décrivons dans ce paragraphe un certains nombre de contributions qui peuvent fausser les mesures. Quelques unes déjà étudiées par D. MATTON ne posent pas de problèmes majeurs quant à leur correction à savoir :

- erreur de mesure sur h et D ,
- non parallélisme entre la trajectoire de l'émetteur et le système de réception ,
- inégalité des lignes joignant les antennes de réception au corrélateur,
- imperfection dans la multiplication des signaux,

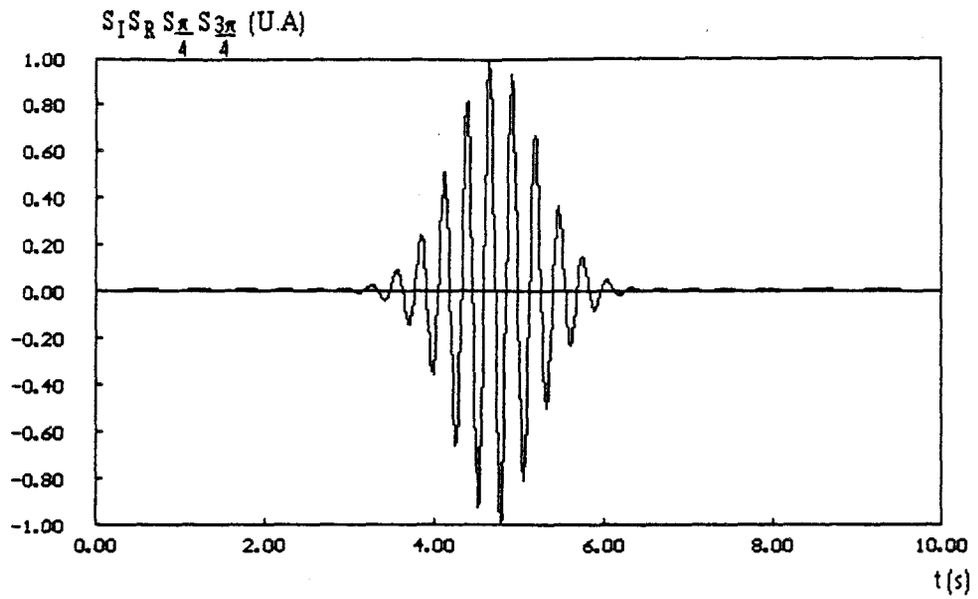


Figure 2.51 : Signaux $S_I(t)$, $S_R(t)$, $S_{\pi/4}(t)$ et $S_{3\pi/4}(t)$ permettant de multiplier par 4 la résolution donnée par $S_I(t)$ ou $S_R(t)$

- non appairage des diodes,
- tension de décalage de l'amplificateur différentiel.

Ces erreurs peuvent être réduites en apportant un soin particulier à la réalisation de chaque sous-système, en caractérisant les défauts et en les intégrant dans le calcul.

D'autres erreurs moins faciles à corriger car inhérentes au système sont apparues plus au moins explicitement dans ce chapitre, nous citons :

- la caustique des éléments rayonnants qu'on peut éliminer en utilisant des antennes à diagrammes de rayonnement en phase constant,

- les réflexions parasites génératrices de chemins multiples qui peuvent être sérieusement atténuées en travaillant en polarisation circulaire [21]. En effet si l'on suppose que l'onde est polarisée circulairement et orientée de droite à gauche, après une réflexion sur un plan métallique, l'onde recueillie est toujours en polarisation circulaire mais orientée gauche droite. Par conséquent toutes les réflexions d'ordre impair sont fortement atténuées.

Néanmoins vu l'intérêt et les problèmes que posent ce dernier type d'erreurs, nous nous sommes intéressés au troisième chapitre, dans le cadre de la localisation d'une source micro-onde dans une enceinte à faire une étude simplifiée de ces phénomènes et proposons des solutions.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre Nous avons étudié quelques applications du capteur à corrélation.

Dans un premier temps, nous avons déterminé une caractéristique importante de tout système rayonnant à savoir la position de son centre de phase. Cette donnée est essentielle à maîtriser si l'on veut ultérieurement aborder l'aspect métrologique du procédé. Nous avons alors mis évidence la faculté d'autocalibration de notre système. Cette méthode peut, par ailleurs, intéresser d'autres applications des antennes.

Une seconde étape est consacrée à la détermination coopérative de la loi horaire d'un mobile pour différentes situations (différentes distances, signaux fortement bruités) en utilisant successivement le capteur à corrélation et l'interféromètre dérivé. Nous avons aussi traité le cas plus complexe de la détermination simultanée de la distance et de la vitesse.

Enfin nous nous sommes intéressés à l'étude des lois horaires algébriques et à l'augmentation de la résolution en utilisant simultanément les deux types de signaux qu'est capable de fournir un corrélateur complexe ou vectoriel.

Bibliographie Chapitre 2

- [1] L. BELLARBI
"Définition de la Thermographie Micro-onde par Corrélation"
Thèse de 3^{ème} cycle, Lille, 1984.

- [2] D. MATTON
Principe et Faisabilité de Nouveaux Capteurs Interférométriques
Micro-onde"
Thèse de Docteur de l'université, Lille, Janvier 1989.

- [3] N. LEVANON
"Interferometry Against Differential Doppler: Performance Comparison of
Two Emitter Location Airborne Systems."
IEE Proceedings, vol. 136, Pt. F, N° 2, pp. 70-74, April 1989.

- [4] C. ANCONNA, D. LITAUDON
"Centre de Phase et Astigmatisme des Antennes"
L'onde Electrique vol 49 fascicule 2, pp 198-203 février 1969.

- [5] J. TUOVINEN AND AL
"Phase Measurements of Millimeter Wave Antennas at 105-190 GHz
with a Novel Differential Phase Method"
IEE proceedings H vol 138, N° 2, pp. 114-120, april 1991.

- [6] M. TEICHMAN
"Precision Phase Center Measurements of Horns Antennas"
IEEE Transactions on Antennas and Propagation, pp 690-691, september 1970.

- [7] DONALD L. WAIDELICH
"The Phase Centers of Aperture Antennas"
IEEE Transactions on Antennas and Propagation-28, N° 2, pp 263-264,
March 1980.

- [8] E.I. MUEHL DORF
"The Phase Center of Horn Antennas

- IEEE Transactions on Antennas and Propagation-18 pp 753-760, Novembre 1970.
- [9] H. SCHRANK, M. HAKKAK
"Design of Pyramidal Horns for Fixed Phase Center as Well as Optimum Gain "
IEEE Transactions On Antennas and Propagation, vol. 33, N°3 pp 53-55, June 1991.
- [10] A. BENLARBI, D. MATTON, JC. VAN DE VELDE, A. LEBORGNE,
Y. LEROY
"Détermination de la Loi horaire Horaire par Interférométrie Micro-onde"
Journées Nationales Micro-ondes, pp. 298-299, Montpellier 1989.
- [11] A. BENLARBI, JC. VAN DE VELDE, D. MATTON, Y. LEROY
"Position, Velocity Profile Determination of a Moving Body by Microwave Interferometry."
IEEE on Instrumentation and Measurements-39, pp. 632-636, August 1990.
- [12] BORLAND
"Turbo Pascal Toolbox : Numerical Methods"
IBM version.
- [13] J. MAX
"Méthodes et Techniques de Traitement de Signal et Applications aux Mesures Physiques"
4 ème Edition MASSON.
- [14] HEWLETT PACKARD
"The Fundamentals of Signal Analysis"
Applications Note 243.
- [15] Y. MEYER, O. RIOUL
"L'Analyse par Ondelettes"
Pour la Science, pp 28-37, septembre 1987.
- [16] P. BONNET, D. REMOND
"Une Transformée en Ondelette Rapide"
Traitement du signal, vol 8, N°3, pp 195-207, 1990.

- [17] M. BARRAT, O. LEPETIT
"Calcul Rapide de la Transformée en Ondelettes"
Traitement du signal, vol 8, N°1, pp43-49, 1990.
- [18] M. EL BEKKALI
"Capteurs Cinémométriques à Antennes Plaquées en Bande X : Applications"
Thèse de Docteur de l'université, Lille, juillet 1991
- [19] J. LIZET
"Circuit Intégré pour la Mesure en Interférométrie"
Capteurs intelligents et microactionneurs intégrés, LAAS-CNRS, pp 31-51
Cépadus Editions 1992
- [20] K. KAFADAR
"Statistical Calibration of a Vector Demodulator"
Hewlett Packard Journal, pp 18-25, June 1988.
- [21] D. MUNIER
"Navigation et Positionnement par Satellite: Architecture du Recepteur GPS"
Toute l'Electronique, N°512, pp 48-57, Mars 1986.

CHAPITRE 3

PROCEDE DE LOCALISATION A DEUX DIMENSIONS: TELEMETRIE CELLULAIRE

CHAPITRE 3

Procédé de localisation à deux dimensions: télémétrie cellulaire

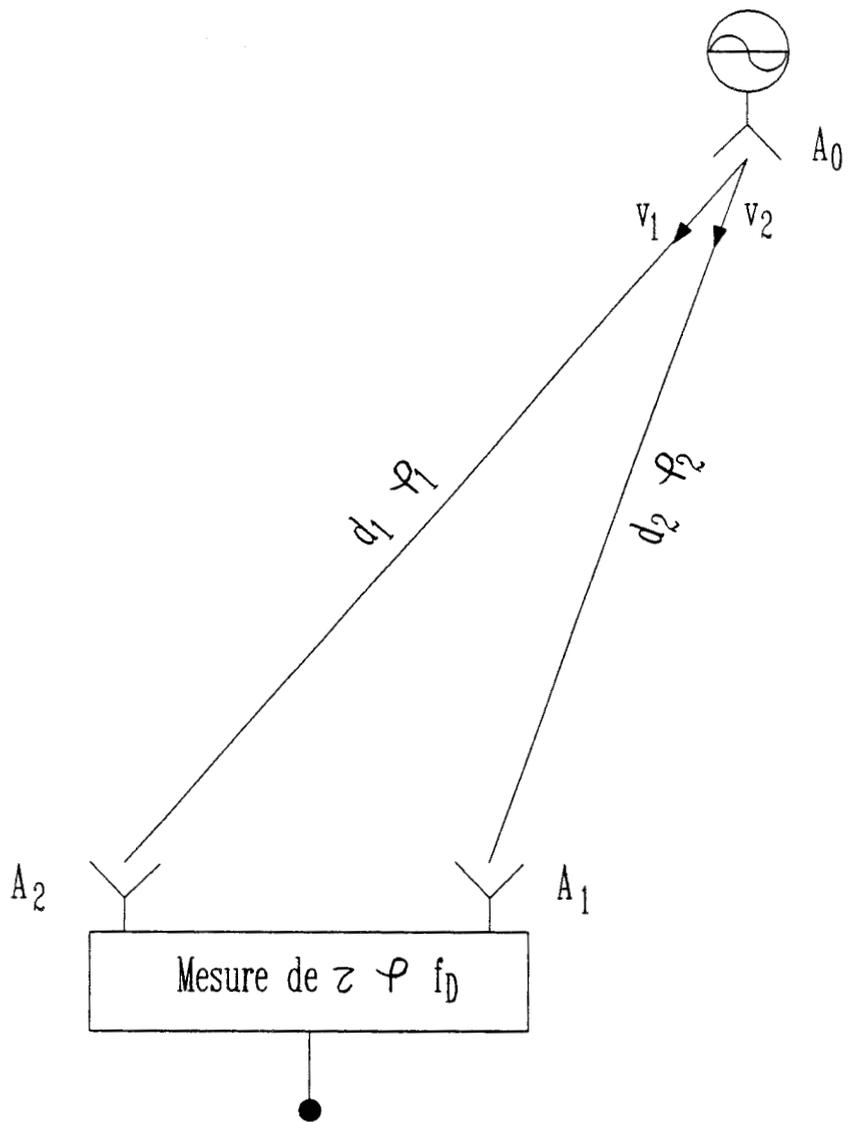
3.1 Introduction

Localiser un objet est une fonction recherchée dans plusieurs domaines et notamment en radionavigation et en robotique.

Ces deux cas de localisation ne peuvent évidemment être traités de manière identique en raison des dimensions très dissemblables, quelques milliers de kilomètres pour le premier (remote sensing) et au plus quelques dizaines de mètres pour le second (short-range sensing).

Dans le cas des grandes distances, la localisation est généralement basée sur la mesure du temps de propagation entre le signal d'un émetteur et son écho après réflexion sur l'objet (méthode non coopérative) ou entre un émetteur fixe et un récepteur embarqué sur le mobile à localiser (méthode coopérative). Ces méthodes sont peu adaptées au cas où les distances à déterminer sont faibles car les temps de transmission sont très courts. On préfère alors, en opérant à fréquence fixe, mesurer les déphasages introduits par ces temps de propagation, ce qui implique d'éviter toute ambiguïté sur la phase.

Le fait d'opérer à fréquence fixe est très appréciable au niveau du bruit et du coût des composants, et facilite la réalisation tant en technologie microruban qu'en MMIC.



$$\tau = \frac{(d_2 - d_1)}{c}$$

$$\varphi = \frac{2\pi (d_2 - d_1)}{\lambda c}$$

$$f_D = f_0 \frac{(v_2 - v_1)}{c}$$

Figure 3.1 : Propriétés des interféromètres

3.2 Principe de la localisation à deux dimensions (2d)

Nous présentons dans ce paragraphe, le principe d'une localisation coopérative dans le plan appelée localisation 2d.

Nous rappelons d'abord les systèmes existants (DECCA, LORAN) [1], fonctionnant à grande distance, qui ont été les premiers à utiliser l'interférométrie. Nous présentons ensuite notre procédé de télémétrie cellulaire à courte distance (< 10 mètres) qui exploite les mêmes propriétés des interféromètres.

3.2.1 Les systèmes hyperboliques

3.2.1.1 Propriétés des interféromètres

La tâche essentielle d'un interféromètre est de mesurer une différence entre deux ou plusieurs grandeurs de même nature. Ces grandeurs peuvent être des " temps, des fréquences ou des phases d'arrivée", (time difference of arrival ou TDOA, frequency difference of arrival ou FDOA, phase difference of arrival ou PDOA) [2].

Si on considère le cas d'une antenne émettrice et de deux antennes réceptrices (Figure 3.1), on peut définir trois grandeurs mesurables

- la différence de temps d'arrivée (TDOA)

$$\tau = \frac{(d_2 - d_1)}{c} \quad (3.1)$$

- la différence de phase d'arrivée (PDOA)

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{(d_2 - d_1)}{c} \quad (3.2)$$

- la différence de fréquence d'arrivée (FDOA)

$$f_D = f_0 \frac{(v_2 - v_1)}{c} \quad (3.3)$$

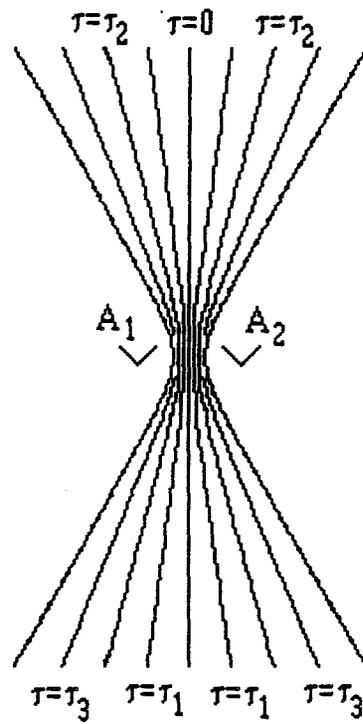


Figure 3.2 : Famille d'hyperboles représentant chacune une différence de temps d'arrivée (TDOA) constante entre les antennes A_1 et A_2

où v_1 et v_2 sont les vitesses radiales par rapport aux antennes A_1 et A_2 .

Dans les trois cas les lieux des points où τ , φ et f_D sont des constantes, sont des hyperboloïdes de révolution dont les foyers sont les positions des antennes A_1 et A_2 . Nous représentons figure 3.2 le lieu des τ (ou φ ou f_D) constants.

Cette propriété est à la base des systèmes hyperboliques et également, mais d'une autre manière, du procédé de télémétrie cellulaire que nous avons imaginé.

3.2.1.2 Principe des systèmes hyperboliques

On dispose de trois antennes fixes A_1 , A_2 et A_3 (Figure 3.3), qui émettent de manière synchrone :

soit des ondes entretenues (système DECCA)

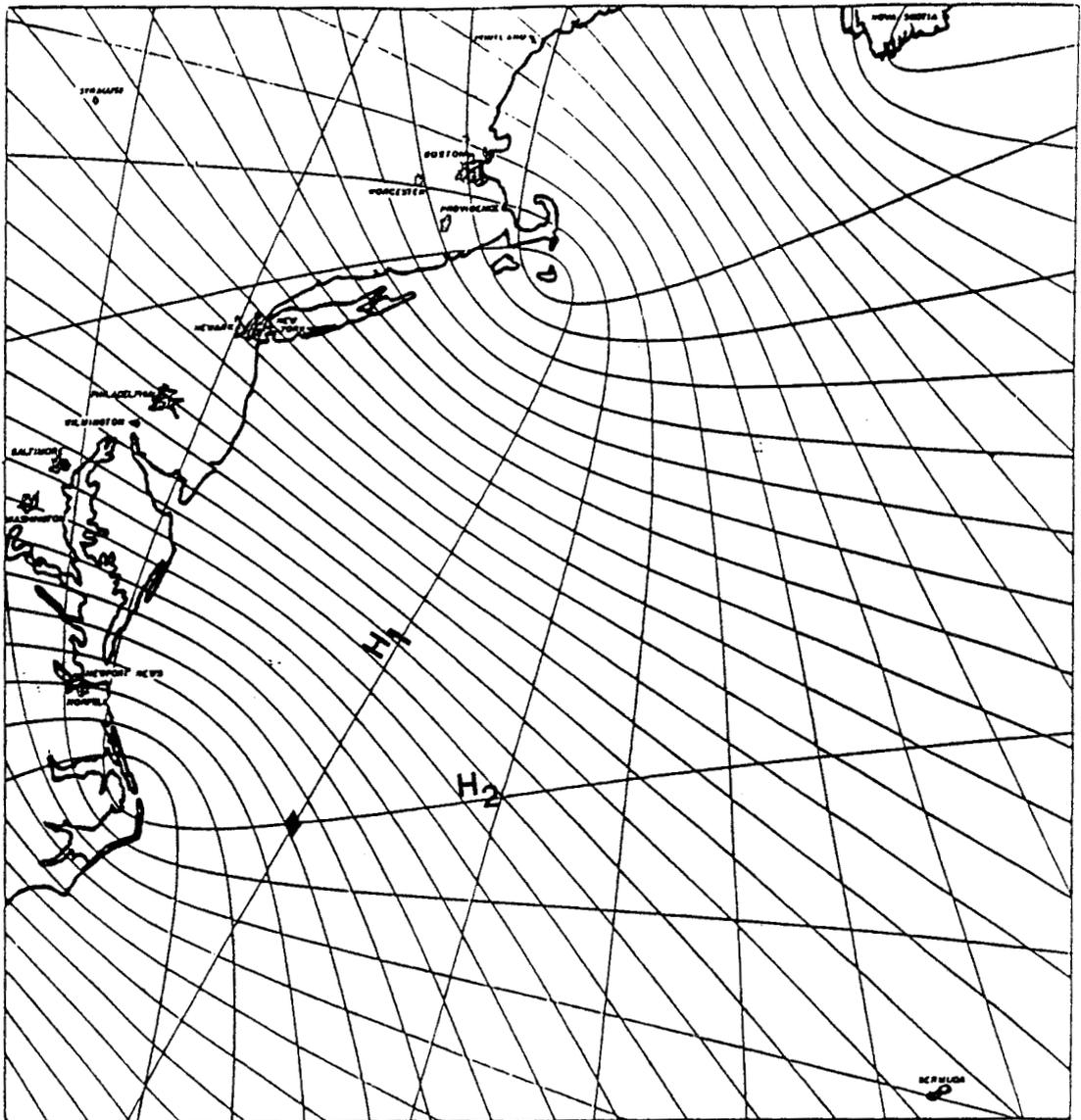
soit des trains d'impulsion (système LORAN-C)

et d'un récepteur A_0 qui est placé sur le mobile à localiser. On appelle d_i la distance entre l'émetteur A_i et le récepteur A_0

La mesure de la différence de phase (DECCA) ou de la différence de temps d'arrivée (LORAN-C) introduite par la différence de marche d_1-d_2 permet de positionner le récepteur sur une hyperbole que l'on note H_1 . La mesure de l'une de ces mêmes grandeurs associées à la différence de marche d_2-d_3 positionne simultanément le mobile sur une hyperbole H_2 . Le point d'intersection des deux hyperboles définit la position du mobile.

En raison des distances mises en jeu (50 à 200 Km pour le système DECCA et 1000 à 2000 Km pour le LORAN-C), la fréquence des impulsions est de 100KHz avec une fréquence de répétition des trains d'impulsions variant entre 10 et 33.33Hz. L'erreur sur le positionnement avoisine 100m à une distance de 1000Km de la station pilote qui asservit les autres émetteurs [3].

On retrouve les mêmes procédés, mais cette fois-ci les antennes émettrices sont embarquées sur des satellites d'orbite circulaire situées à une altitude de 1000Km; c'est le système NNSS ou Transit.



Echelle : 250Km/3cm

Figure 3.3 : Schéma de principe de la localisation 2D avec les systèmes hyperboliques (LORAN-C) [1] : le récepteur se trouve à l'intersection des hyperboles H_1 et H_2

Tous ces procédés évoluent et se développent continuellement tirant parti de la rapidité d'exécution et du faible coût induits par les microprocesseurs et circuits intégrés [4].

3.2.2 Télémétrie cellulaire

Dans ce cadre, nous utilisons la propriété énoncée des interféromètres, mais le procédé diffère des méthodes précitées.

- les distances sont beaucoup plus courtes, en principe inférieures à 10 mètres, et par conséquent les fréquences de travail beaucoup plus élevées.

- les rôles respectifs des antennes émettrices et réceptrice sont inversés, d'où l'emploi d'un seul émetteur, ce qui nous affranchit des horloges de synchronisation rencontrées dans les systèmes DECCA et LORAN.

3.2.2.1. Mise en équation

Nous avons établi au deuxième chapitre, paragraphe 2.3.1.1, la relation qui relie l'emplacement des zéros du signal interférométrique aux différentes grandeurs (z, D, λ).

$$x_k = \frac{k\lambda}{4} \sqrt{\frac{(z^2 + D^2 - k^2\lambda^2/16)}{(D^2 - k^2\lambda^2/16)}} \quad (3.4)$$

si on pose

$$a_k = \frac{k\lambda}{4}$$

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

on obtient

$$1 = \frac{x_k^2}{a_k^2} - \frac{z^2}{b_k^2} \quad (3.5)$$

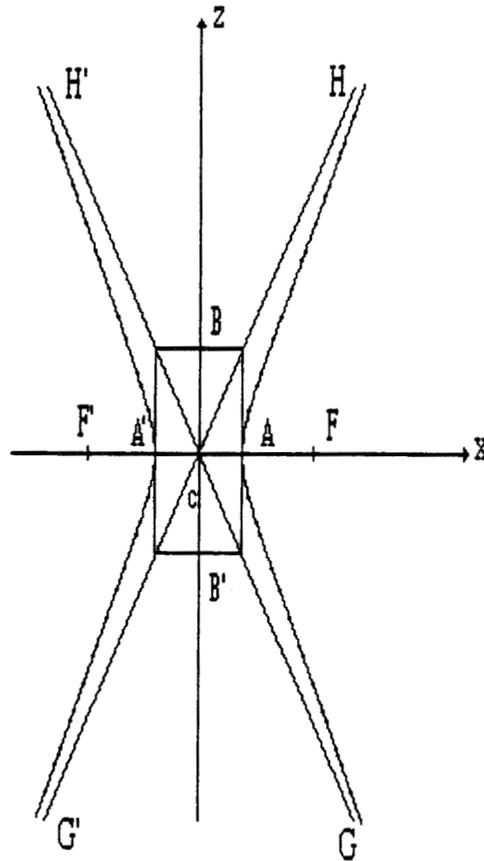


Figure 3.4 : Caractéristiques des hyperboles iso-différence de phase

l'équation (3.5) définit une famille d'hyperboles repérée chacune par l'indice k (Figure 3.4) et dont les caractéristiques sont les suivantes:

- longueur du grand axe $A'A = 2a_k$
- longueur du petit axe $B'B = 2b_k$
- distance du centre c au foyer F ou $F'=C = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$
- excentricité $\varepsilon = c/a_k$
- pente des asymptotes $G'H$ et $GH' = \pm b_k$

• Signification physique

A chaque ordre de frange k (k est un entier relatif), correspond une branche d'hyperbole qui est le lieu des zéros de l'interférogramme spatial $S_I(x)$ ou temporel $S_I(t)$.

Aux franges d'ordre $k + 0,5$ correspondent des branches d'hyperboles qui sont le lieu des zéros des interférogrammes spatial $S_R(x)$ ou $S_R(t)$.

Une hyperbole d'ordre n (n réel) compris entre k et $k + 0,5$ est donc le lieu des points dont la différence des déphasages est constante et égale à $nk\pi/2$ avec $0 < n < 1$.

3.2.2.2 Positionnement sur une trajectoire linéaire perpendiculaire à l'axe d'observation

Nous avons vu au paragraphe 2.3.4, qu'en traitant simultanément les deux signaux S_I et S_R , on peut déterminer la loi horaire algébrique d'un mobile émetteur si sa position initiale est connue.

Ceci revient à déterminer sa position compte tenu des basculements des états du nombre binaire ab défini au paragraphe 2.3.4.1 (a et b valent respectivement 1 ou 0 selon que S_I ou S_R est positif ou négatif), ce que nous expliquons en nous appuyant sur la figure 3.5.

Si nous supposons que le mobile se déplace sur la trajectoire linéaire xx' , à chaque franchissement d'une hyperbole, le nombre binaire ab change d'état, et on est en mesure de suivre son déplacement.

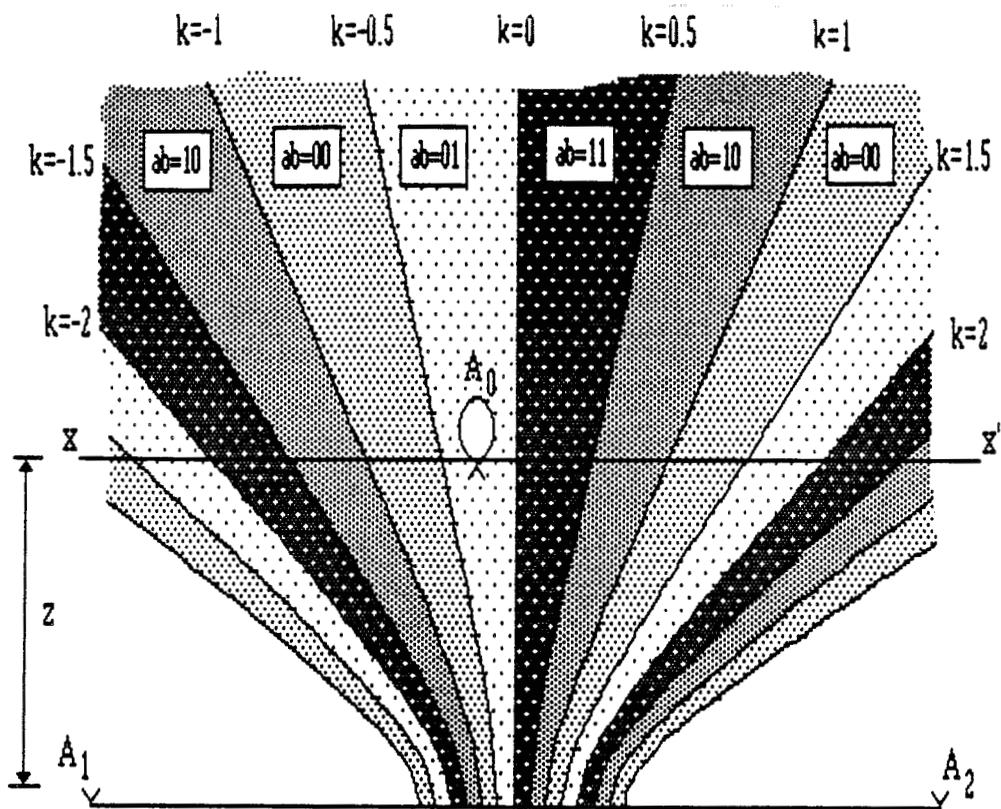


Figure 3.5 : Surfaces codées étudiées pour la loi horaire algébrique et la localisation à une seule dimension

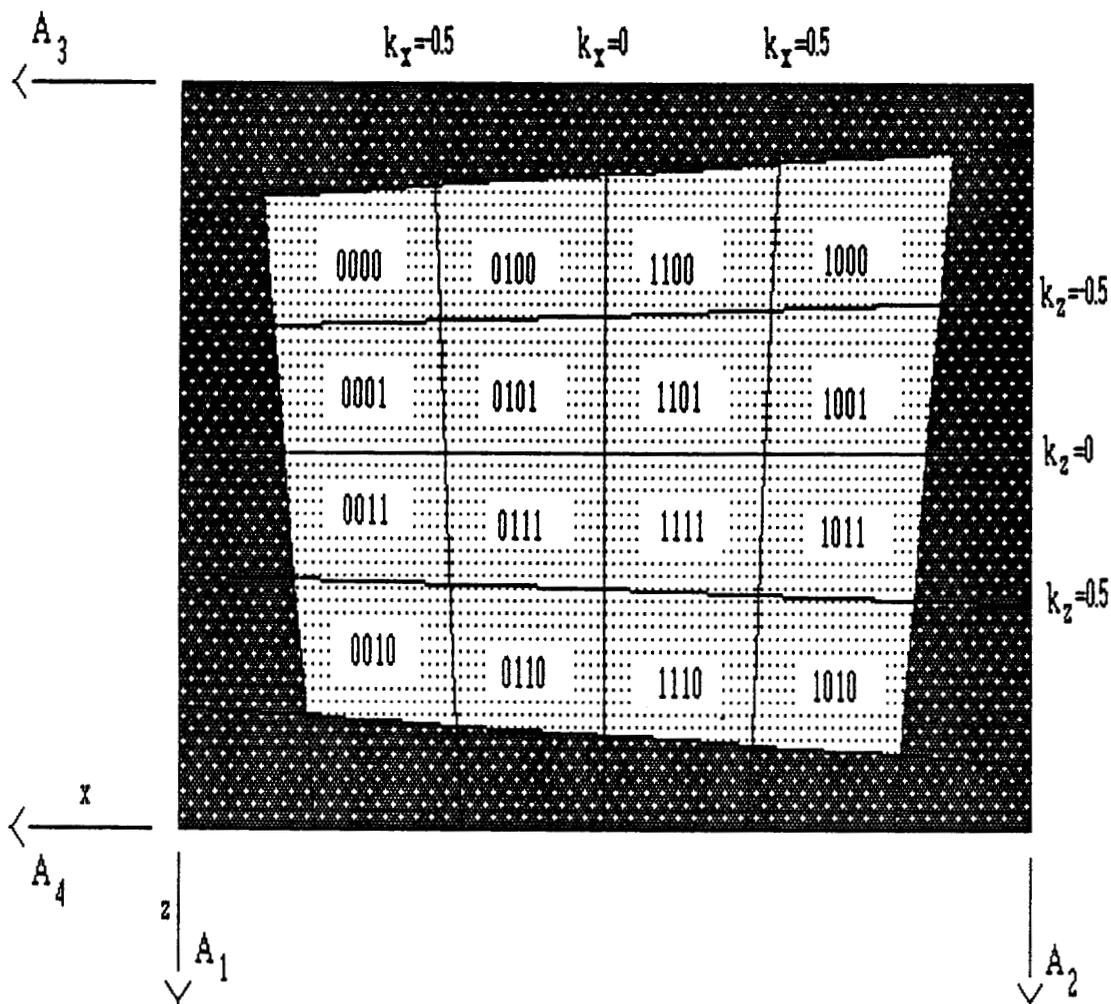


Figure 3.6 : Surface quadrillée, motif élémentaire et cellules codées

Il est clair, que tout déplacement sur une surface où ab demeure constant est invisible pour le récepteur.

Pour répondre à ce nouveau problème d'une trajectoire quelconque nous envisageons l'utilisation d'un deuxième récepteur comme nous allons le voir maintenant.

3.2.2.3 Positionnement à deux dimensions (2d) : Télémétrie Cellulaire.

Dans ce paragraphe, nous allons définir un procédé original de localisation 2d que nous dénommons : "Télémétrie Cellulaire" [5] ainsi nommé parce que la localisation est donnée en terme de cellule élémentaire.

Le récepteur à corrélateur complexe défini au paragraphe 1.2.3.5, permet de déterminer la loi horaire algébrique et de positionner le mobile sur une trajectoire linéaire connue xx' à la seule condition d'en connaître la position initiale.

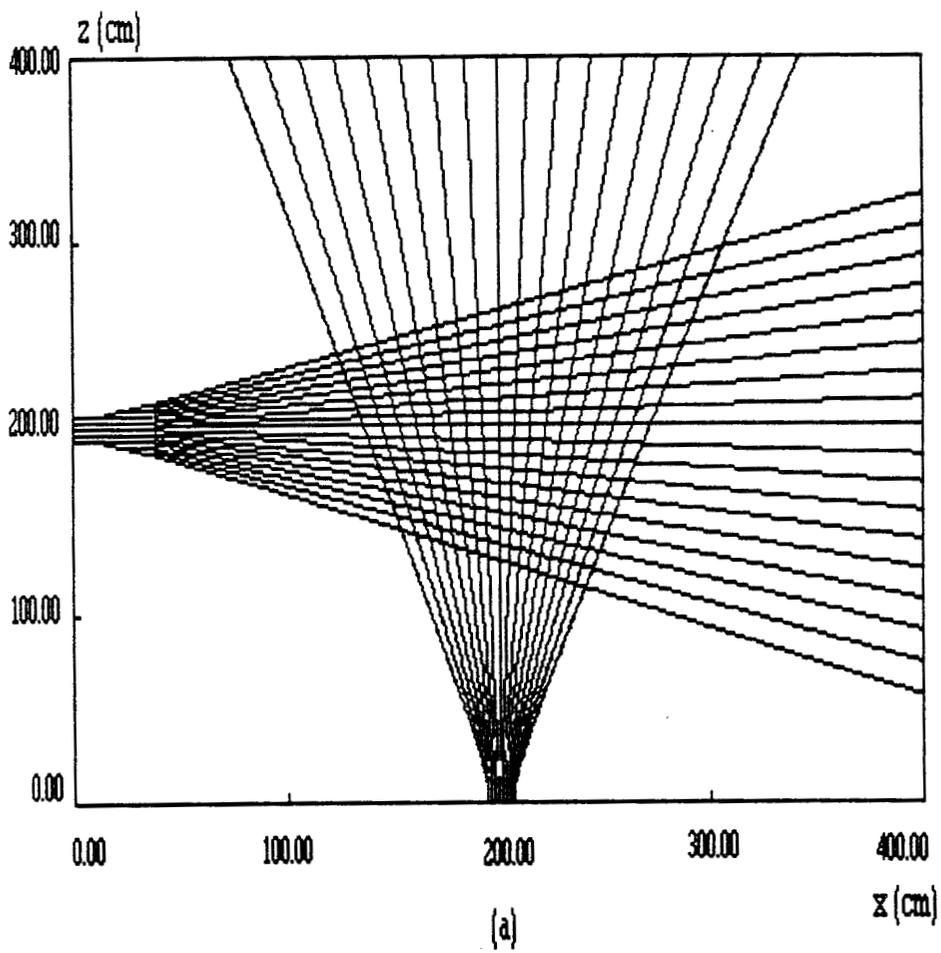
Si on désire obtenir les mêmes informations pour un mobile qui se déplace cette fois-ci sur un axe zz' perpendiculaire à l'axe xx' , il nous faut disposer d'un deuxième récepteur du même type qui peut, par exemple, être placé sur l'axe zz' .

Si on considère que tout déplacement dans le plan xOz peut se décomposer selon l'axe Ox et l'axe Oz , l'observation et le suivi d'une trajectoire quelconque sur la surface plane suppose que ces deux corrélateurs complexes soient disposés sur chacun de ces axes.

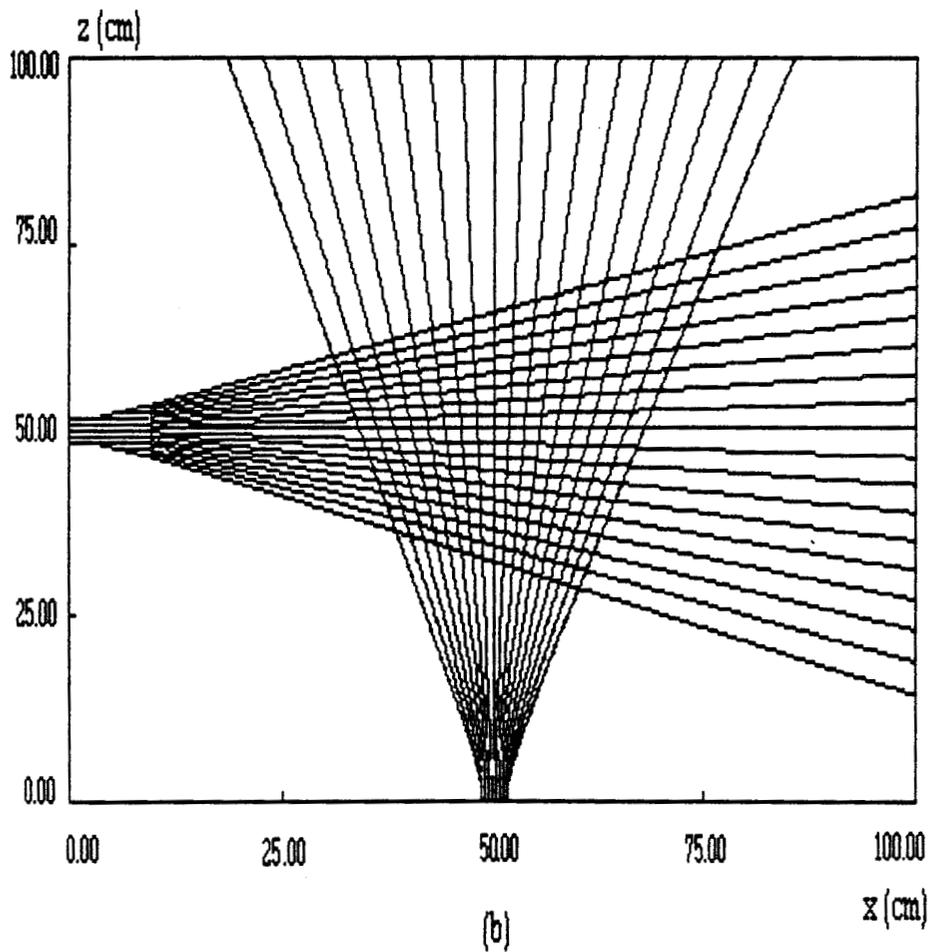
D'autres dispositions sont envisageables, qui ne modifieraient cependant que la géométrie des cellules et la surface exploitable.

Autrement dit l'exploitation simultanée des quatre signaux formés par ces corrélateurs complexes permet de localiser la source mobile dans le plan (xOz) si sa position initiale est acquise. La figure 3.5 devient alors une surface quadrillée figure 3.6 dont chaque cellule élémentaire est repérée par un nombre binaire de quatre bits.

Dans ce qui suit, on affecte d'un indice x et d'un indice z 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 donc respectivement aux antennes A_1 , A_2 et A_3 , A_4 . De même que nous l'avons défini au paragraphe 2.3.3.1, on affecte des nombres binaires ab et cd aux signes respectifs de S_{Ix} et S_{Rx} , S_{Iz} et S_{Rz} .



(a)



(b)

Figure 3.7 : Exemples de familles d'hyperboles $S_T=0$ et $S_R=0$ à 2.50 et 10GHz pour une situation présentant les distances réduites invariables ($x_0/\lambda=z_0/\lambda=16.67$, $D/\lambda=3.3$).

Le nombre binaire abcd résultant possède seize soit 2^4 combinaisons indépendantes dont chacune constitue l'adresse d'une cellule. La surface quadrillée ainsi obtenue est composée d'un motif de 16 cellules qui se répète périodiquement dans les deux directions Ox et Oz et que l'on représente figure 3.6.

Comme chaque cellule d'un motif est adressée de manière univoque, le mobile peut-être positionné sans ambiguïté à l'intérieur d'un motif. La périodicité des motifs impose de connaître la position initiale pour suivre le mobile cellule par cellule sur la surface considérée.

3.2.2.4 Description et résultats des simulations.

Avant de présenter les résultats de simulation, nous établissons dans quelles conditions celles-ci sont faites et justifions les choix opérés.

Tout d'abord, il faut noter que la relation 3.4 peut s'écrire aussi sous la forme

$$\frac{x_k}{\lambda} = \frac{k}{4} \sqrt{\frac{(z/\lambda)^2 + (D/\lambda)^2 - k^2/16}{(D/\lambda)^2 - k^2/16}} \quad (3.7)$$

qui ne fait apparaître les distances que sous forme réduite, $(x/\lambda, z/\lambda, \text{ et } D/\lambda)$, ce qui prévoit en particulier que les familles des hyperboles d'égales différences de phase à différentes fréquences sont identiques à un facteur d'homothétie qui est le rapport des longueurs d'onde. Cette propriété connue sous le nom de "Scale Models of Antennas" est une conséquence directe de la linéarité des équations de Maxwell [6].

A titre d'exemple, nous donnons figure 3.7 la famille des hyperboles correspondant à $S_I = 0$ et $S_R = 0$ lorsque les conditions précédentes sont respectées : $D/\lambda = 3.3$, $x_0/\lambda = z_0/\lambda = 16.6$ avec x_0 et z_0 les milieux des antennes réceptrices.

Afin de prévoir les comparaisons théorie-expérience, les conditions de simulation sont celles de l'étude expérimentale.

• Choix de la fréquence

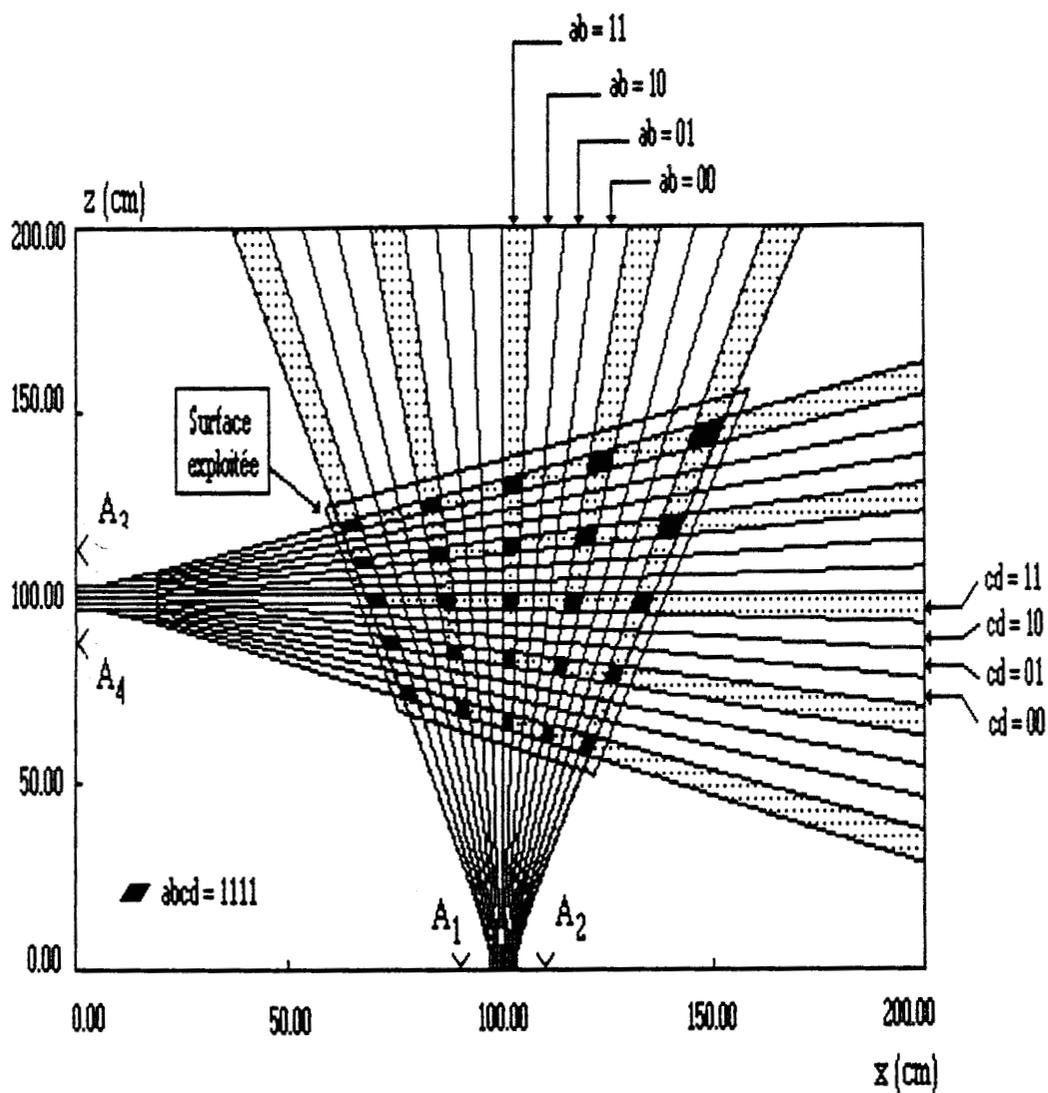


Figure 3.8 : Géométrie retenue pour la télémétrie cellulaire ($f=10\text{GHz}$, $x_0=z_0=100\text{cm}$, $2D=20\text{cm}$, $k_{\max}=8$)

Pour des raisons d'encombrement compatibles avec les dimensions du laboratoire, notre choix se porte vers la fréquence de 10 GHz.

Ce choix est d'autant plus justifié que pour la solution retenue ($x_0=z_0=100\text{cm}$, $2D=20\text{ cm}$), la taille des cellules situées au centre de la figure 3.8 reste raisonnable de l'ordre de 9 à 16 cm^2 .

• Choix de la base de l'interféromètre.

Ce paramètre conditionne le nombre de franges existant dans un espace donné, et par conséquent, la taille des cellules, $2D$ est pris égale à 20 cm.

• Nombre de cellules traitées.

Pour des raisons de rapidité d'exécution, liées au matériel informatique utilisé pour cette première faisabilité, le nombre de cellules considérées est fixé à 289. Ceci revient à traiter huit franges par signal recueillis. Ces huit franges sont choisies de part et d'autre de la frange centrale d'ordre $k=0$.

• Disposition des antennes A_3 et A_4

Outre le fait que les antennes A_3 et A_4 sont sur l'axe Oz , la symétrie voulue du système et l'aspect quasi carré des cellules imposent que les positions de ces antennes soient symétriques des positions des antennes A_1 et A_2 par rapport à la première bissectrice.

En résumé, sur une surface de 4m^2 (Figure 3.8), nous avons disposé le premier corrélateur complexe sur l'axe Ox à l'abscisse $x_0=100\text{cm}$ et le second corrélateur sur l'axe Oz à la cote $z_0=100\text{cm}$. Dans cette étude de faisabilité, nous nous limitons à exploiter la surface constituée de (17×17) cellules, ce qui correspond à environ $0,4\text{m}^2$. En réalité, la surface exploitable est telle que nous l'avons défini au premier chapitre environ 2 fois plus étendue, comme nous l'établissons au paragraphe 3.3.3.

Pour la configuration de la figure 3.8, nous avons déterminé les coordonnées x et z du centre de chaque cellule. Ces coordonnées ainsi que les ordres k_x et k_z des franges associées respectivement aux antennes A_1 et A_2 et aux antennes A_3 et A_4 sont stockés dans un fichier qui nous sert de base de données. Nous avons d'autre part orienté le parcours de cette

surface et numéroté les cellules de haut en bas ; la première cellule (n°1) est en haut à gauche, la dernière (n°289), en bas à droite.

Partant d'une cellule initiale quelconque, tout déplacement vertical du mobile va consister à décrémenter de 1 le numéro de la cellule s'il s'effectue vers le nord et à l'incrémenter de 1 s'il s'effectue vers le sud. Tout déplacement horizontal va consister à décrémenter le numéro de la cellule d'une quantité I s'il s'effectue vers l'est et à l'incrémenter de la même quantité I si le mobile va vers l'ouest. La quantité I est liée au nombre de franges k_{max} considéré par la relation

$$I = 2k_{max} + 1 \quad (3.8)$$

ici $k_{max}=8$ d'où $I=17$

•Résultats de simulation

Nous avons calculé les interférogrammes temporels S_{Ix} , S_{Rx} et S_{Iz} , S_{Rz} lorsque le mobile se déplace sur trois types de trajectoires, linéaire, parabolique et sinusoïdale avec une vitesse quelconque commune aux trois trajectoires. Dans tous les cas, la position initiale du mobile est repérée par le numéro de la cellule (compris entre 1 et 289), ses coordonnées spatiales (x,z) et par l'ordre des franges k_x et k_z .

a) Trajectoire linéaire : $z=ax+b$

Conditions initiales : cellule n° 32

$$x=79.7 \text{ cm}$$

$$z=79.7 \text{ cm}$$

$$k_x=-4 \text{ et } k_z=3$$

Dans le cas où $a=1$ et $b=0$, nous représentons figure 3.9, les courbes S_{Ix} , S_{Rx} et S_{Iz} , S_{Rz} en fonction du temps. Le nombre binaire abcd déduit est représenté figure 3.10. En considérant la position initiale du mobile et les changements d'états de abcd, on retrouve la trajectoire représentée figure 3.11.

b) Trajectoire parabolique : $z=ax^2+bx+c$

Conditions initiales : cellule n° 33

$$x=80.6 \text{ cm}$$

$$z=76.1 \text{ cm}$$

$$k_x=-4 \text{ et } k_z=3$$

De manière identique, dans le cas où $a=-0.12$, $b=23.45$ et $c=-1128.8$, on montre les signaux interférométriques, le nombre binaire abcd déduit et la trajectoire reconstituée figures 3.12 à 3.14.

c) Trajectoire sinusoidale : $z=\sin(ax+b)$

Conditions initiales : cellule n° 37

$$x=79.7\text{cm}$$

$$z=79.7\text{cm}$$

$$k_x=-4 \text{ et } k_z=3$$

Toutes les courbes sont illustrées figures 3.15 à 3.17. On remarque figure 3.15b la conséquence de l'atténuation de propagation dû à l'éloignement du mobile de l'axe Oz.

En ce qui concerne le calcul de la loi horaire algébrique, nous nous sommes appuyés, pour illustrer nos propos, sur l'exemple de la trajectoire parabolique. La trajectoire cellulaire $z(x)$ étant paramétrée par le temps, on peut tracer soit $x(t)$, soit $z(t)$, et en déduire aisément $v_x(t)$ ou $v_z(t)$.

On représente figure 3.18 l'hodogramme $x(t)$ calculé cellule par cellule. Evidemment extraire $v_x(t)$ de cette courbe demanderait un lissage préalable de la courbe $x(t)$, ce que nous avons fait en utilisant une méthode de lissage puissante et rapide [7]. La loi horaire retrouvée $v_x(t)$ est représentée et comparée à la loi horaire théorique sur la figure 3.19.

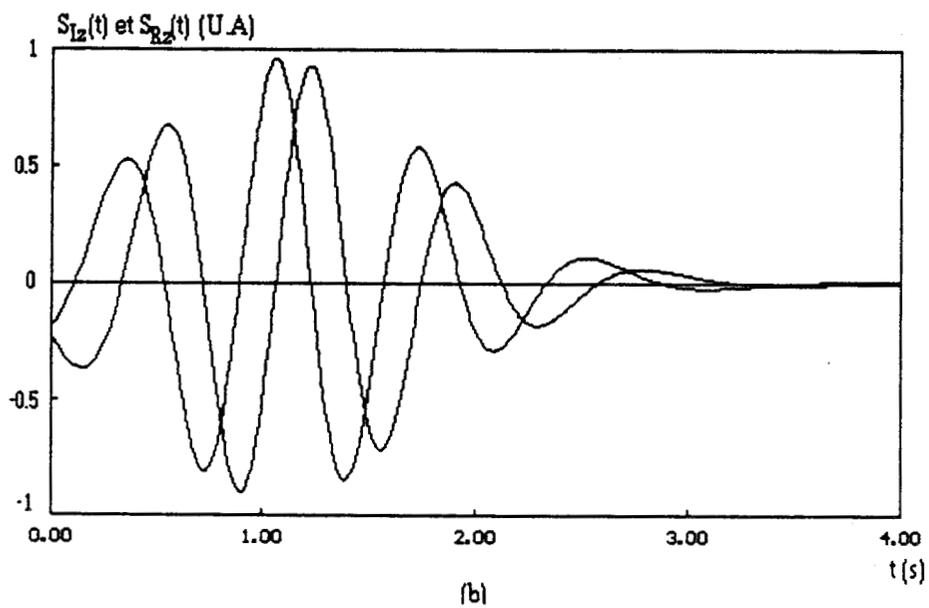
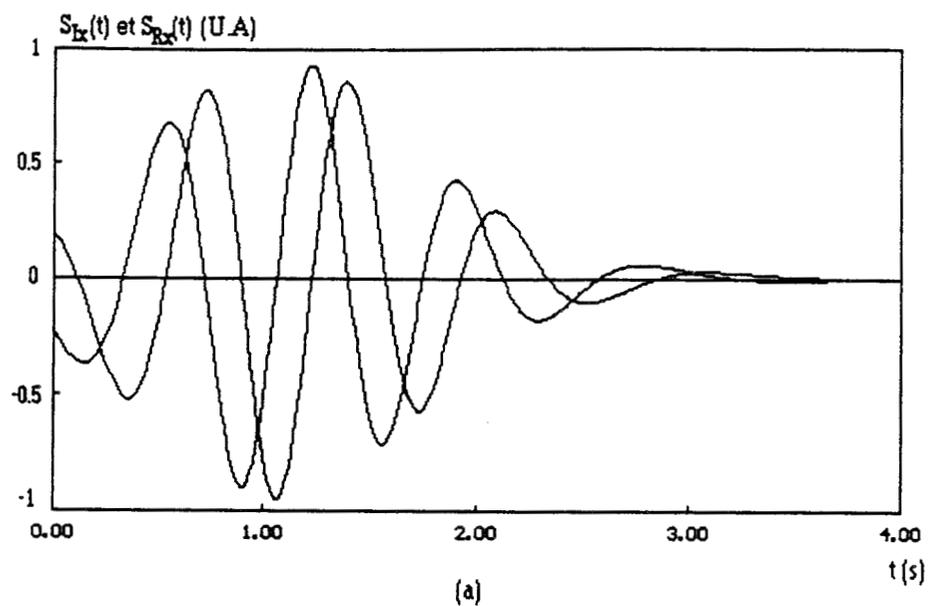


Figure 3.9 : Evolution des signaux S_{Ix} , S_{Rx} , S_{Iz} et S_{Rz} en fonction du temps correspondant à la trajectoire linéaire $z=x$

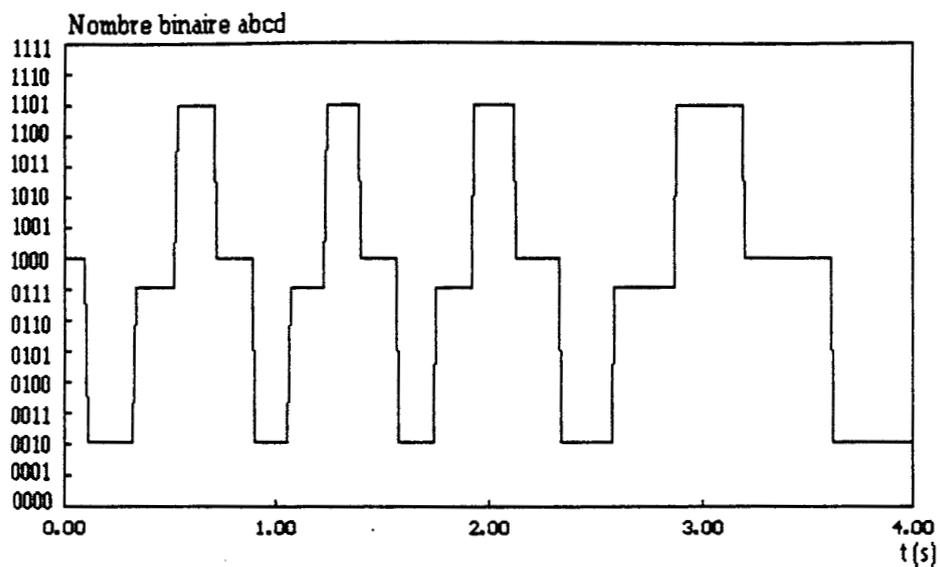


Figure 3.10 : Evolution du nombre binaire abcd en fonction du temps correspondant à la trajectoire linéaire $z=x$.

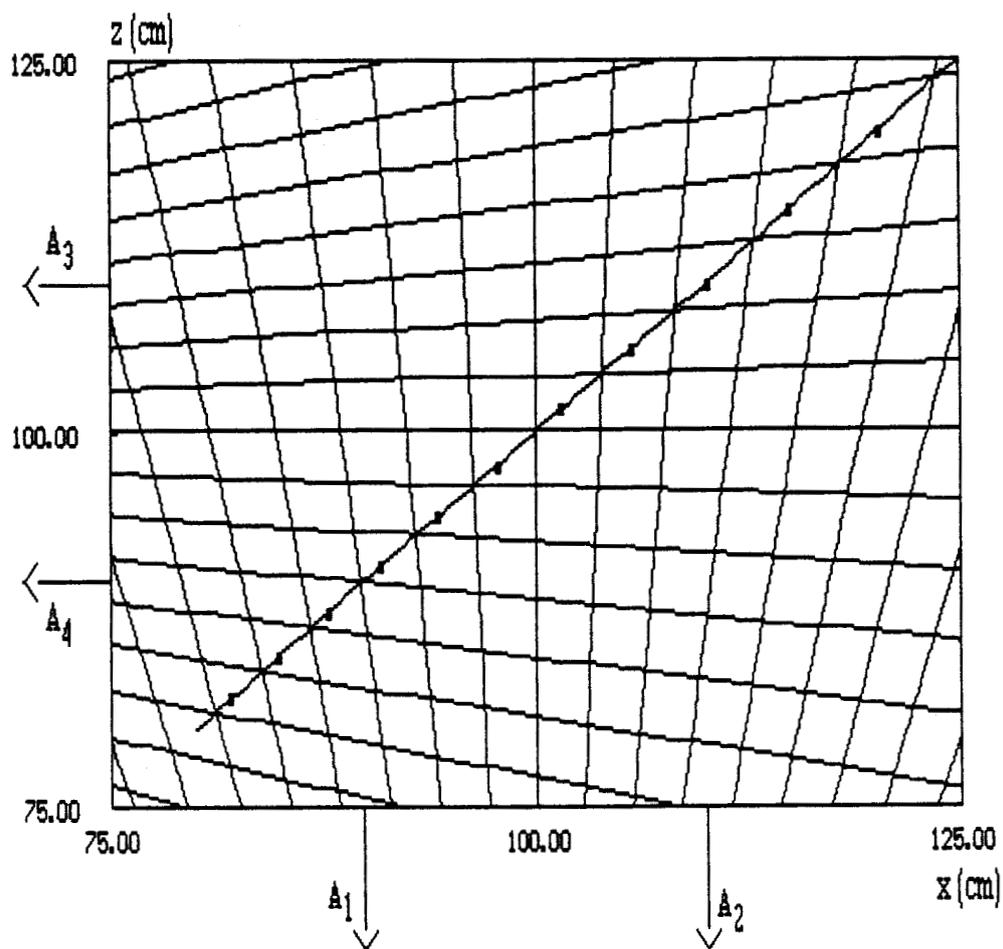


Figure 3.11 : Reconstitution théorique (•) de la trajectoire linéaire (----) par télémétrie cellulaire.

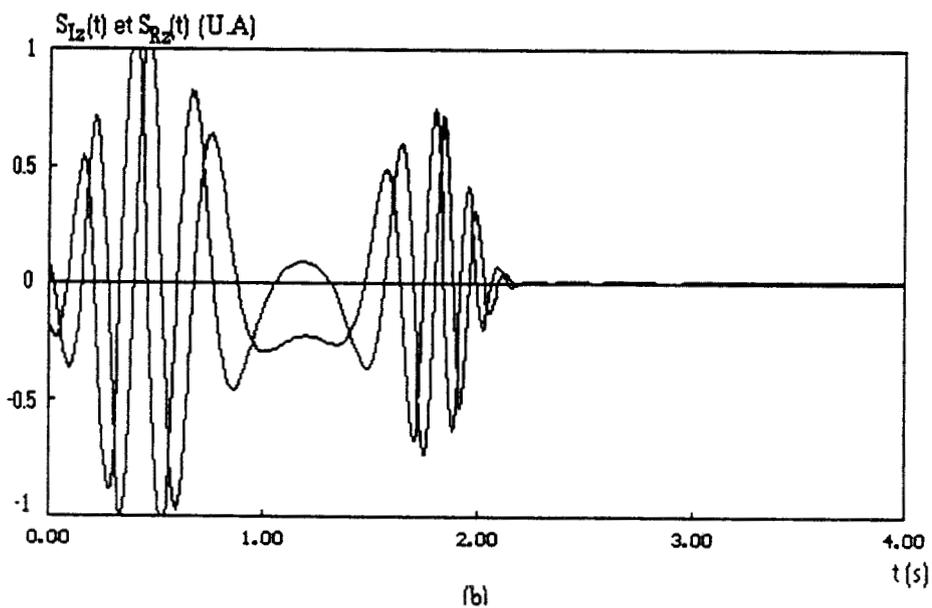
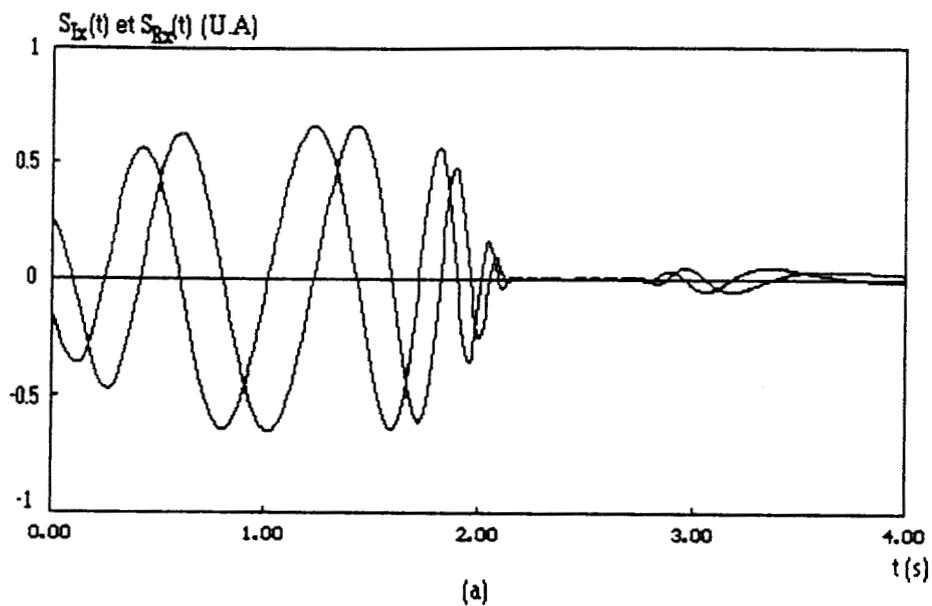


Figure 3.12 : Evolution des signaux S_{Ix} , S_{Rx} , S_{Iz} et S_{Rz} en fonction du temps correspondant à la trajectoire parabolique ($z = -0.12x^2 + 23.45x - 1129$).

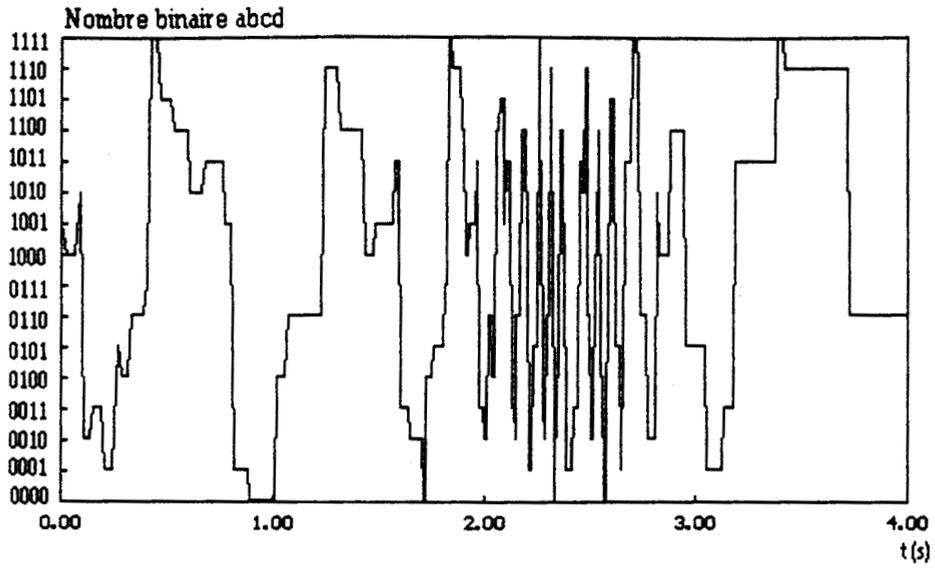


Figure 3.13 : Evolution du nombre binaire abcd en fonction du temps correspondant à la trajectoire parabolique ($z = -0.12x^2 + 23.45x - 1129$).

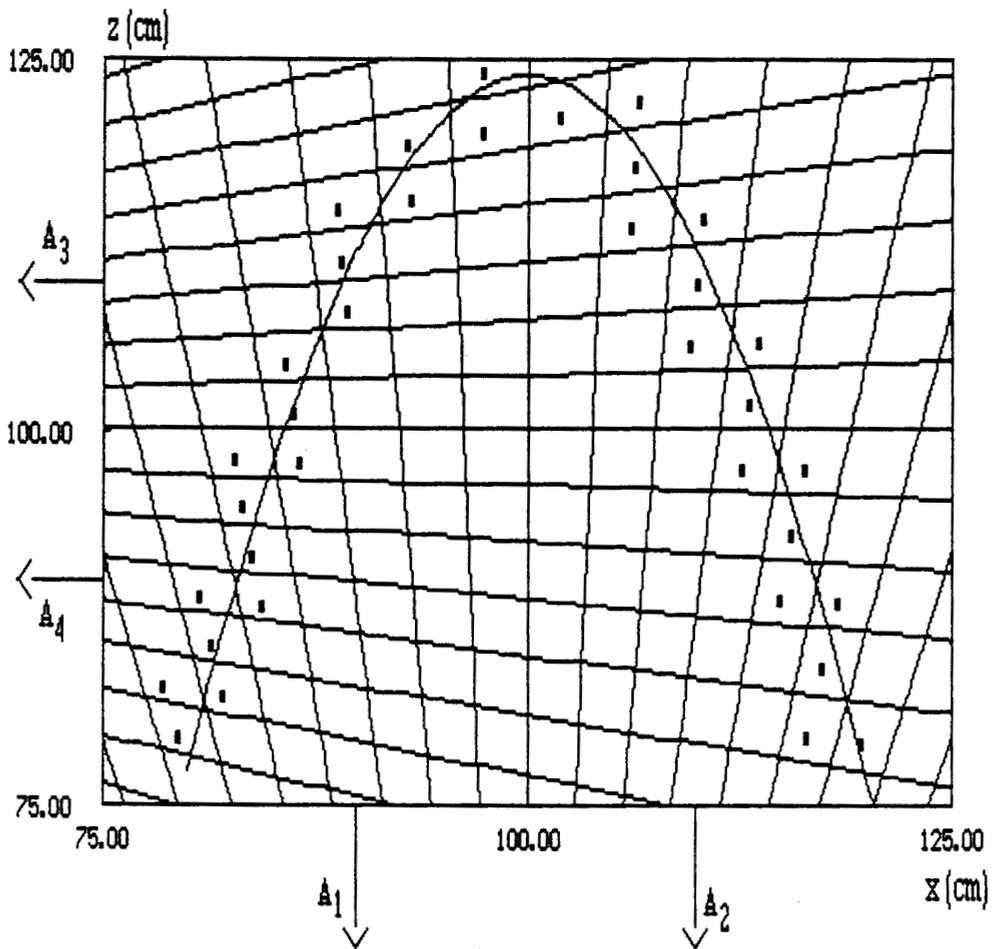


Figure 3.14 : Reconstitution théorique (•) de la trajectoire parabolique (----) par télémétrie cellulaire.

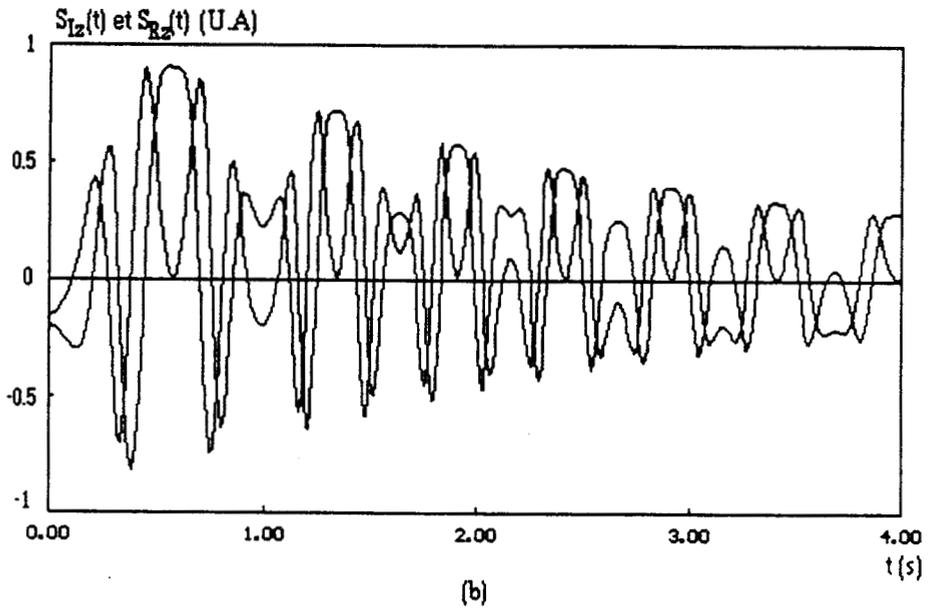
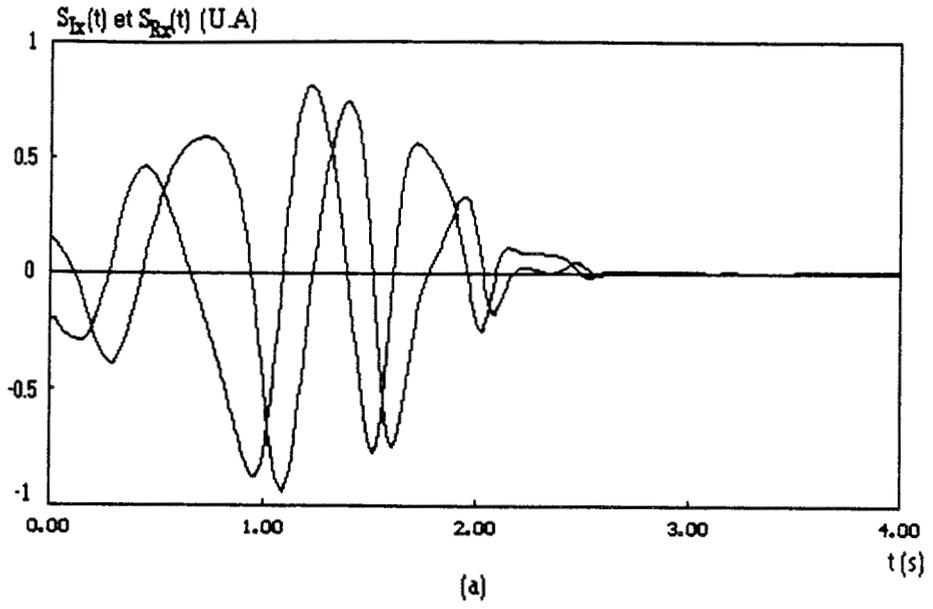


Figure 3.15 : Evolution des signaux S_{Ix} , S_{Rx} , S_{Iz} et S_{Rz} en fonction du temps correspondant à la trajectoire sinusoïdale $z = \sin(ax+b)$.

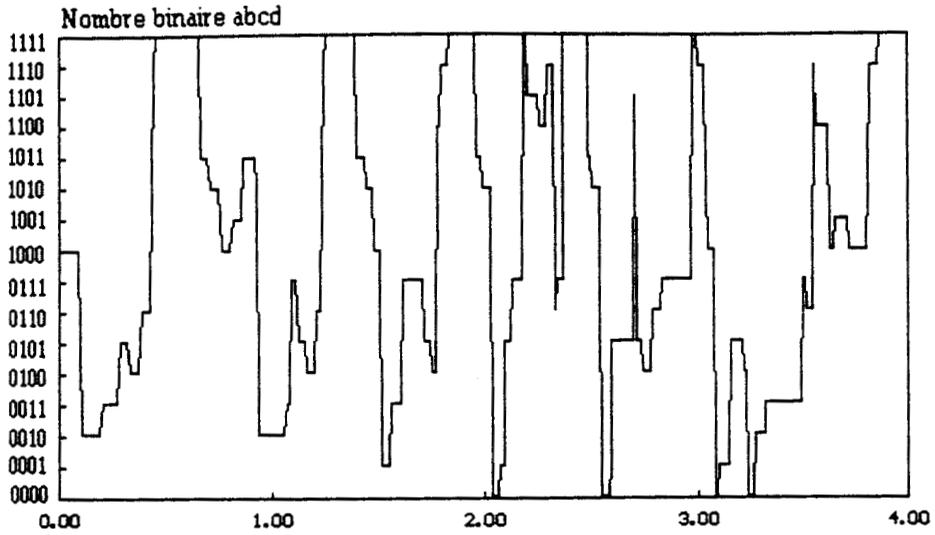


Figure 3.16 : Evolution du nombre binaire abcd en fonction du temps correspondant à la trajectoire sinusoïdale $z=\sin(ax+b)$.

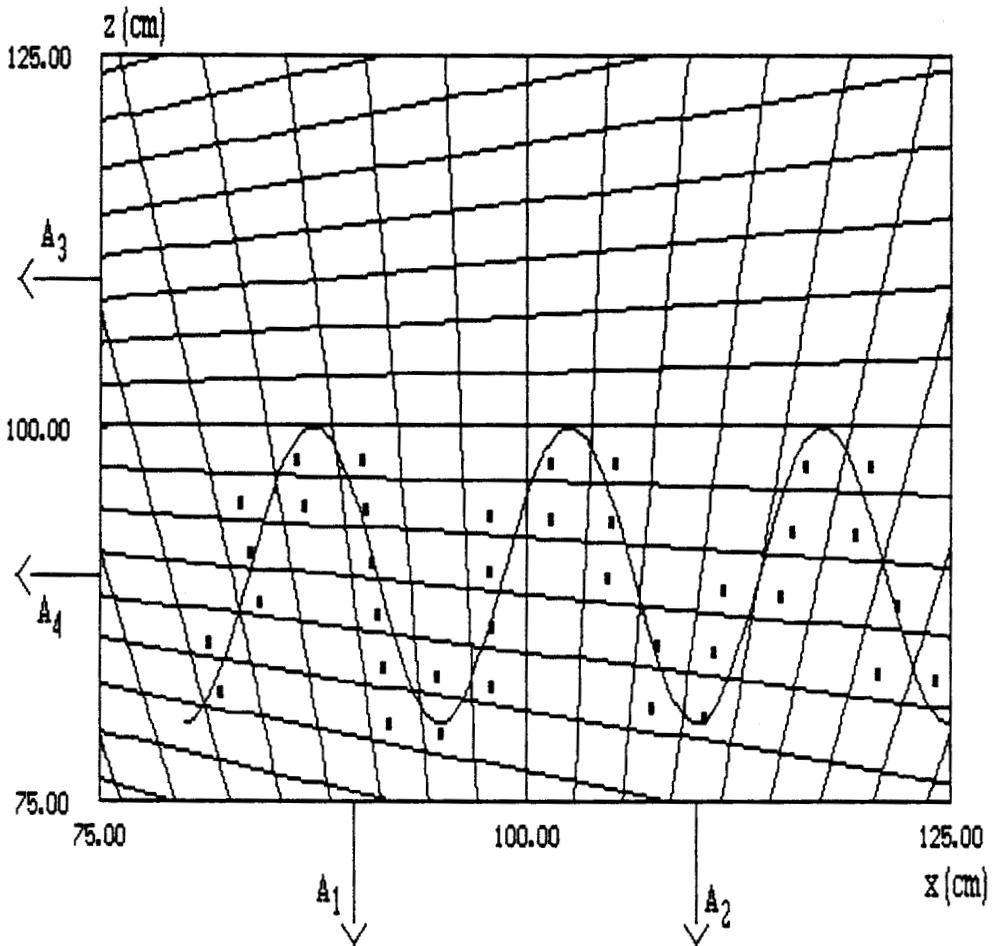


Figure 3.17 : Reconstitution théorique (•) de la trajectoire sinusoïdale (----) par télémétrie cellulaire.

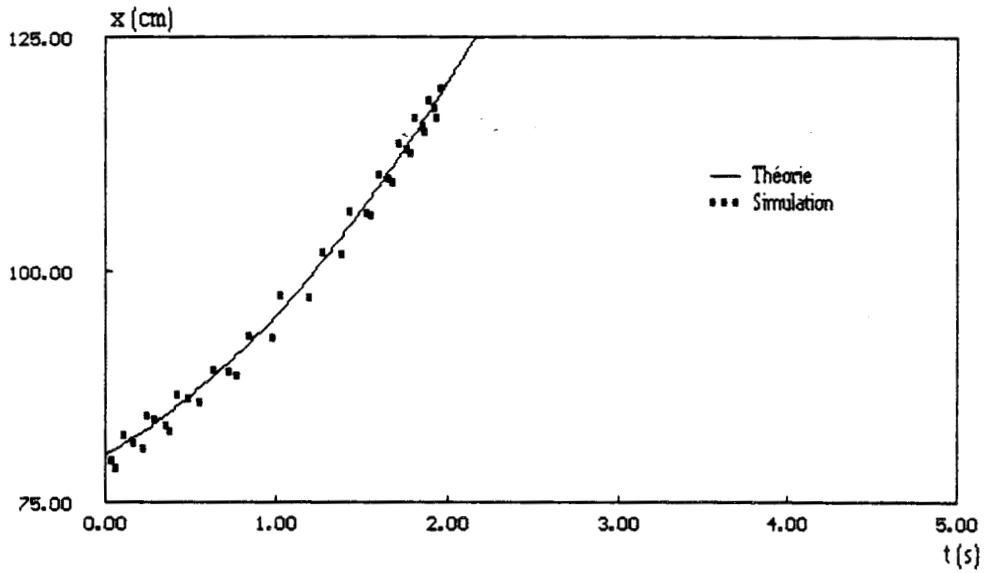


Figure 3.18 : Hodogrammes $x(t)$ obtenu par télémétrie cellulaire (●) et théorique (----) dans le cas de la trajectoire parabolique.

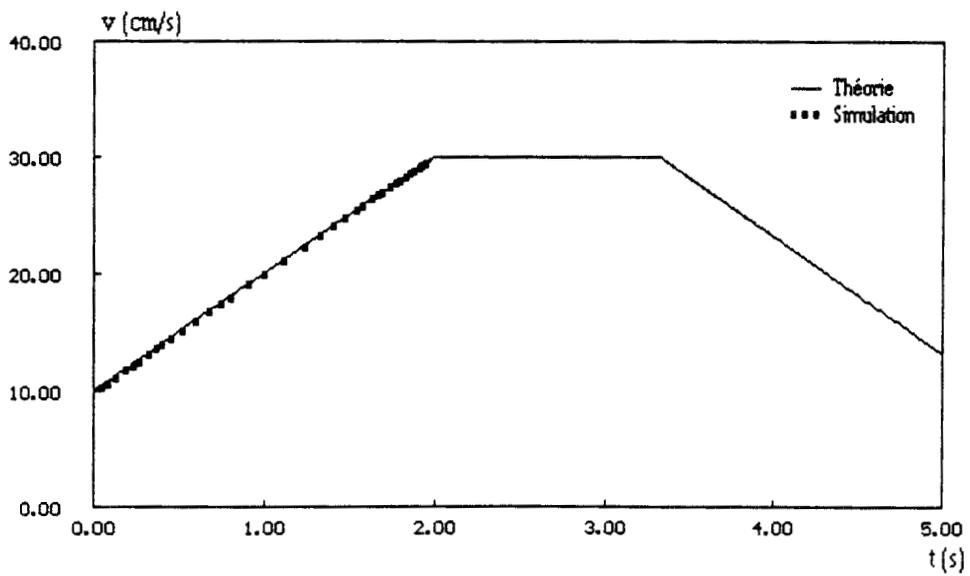


Figure 3.19 : Lois horaires $v(t)$ déduite de la télémétrie cellulaire après lissage de $x(t)$ (●) et théorique (----).

Ce lissage n'est plus indispensable lorsqu'on opère en télémétrie absolue qui comme nous le verrons au paragraphe 3.2.3 permet de déterminer la fonction $z(x)$ de manière exacte et non plus en terme de cellule.

3.2.2.5 Signaux perturbés

On distingue deux types de signaux perturbés. Nous qualifions un signal de "bruité", un signal utile dont le rapport signal sur bruit est mauvais. Le signal est dit "parasité" lorsqu'il dépend de la contribution de sources secondaires créées par des réflexions parasites. Ces effets parasites peuvent provoquer des transitions erronées du nombre binaire abcd et créer des états intermédiaires entre le départ et l'arrivée de la source en déplacement.

a) Signaux bruités

Le rapport signal/bruit est tel qu'il n'altère pas la position des extrema du signal interférométrique.

Les observations faites sur les 4 signaux S_{Ix} , S_{Rx} et S_{Iz} , S_{Rz} peuvent se résumer de la manière suivante :

Si le mobile se déplace sur une trajectoire parallèle à l'axe xx' , les signaux S_{Ix} et S_{Rx} vont s'annuler plusieurs fois sur un intervalle de temps donné ; les pentes dS_{Ix}/dt et dS_{Rx}/dt sont grandes pour les instants qui annulent S_{Ix} et S_{Rx} ; ce fonctionnement est relativement peu affecté par le bruit. Par contre, les signaux S_{Iz} et S_{Rz} s'annulent moins fréquemment et leur puissance est d'autant plus faible que le mobile s'éloigne du récepteur, par conséquent, ils sont relativement plus perturbés. D'où les caractères complémentaires des groupes de signaux (S_{Ix}, S_{Rx}) et (S_{Iz}, S_{Rz}) .

Par ailleurs, les signaux S_{Ix} et S_{Rx} d'une part, et les signaux S_{Iz} et S_{Rz} d'autre part sont également antinomiques du fait qu'ils ne sont jamais nuls au même moment. Le signal nul est évidemment le plus perturbé.

Ceci montre que dans le cas le plus défavorable, au plus deux bits sur quatre sont erronés; soit un bit par groupe de signaux. Les différentes combinaisons des bits biaisés sont ac, ad, bc, et bd. Dans ce cas de figure le mobile reste toujours dans les cellules immédiatement voisines de celles occupées précédemment.

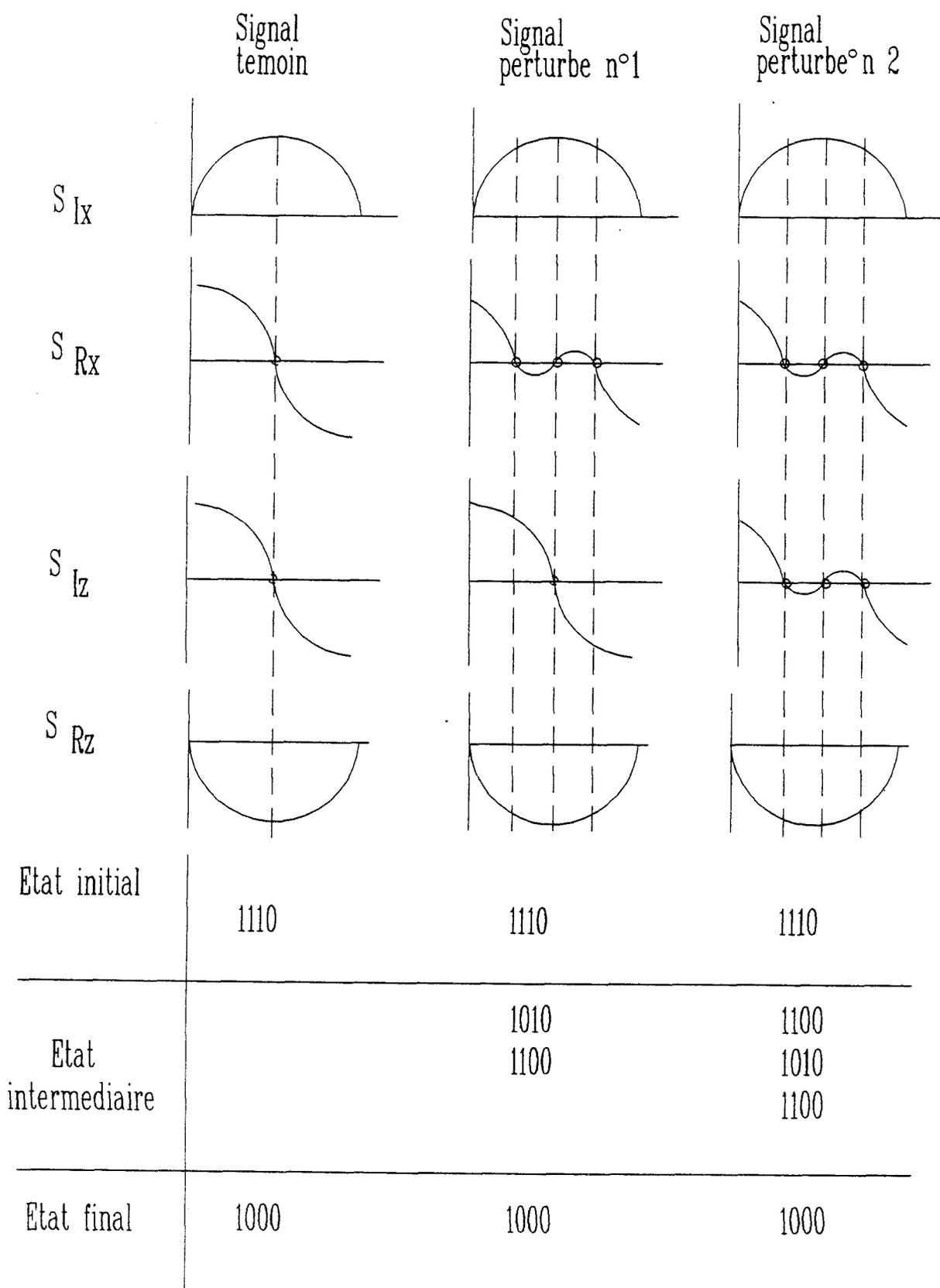


Figure 3.20 : Analyse de situations affectées par plusieurs passages par zéro

Nous résumons nos observations dans la figure 3.20 et considérons le cas de plusieurs passages par zéro résultant du bruit de fond. On remarque que si des états intermédiaires apparaissent l'état final n'est pas modifié, le mobile est toujours "localisable", dans le sens que l'on ne perd jamais sa trace.

b) signaux "parasités"

Les signaux "parasités" considèrent la contribution de toutes les sources secondaires créées par réflexion sur des obstacles. A la différence du bruit, ces sources sont corrélées entre elles et leur niveau de puissance dépend de celui de la source primaire qu'on cherche à localiser. En particulier, l'augmentation de la puissance d'émission n'élimine en aucune façon ces inconvénients.

Ces parasites provoquent des passages par zéro erronés. Cependant, il existe une distance minimale de la source aux obstacles qui permet de négliger ces effets.

.Modèle d'analyse

Si l'on tient compte de tous les chemins multiples créés par réflexion, l'interférogramme $S_{I_x}(x)$ est la somme de tous les interférogrammes engendrés par toutes ces sources. Considérant le signal S_{I_x} du corrélateur associé aux antennes A_1 et A_2 .

$$S_{I_x}(x) = E_0 \sin \varphi_0 + E_1 \sin \varphi_1 + \dots + E_n \sin \varphi_n \quad (3.9)$$

Les amplitudes E_i rendent compte de l'atténuation de propagation, des effets de réflexion et des diagrammes de rayonnement des antennes émettrices et réceptrices.

Les déphasages φ_i tiennent compte des différences de marches entre les antennes A_1 et A_2 d'éventuelles rotations de phase survenues au niveau des plans réflecteurs.

Nous avons considéré deux situations pour simuler ces effets.

a) Modèle simplifié

L'antenne émettrice S_0 se déplace à vitesse constante, dans une enceinte formée de quatre parois métalliques lisses (figure 3.21) sur une trajectoire linéaire parallèle à l'axe ox à une distance z des antennes réceptrices A_1 et A_2 . Celles-ci ont pour coordonnées $(x_{\max}/2, 0)$.

- S_0 : source primaire
- S_1 } sources secondaires
- S_2 } créées par réflexion
- S_3 }
- S_4 }

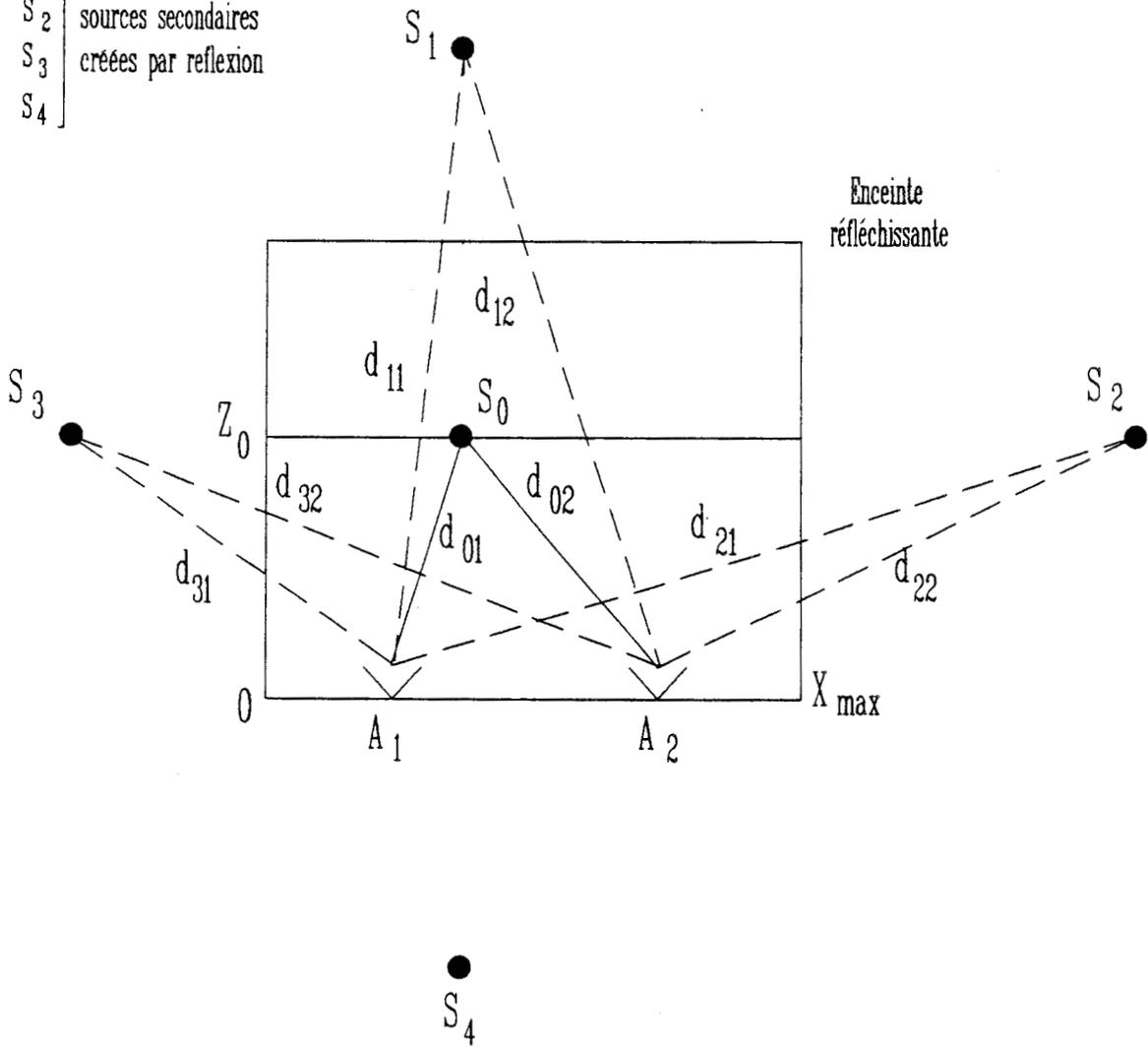


Figure 3.21 : Enceinte réfléchissante et sources virtuelles (S_1 , S_2 , S_3 et S_4).

Outre l'onde directe issue de S_0 , le récepteur à corrélation reçoit les trois contributions des sources virtuelles S_1 , S_2 , et S_3 créées par réflexion. Les antennes cornet n'ayant pas de lobes arrière très significatifs, nous négligeons l'effet de S_4 .

On cherche dans ce paragraphe à estimer la fréquence ou la longueur d'onde moyenne du signal parasite résultant. Pour ce faire on part des observations suivantes.

Les sources primaire S_0 et secondaires S_i sont toutes corrélées entre elles.

Chaque source secondaire reçoit la même fréquence que celle de l'émission, affectée d'une fréquence Doppler différente (S_0 en mouvement) selon les vitesses radiales observées. Celles-ci sont bien entendu liées d'une part aux différences de marches du type $d_{i1} - d_{i2}$ qui annule le signal interférométrique tous les $k_{ij}\lambda/2$ et d'autre part aux différences de marche du type $d_{i1} - d_{j2}$ qui annulent le signal tous les $l_{ij}\lambda/2$. Nous calculons maintenant les termes k_{ij} et l_{ij} .

•Calcul de k_{ij}

On considère dans ce paragraphe les différences de marche du type $d_{i1} - d_{i2}$, avec $i=0$. Nous négligeons naturellement tous les signaux associés aux différences de marche secondaires du type $d_{i1} - d_{i2}$ avec $i=1,2,3,\dots$. Le déphasage dû à $d_{01} - d_{02}$ s'écrit:

$$\varphi_{00} = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{((x+D)^2+z_0^2)} - \sqrt{((x-D)^2+z_0^2)} \quad (3.10)$$

dans le cas de l'approximation paraxiale ($z \gg x \pm D$)

$$\varphi_{00} \approx \frac{4\pi Dx}{\lambda z_0} \quad (3.11)$$

Comme on considère le déplacement parallèlement à l'axe Ox , la période spatiale du signal interférométrique est alors

$$x_p \approx \frac{\lambda z_0}{2D} = k_{00}\lambda \quad (3.12)$$

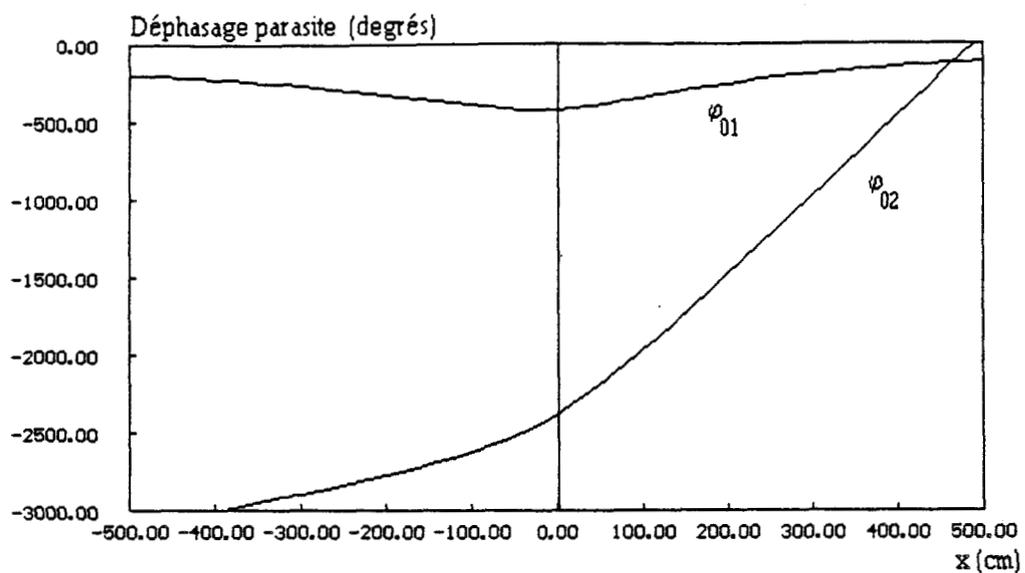


Figure 3.22 : Evolution des déphasages φ_{01} dû au déplacement de la source virtuelle S_1 et φ_{02} dû au déplacement de la source virtuelle S_2 ; en fonction de x .

d'où
$$k_{00} = \frac{z_0}{2D} \quad (3.13)$$

En pratique k_{00} est au moins égal à 7 lorsqu'on opère à 10 GHz, en champ lointain et pour une observation d'au moins quelques franges.

•Calcul de l_{ij} : ($i \neq j$)

La figure 3.22 montre qu'au voisinage de zéro, zone où l'approximation paraxiale est vérifiée, le déphasage ϕ_{02} dû à la différence de marche $d_{01}-d_{22}$ varie plus rapidement que le déphasage dû à $d_{01} - d_{12}$. Par conséquent, c'est la présence de la source S_2 (et de manière symétrique la source S_3) qui provoque les passages multiples par zéro. Nous étudierons les l_{ij} associés à celle-ci soit l_{02} .

Dans ce cas de l'approximation paraxiale l_{02} peut-être mise sous la forme

$$\phi_{02} \# \text{ Constante} + \frac{2\pi (2D+x_{\max})}{\lambda} \frac{z_0}{z_0} x \quad (3.14)$$

La période spatiale x_p vaut :

$$x_p \# \frac{\lambda z_0}{(2D+x_{\max})} \quad (3.15)$$

d'où
$$l_{02} = \frac{z_0}{(2D+x_{\max})} \quad (3.16)$$

avec x_{\max} défini figure 3.21

L'analyse spectrale d'un signal interférométrique "propre" est comparée à celle du même signal perturbé par les réflexions parasites (Figure 3.23). On voit alors apparaître; (Figure 3.23b) des raies parasites basse fréquence qui sont essentiellement dues à la source S_1 et contribuent au décalage des zéros du signal interférométrique. Les raies parasites plus haute fréquence sont elles, dues aux sources parasites S_2 et S_3 . Le rapport k_{00}/l_{02} dépend notamment

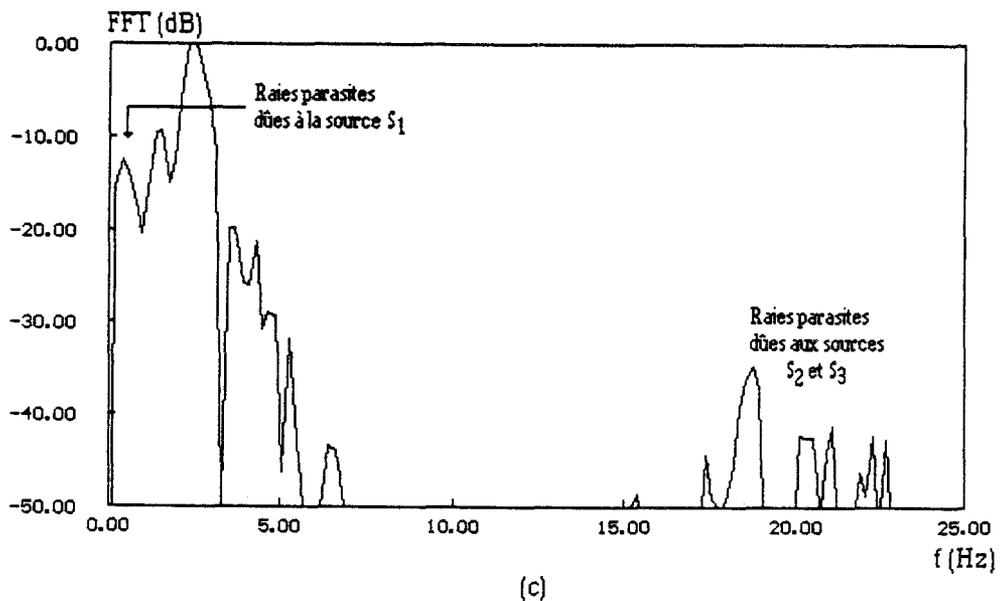
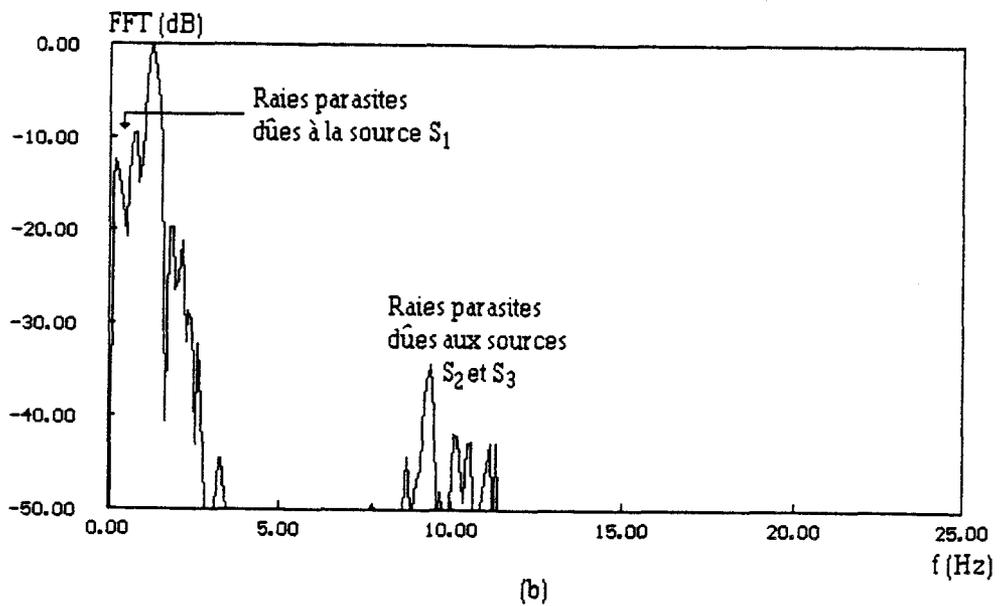
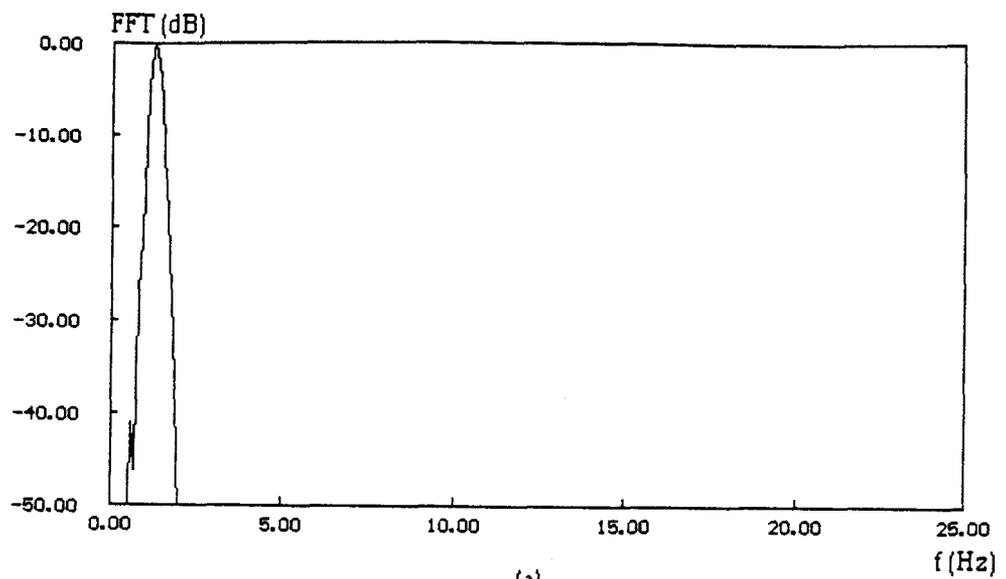


Figure 3.23 : Module du spectre du signal interférométrique a) propre b) et c) affecté des réflexions parasites pour $x_{\max}=z_{\max}=200\text{cm}$ avec des vitesses différentes $v=19.36\text{cm/s}$ et $v=38.72\text{ cm/s}$.

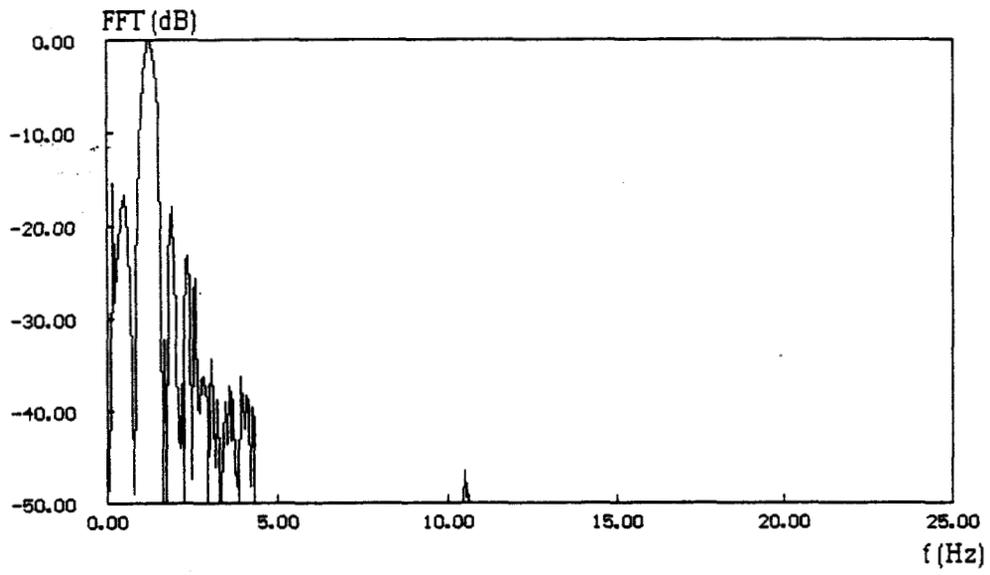


Figure 3.24 : Module du spectre du signal interférométrique affecté des réflexions parasites
($x_{\max}=z_{\max}=400\text{cm}$ b) $v=19.36\text{cm/s}$.

de l'environnement et non pas de la vitesse. Il vaut environ 10 dans le cas que nous traitons (Figure 3.23c).

D'autre part si les dimensions de l'enceinte augmentent, les termes parasites diminuent comme le montre la figure 3.24.

En conclusion, on peut imaginer plusieurs solutions pour réduire l'influence des réflexions parasites et essentiellement celle dont la périodicité est plus grande que celle du signal interférométrique et qui gênent surtout le système pour la détermination de la loi horaire comme nous l'avons souligné au deuxième chapitre.

Tout d'abord, calculer les dimensions minimales de l'enceinte où est censé opérer le système afin d'obtenir une réjection notable des termes parasites haute fréquence, ou encore connaître au préalable la fourchette des vitesses du mobile et réaliser un filtrage analogique du signal, en évitant les phénomènes de chevauchement conditionnés par la largeur de la fourchette.

En l'absence de cahier des charges reflétant une situation réelle, nous n'avons pas tenté de répondre et de résoudre ces problèmes. Nous avons simplement imaginé quelques solutions et une méthode d'approche. Nous avons par ailleurs étudié un autre modèle basé sur la répartition aléatoire des sources secondaires que nous étudions maintenant.

b) Modèle aléatoire

Nous considérons par exemple le cas de surfaces réfléchissantes rugueuses. Le nombre N des sources secondaires étant très élevé, on peut en première approximation les considérer totalement décorrélées.

Le signal interférométrique s'écrit

$$S(x) = E_0 \sin \varphi(x) + \sum_{i=0}^N E_i \sin (\varphi(x) + \phi_i) \quad (3.17)$$

$E_0 \sin \varphi(x)$ est l'interférogramme spatial théorique en l'absence de réflexions parasites.

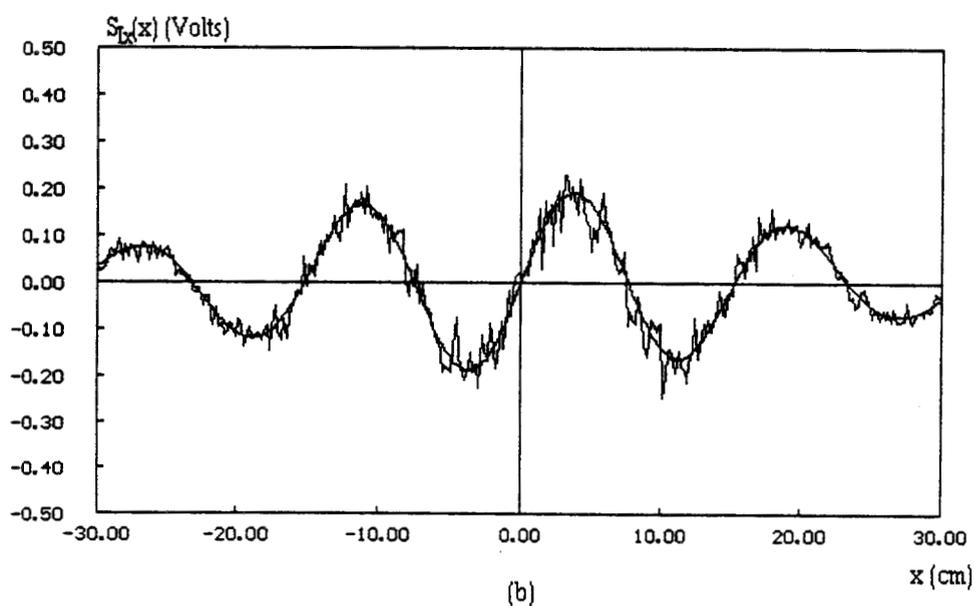
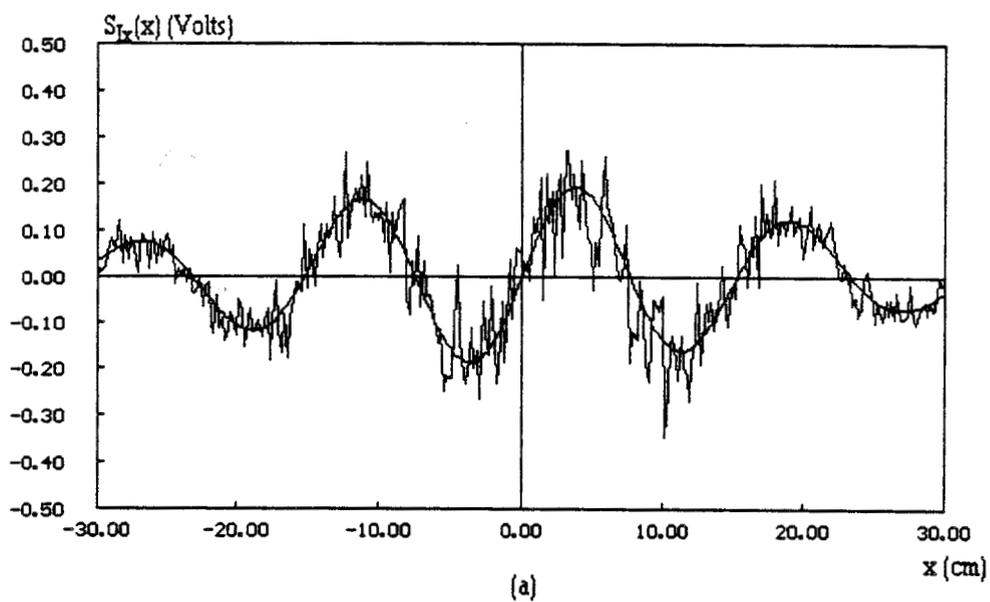


Figure 3.25 : Signal interférométrique perturbé par la présence de sources parasites distribuées aléatoirement a) $N=100$, $\alpha=10\%$, b) $N=100$, $\alpha=5\%$.

On distribue les E_i et ϕ_i (pour $i \in [1, N]$) de manière aléatoire en respectant les contraintes suivantes.

$$0 < E_i < \alpha E_0$$

$$0 < \phi_i < 2\pi$$

On considère les cas suivants

$$N = 100, \alpha = 0.1$$

$$N = 100, \alpha = 0.05$$

On remarque figure 3.25 que l'aspect aléatoire de la distribution des sources provoque des passages par zéro erronés qui ne gênent pas la télémétrie cellulaire tant que les maximums et les minimums restent repérables. Un essai expérimental valide approximativement ce modèle (figure 3.26) où l'influence de S_2 et S_3 se manifeste évidemment par la superposition, au signal utile, de signaux parasites de plus hautes fréquences conformément à la relation 3.16. Par contre la source virtuelle S_1 déplace la position des zéros de l'interférogramme en ajoutant au signal utile un signal parasite de fréquence très basse.

L'exploitation de ces signaux sera traitée au paragraphe 3.3.4.3, montrant que les signaux parasites ne dégradent l'information que de façon mineure.

3.2.3 Télémétrie absolue

Jusque là, la localisation est réalisée en termes de cellule; l'ordre de grandeur de l'erreur commise est donc défini par l'aire de la cellule élémentaire. En fait, il est possible d'augmenter la précision de la localisation en complétant le traitement basé sur le nombre binaire $abcd$ par un traitement prenant en compte les valeurs analogiques des signaux de sortie des corrélateurs.

Comme nous l'avons vu à la fin du deuxième chapitre, les rapports S_{I_x}/S_{R_x} et S_{I_z}/S_{R_z} permettent de calculer des déphasages instantanés du mobile soient ϕ_x et ϕ_z .

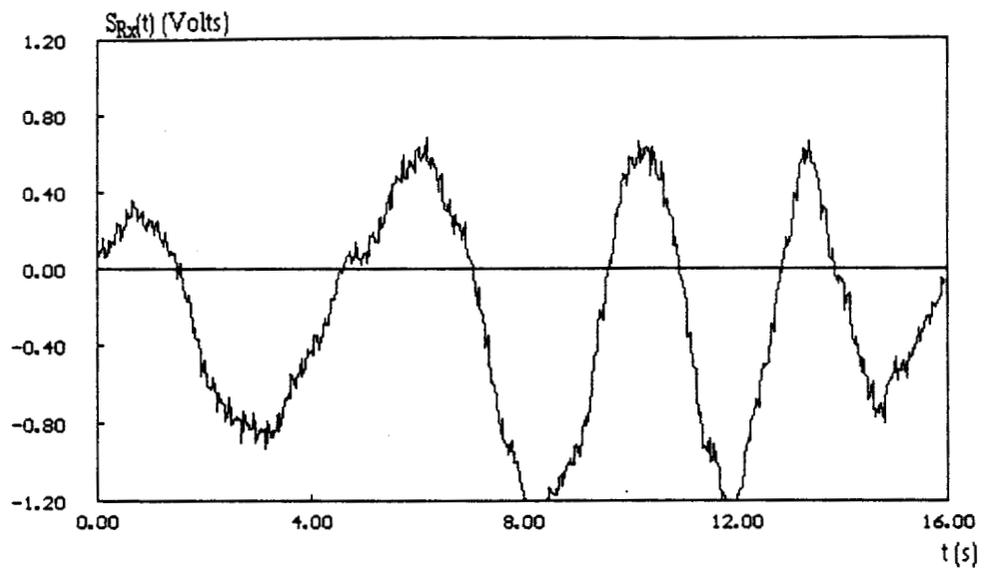


Figure 3.26 : Signal expérimental obtenu en présence de plans réflecteurs métalliques rugueux ($2D=20\text{cm}$, $f=10\text{GHz}$, $z=100\text{cm}$, $x_{\max}=z_{\max}=200\text{cm}$).

Le lieu des φ_x et φ_z constants sont des hyperboles dont les foyers sont respectivement la position des antennes A_1 et A_2 et celle des antennes A_3 et A_4 . L'intersection des hyperboles iso- φ_x et iso- φ_z permet ainsi de situer plus exactement et à chaque instant la position de la source mobile.

3.2.3.1 Calcul du déphasage et génération des hyperboles

Les angles φ_x et φ_z sont déterminés à $k_x\pi$ et $k_z\pi$ près avec $k_{x,z}$ l'ordre de la frange déjà déterminé par la télémétrie cellulaire.

Une fois l'ambiguïté levée, on est en mesure de déterminer la position instantanée et absolue de la source en déplacement. Cette exploitation qui ressemble un peu plus à celle des systèmes hyperboliques, implique la génération de deux hyperboles iso- φ_x et iso- φ_z pour chaque point d'acquisition et le calcul de leur point d'intersection.

Ce procédé peut être adapté aux situations gérées en temps réel moyennant un calculateur plus performant que celui que nous utilisons.

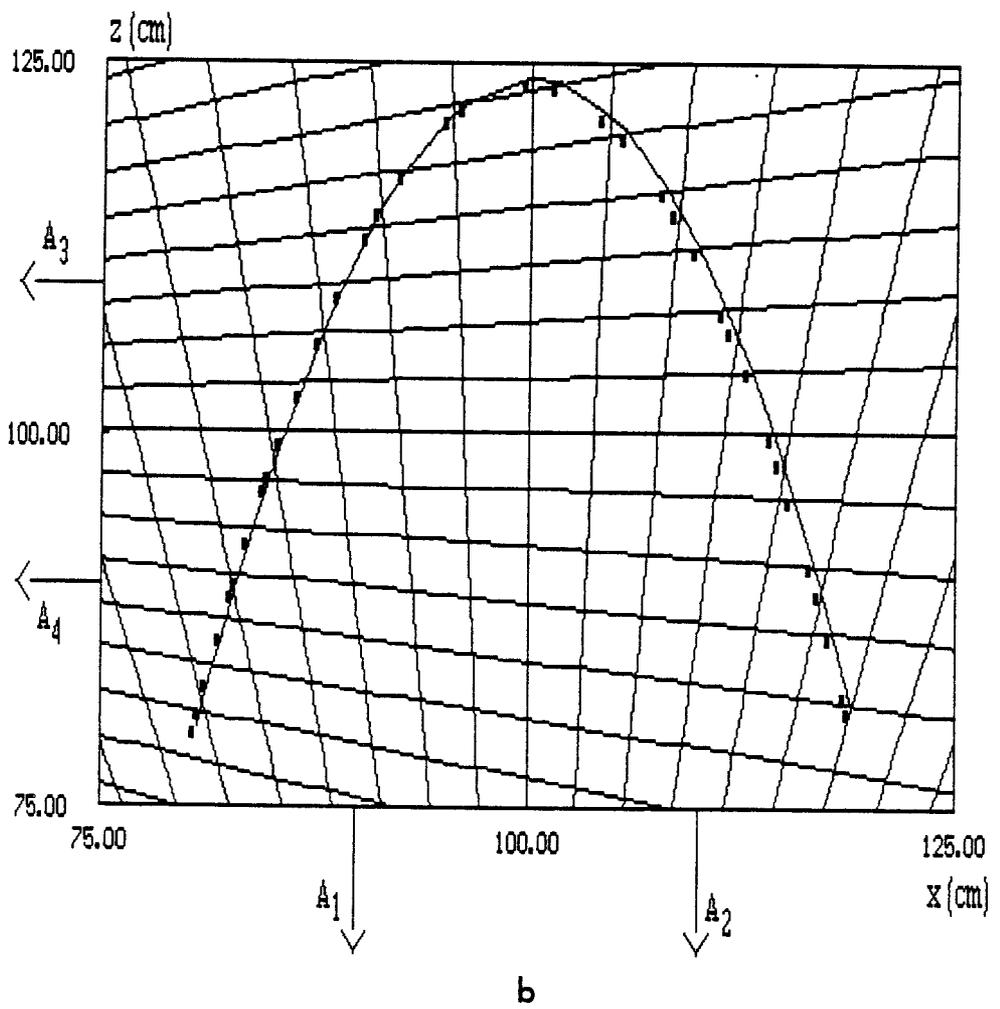
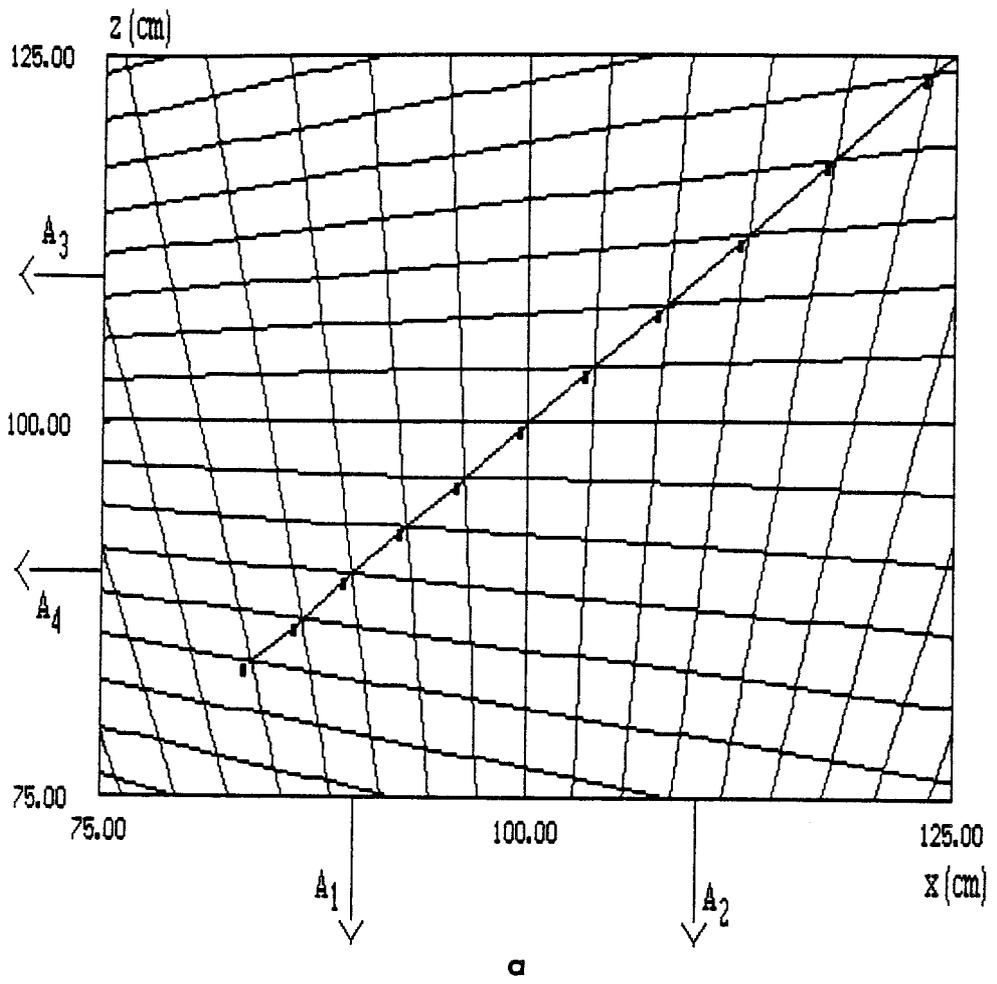
3.2.3.2 Résultats des simulations

Nous reprenons les mêmes trajectoires que précédemment et présentons figure 3.27 leur reconstitution en considérant les angles φ_x et φ_z . Bien entendu ces simulations considèrent que les diodes de détection ont la même sensibilité γ . Dans le cas contraire il est toujours possible de se ramener dans ces conditions par un ajustement correct des gains des amplificateurs vidéo. Néanmoins s'il survient des écarts entre ces sensibilités (non reproductibilité éventuelle des mesures), on montre que les erreurs introduites restent acceptables et dans certains cas nulles. L'étude des signaux déséquilibrés est l'objet du paragraphe suivant.

3.2.3.3 Signaux déséquilibrés

On considère des signaux S_{Ix} et S_{Rx} déséquilibrés: il existe un rapport α différent de 1 entre leurs valeurs maximales soit :

$$\frac{S_{Ix\max}}{S_{Rx\max}} = \alpha \quad (3.18)$$



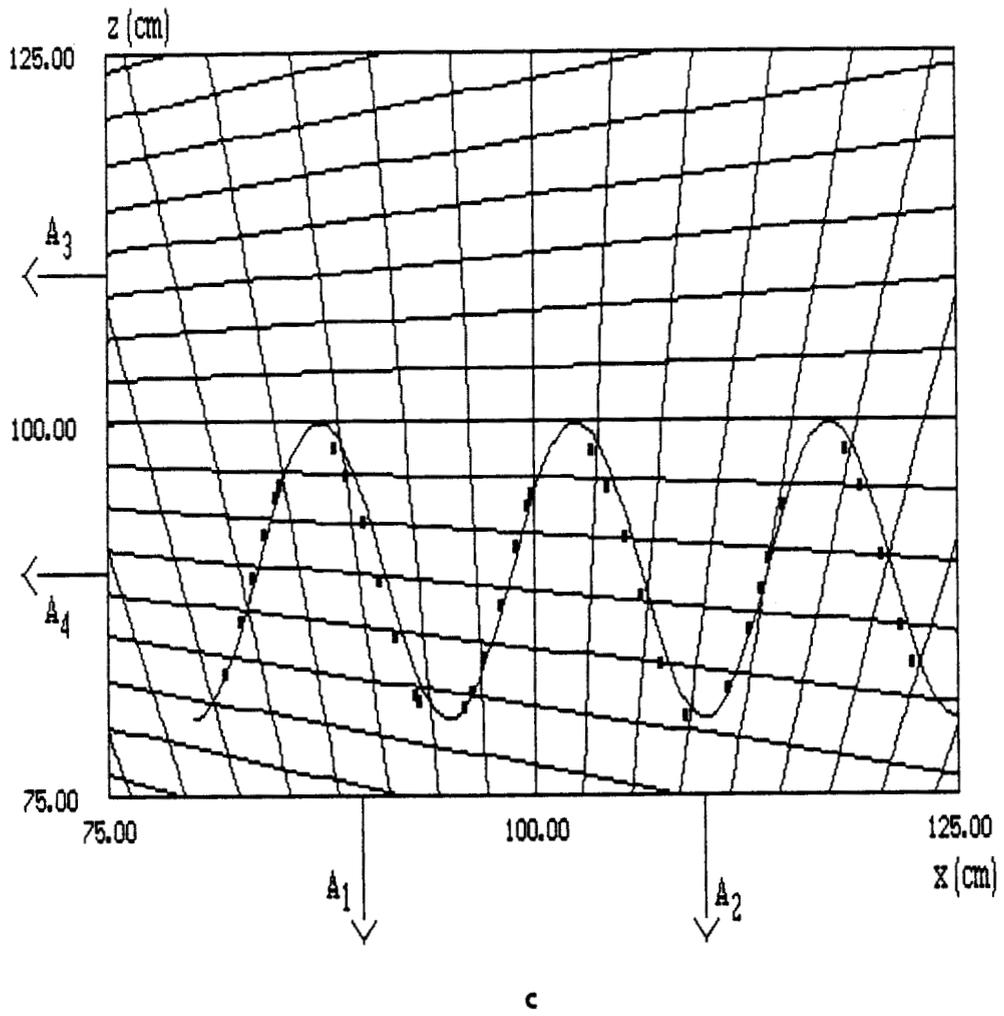


Figure 3.27 : Trajectoires reconstituées en utilisant le procédé de télémétrie absolue a) linéaire, b) parabolique, c) sinusoïdale.

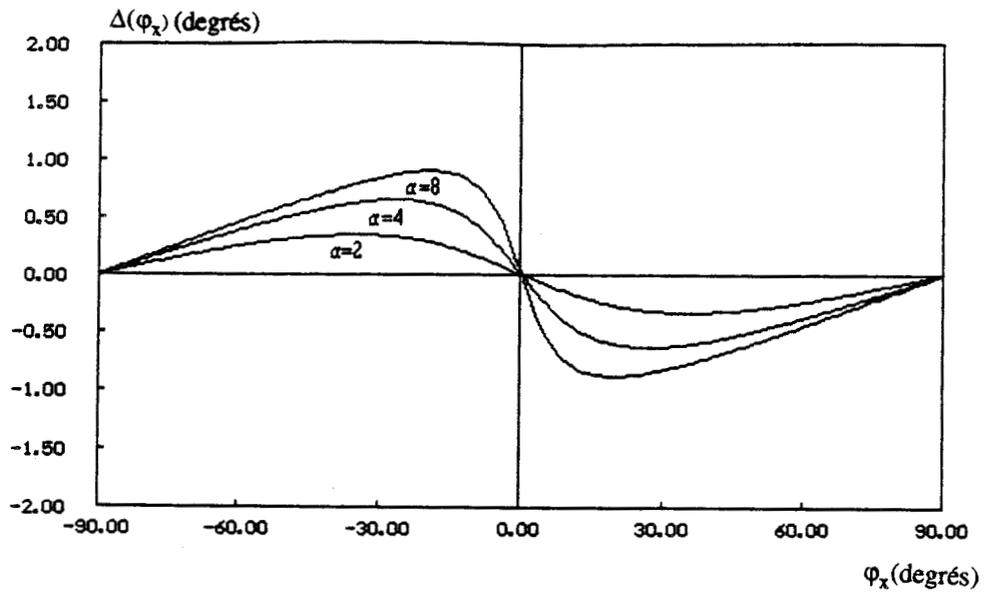


Figure 3.28 : Ecart introduit dans le calcul de la phase lorsqu'il existe un rapport α différent de 1 entre S_{Ix} et S_{Rx} .

ceci permet d'écrire

$$\frac{S_{I_x}}{S_{R_x}} = \alpha \tan \varphi_x = \tan \varphi'_x \quad (3.19)$$

avec φ_x l'angle de phase dans le cas où $\alpha = 1$

L'écart Δ introduit alors s'écrit :

$$\Delta = \varphi_x - \varphi'_x = \varphi_x - \arctan(\alpha \tan \varphi_x) \quad (3.20)$$

Nous représentons figure 3.28 les courbes $\Delta(\varphi_x)$ paramétrées par le coefficient α

On remarque que cet écart Δ s'annule à chaque fois que φ_x est un multiple de $\pi/2$. Ceci signifie qu'à chaque fois que le mobile coupe une hyperboloïde, la position de celui-ci est alors déterminée de manière exacte.

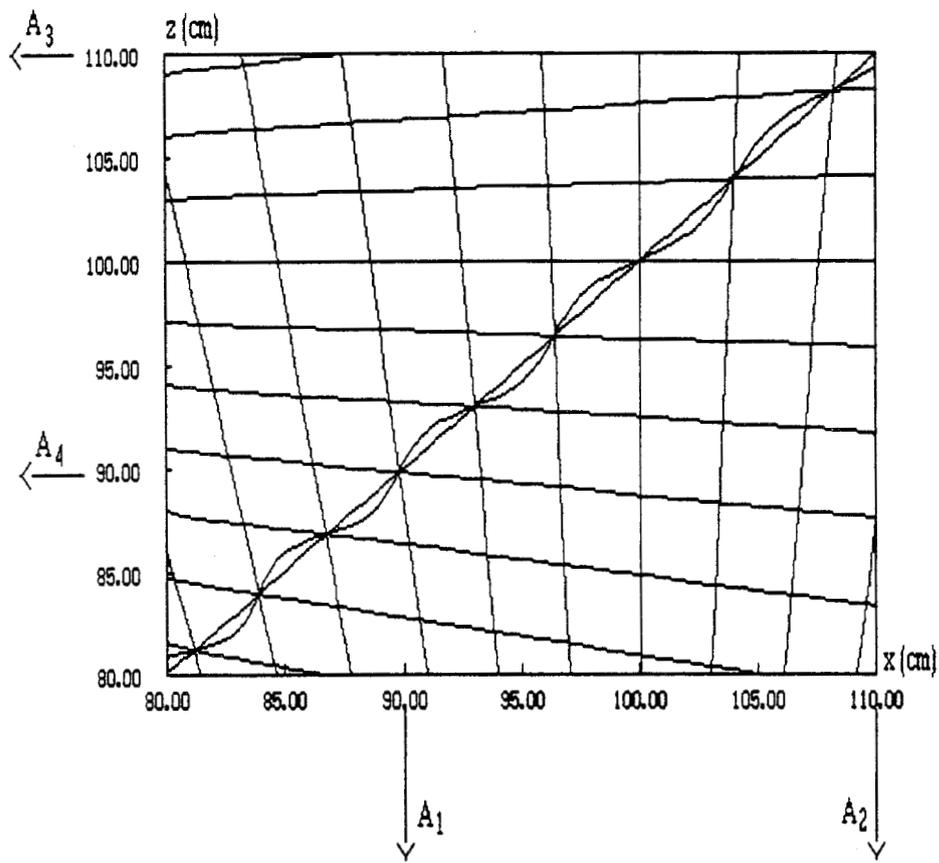
Nous reprenons les trajectoires linéaire et sinusoïdale et reconstituons la trajectoire du mobile en considérant successivement les deux cas $\alpha = 2$ et $\alpha = 10$. Les courbes représentées figures 3.29 et 3.30 montrent ces trajectoires et l'erreur commise par rapport au parcours théorique.

3.3 Etude expérimentale

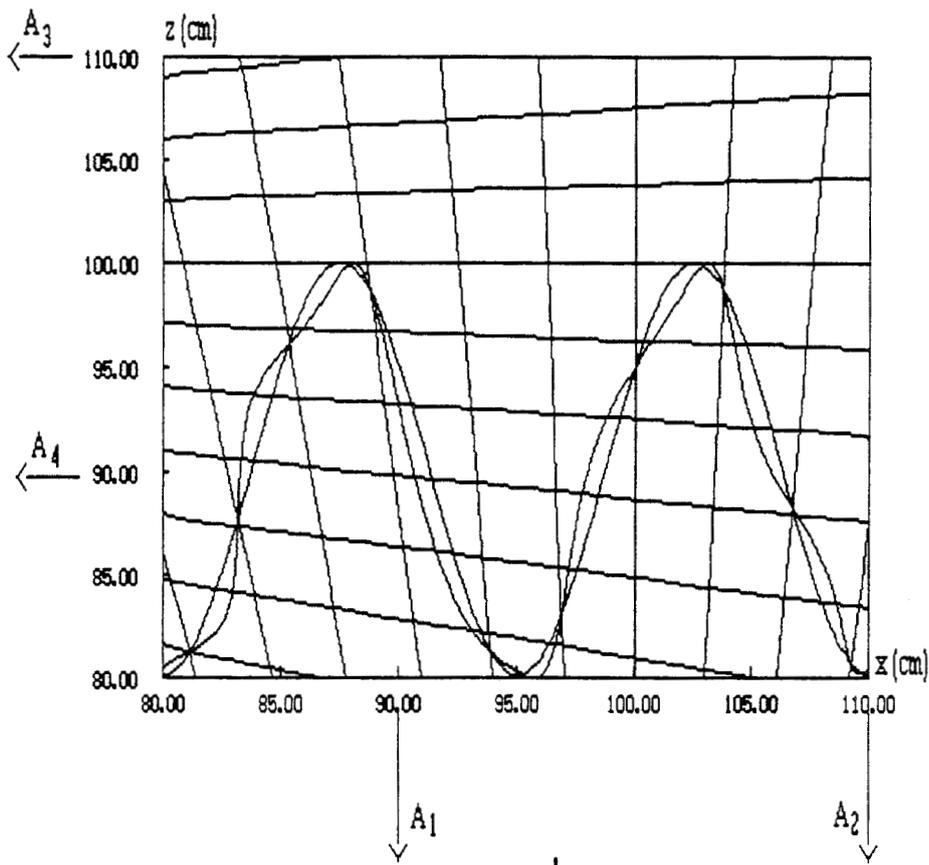
Nous discutons dans ce paragraphe les différents composants entrant dans la réalisation du corrélateur complexe ainsi que l'élément rayonnant à l'émission. Nous donnons aussi les résultats des essais réalisés en télémétrie cellulaire et absolue.

3.3.1 Eléments rayonnants

Pour rayonner simultanément vers les antennes A_1 et A_2 situées sur l'axe Ox et vers les antennes A_3 et A_4 situées sur l'axe Oz , il faut disposer d'une antenne omnidirectionnelle.

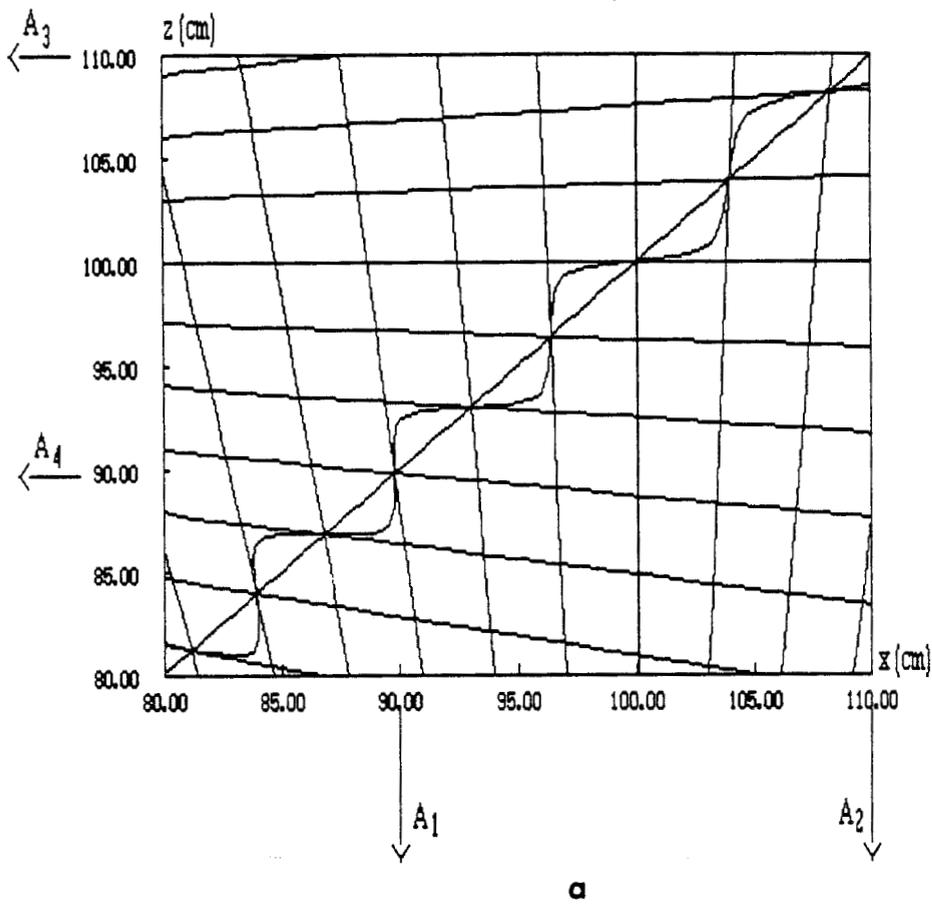


a

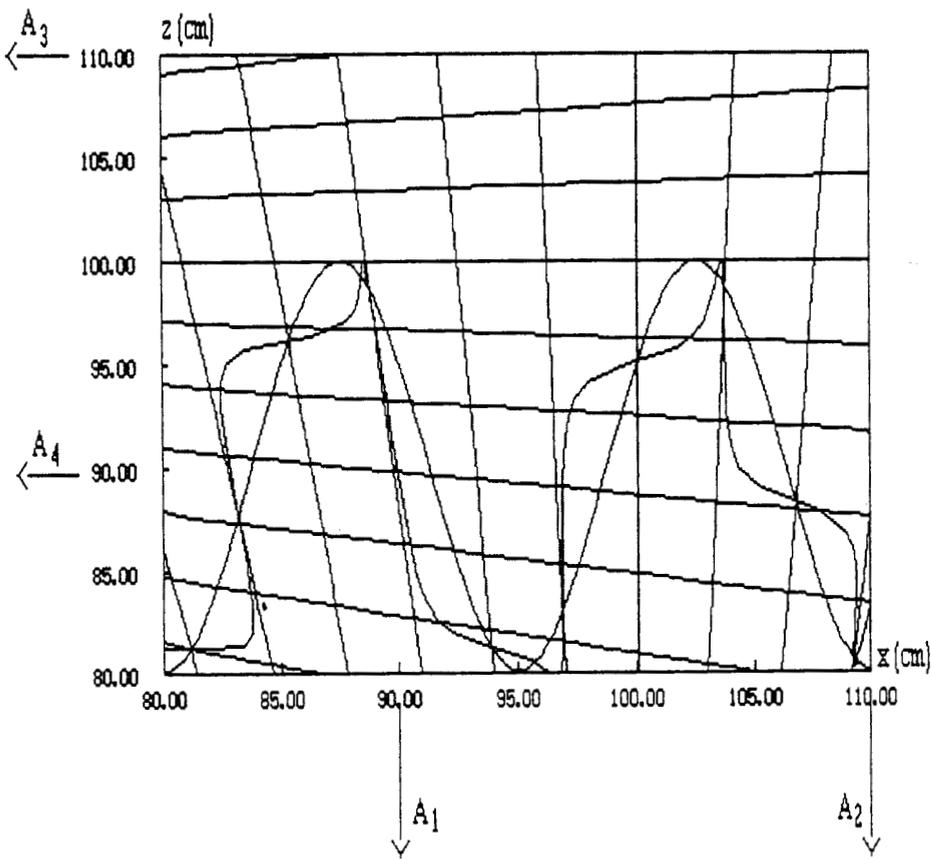


b

Figure 3.29 : Trajectoires linéaire (a) et sinusoïdale (b) reconstituées en considérant un rapport $\alpha=2$ entre S_{ix} et S_{Rx} .



a



b

Figure 3.30 : Trajectoires linéaire (a) et sinusoïdale (b) reconstituées en considérant un rapport $\alpha=10$ entre S_{Ix} et S_{Rx} .

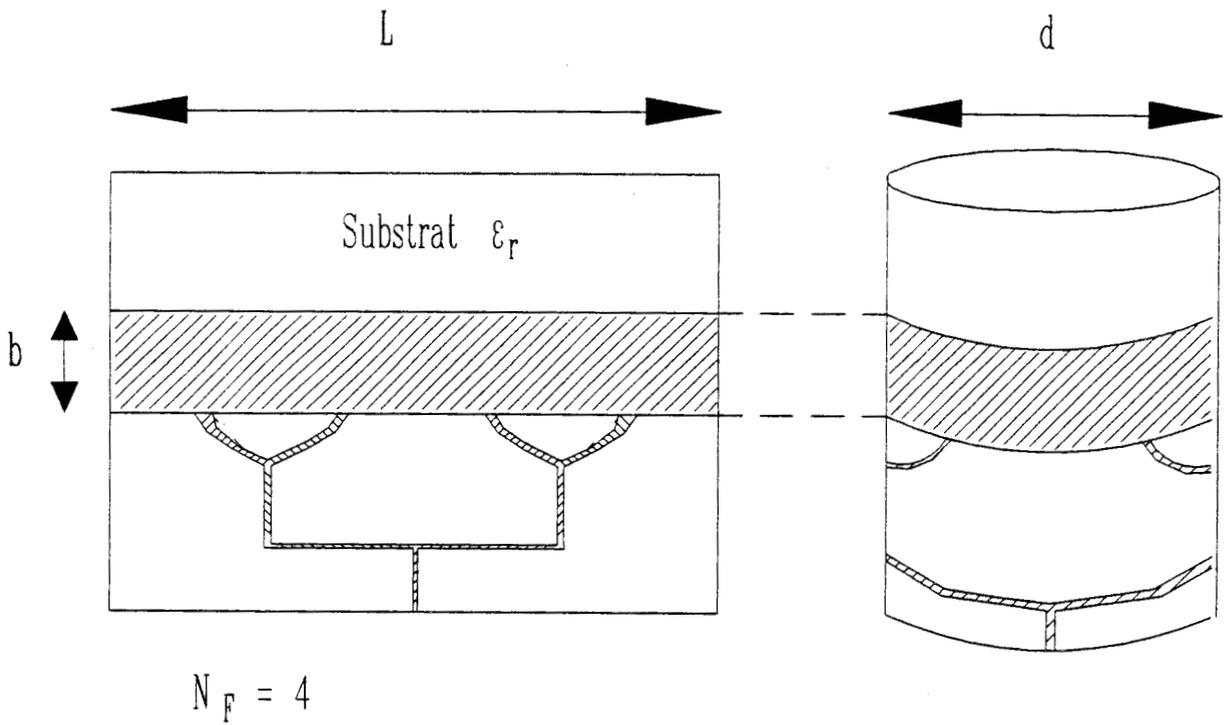


Figure 3.31 : Antenne rideau et antenne "conformal" correspondante.

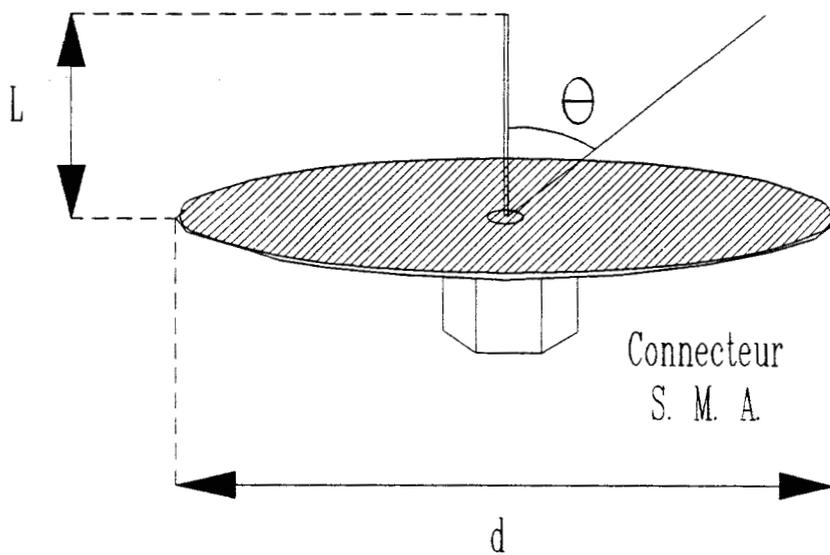


Figure 3.32 : Antenne monopole de longueur L montée sur un plan de masse de diamètre d .

Pour répondre à cette nouvelle contingence, nous avons établi une liste non exhaustive d'antennes susceptibles de remplir ce rôle.

- a) antenne patch "conformal antenna" [8], [9]
- b) antenne monopole avec plan de masse
- c) autres types d'antennes

3.3.1.1 Antenne patch "conformal antenna"

C'est une antenne rideau [10] de longueur L et de largeur b imprimée sur un substrat de permittivité relative ϵ_r que l'on cintre sur un cylindre métallique de diamètre d (figure 3.31).

Pour éviter l'excitation de modes supérieurs le nombre de point d'alimentation N_F (nombre de feeders) doit vérifier la relation suivante [11] :

$$N_F > \frac{L\sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0} \quad (3.21)$$

Pour augmenter le gain de cette antenne, il faut augmenter b , mais l'apparition de lobes secondaires peut-être gênante, on pense alors à associer en réseau plusieurs antennes patch [12].

Les difficultés de réalisation et notamment l'exigence d'une symétrie parfaite nous font abandonner momentanément ce type d'antennes.

3.3.1.2 Antenne monopole

L'antenne la plus simple pour répondre à l'omnidirectionnalité est l'antenne monopole que nous représentons figure 3.32.

L'antenne monopole théorique de longueur L que nous étudions a un plan de masse infini. Ces caractéristiques de rayonnement et son impédance peuvent être déduites, en vertu du théorème de l'image, du dipôle de longueur $2L$ isolé dans l'espace.

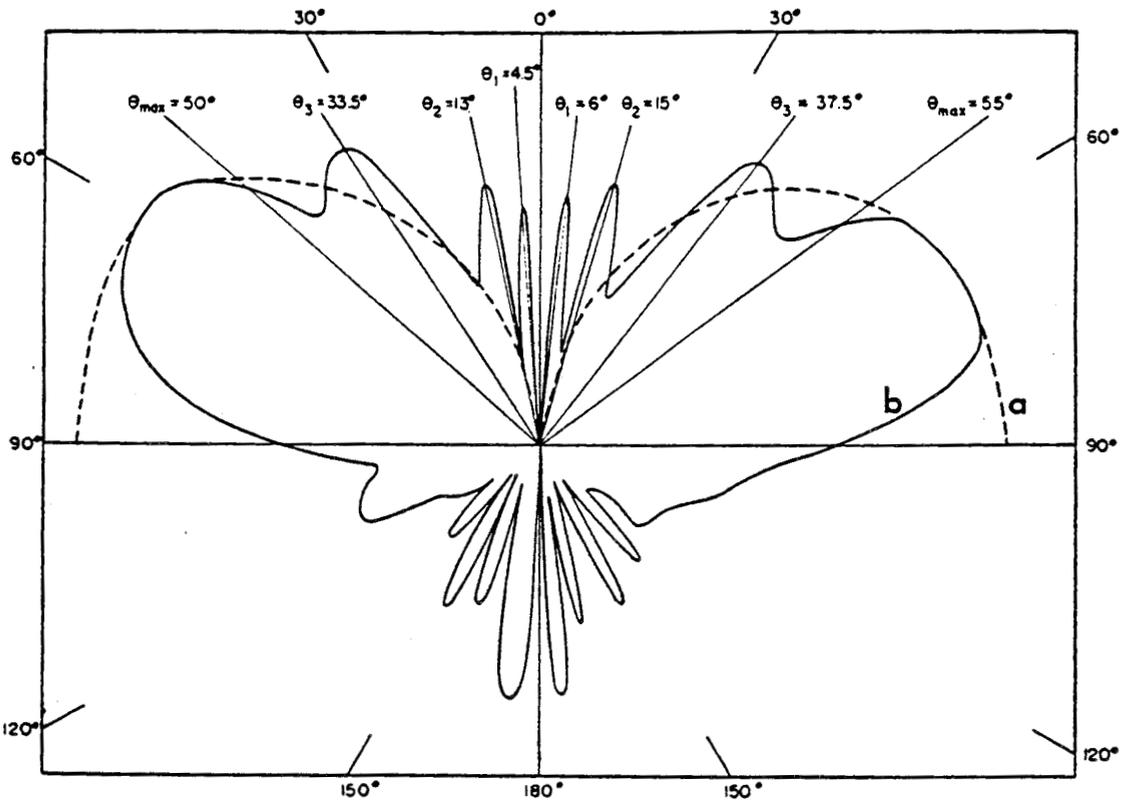


Figure 3.33 : Diagrammes de rayonnement d'une antenne monopole a) plan de masse infini b) plan de masse de diamètre $d=6\lambda$ et $l=0.224\lambda$ (d'après STORER) [13].

Si $L = \lambda/4$ le champ électrique $E_\theta(\theta)$ s'écrit :

$$E_\theta(\theta) = E_M \frac{\cos\frac{\pi}{2}\cos(\theta)}{\sin(\theta)} \quad (3.22)$$

Le gain est maximum pour $\theta=\pi/2$ (Figure 3.33a), et vaut théoriquement 2.15dB. L'impédance d'entrée est un paramètre qui est approché théoriquement; très souvent l'adaptation de l'antenne s'obtient expérimentalement, ce que nous avons fait.

En présence d'un plan de masse fini la relation (3.22) n'est plus vérifiée, le théorème de l'image devient inutilisable et le diagramme de rayonnement change d'allure (Figure 3.33b) [13] et [14].

Pour des dipôles très petits, on peut établir deux relations pratiques qui permettent d'une part de prévoir l'emplacement du maximum d'énergie rayonnée soit θ_M et d'autre part de prévoir le gain pour $\theta = \pi/2$ [15]

Ces relations sont :

$$\sin\theta_M = \left(1 - \frac{3d}{4\lambda}\right) \quad (3.23)$$

avec d le diamètre du plan de masse et λ la longueur d'onde dans l'air

$$\frac{E_M}{E(\theta)} = 0.428 \quad (3.24)$$

•Réalisations pratiques :

Au premier chapitre nous avons introduit la notion de surface sous investigation en termes de la surface où la position des zéros est connue entre 1% et 2% de la pseudo-période. Cette définition a été illustrée dans le cas d'antennes cornet à l'émission et à la

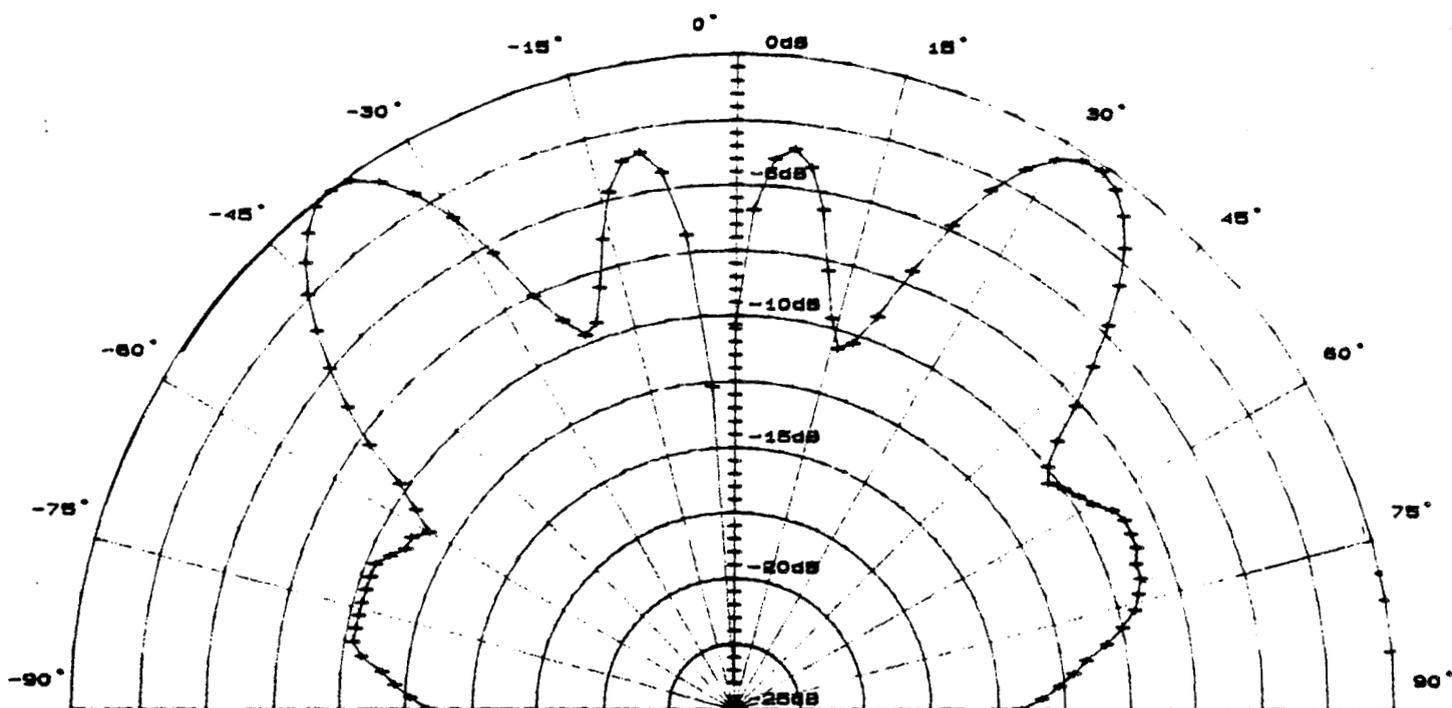


Figure 3.34 : Diagramme de rayonnement expérimental de l'antenne monopole à 10GHz
($l/\lambda=0.73$, $d/\lambda=4$).

réception. Compte tenu de la modification de l'antenne d'émission nous avons reconsidéré les valeurs numériques de la surface sous investigation que nous présentons au paragraphe 3.3.3.

Comme on observe la source dans le plan $\theta = \pi/2$, nous nous sommes fixés le cahier des charges suivant. Quel doit être le gain de l'antenne monopole de notre problème si, alimentée par un générateur de 10dBm à 10 GHz, provoque à un mètre au niveau du cornet Philipps 7320X une puissance supérieure à -35dBm? Le choix arbitraire de cette valeur permet de détecter convenablement le signal et de situer largement la source dans la zone sous investigation. En utilisant la relation (1.47) qui permet de calculer le signal interférométrique on trouve $G_e > -9\text{dB}$.

Nous avons choisi un monopole dont la longueur permet une bonne adaptation ($|S_{11}| < -20\text{dB}$) avec un plan de masse de diamètre d égal à 4λ . On trouve $l=0.73\lambda$.

Comme le montre la figure 3.34, le gain maximum est aux alentours de 30° , et vaut 6dB. Pour $\theta=\pi/2$, il vaut -6dB, un résultat qui nous suffit dans cette phase de faisabilité.

Le rapport $E_M/E(\pi/2)$ de la relation (3.24) ne vaut alors que 0.25. Ceci est dû au fait que nous ne vérifions pas l'hypothèse l/λ très petit.

3.3.1.3 Autres types d'antennes

Des recherches accomplies par d'autres équipes [16] concernent les antennes actives, dont les performances peuvent être mis à profit pour ce genre de situation.

Un autre moyen pour assurer l'omnidirectionnalité et concentrer l'énergie rayonnée dans la zone proche de $\theta=\pi/2$, consiste à monter sur un plan de masse, à la place du monopole une antenne conique dont les paramètres, longueur L et angle d'évasement α sont choisies sur des abaques [17] compte tenu des performances et caractéristiques voulues (impédance d'entrée, gain, TOS...). On peut aussi envisager une antenne biconique qui permet de s'affranchir du plan de masse.

3.3.2 Conception et réalisation du corrélateur complexe en technologie hybride

Pour des raisons évidentes de simplicité et de faible coût, nous nous sommes orientés vers la technologie microruban. Le circuit que nous exploitons à 10GHz est réalisé sur un substrat Duroïd 6010.8 de permittivité relative $\epsilon_r=10.8$, d'épaisseur $h=635\mu\text{m}$,

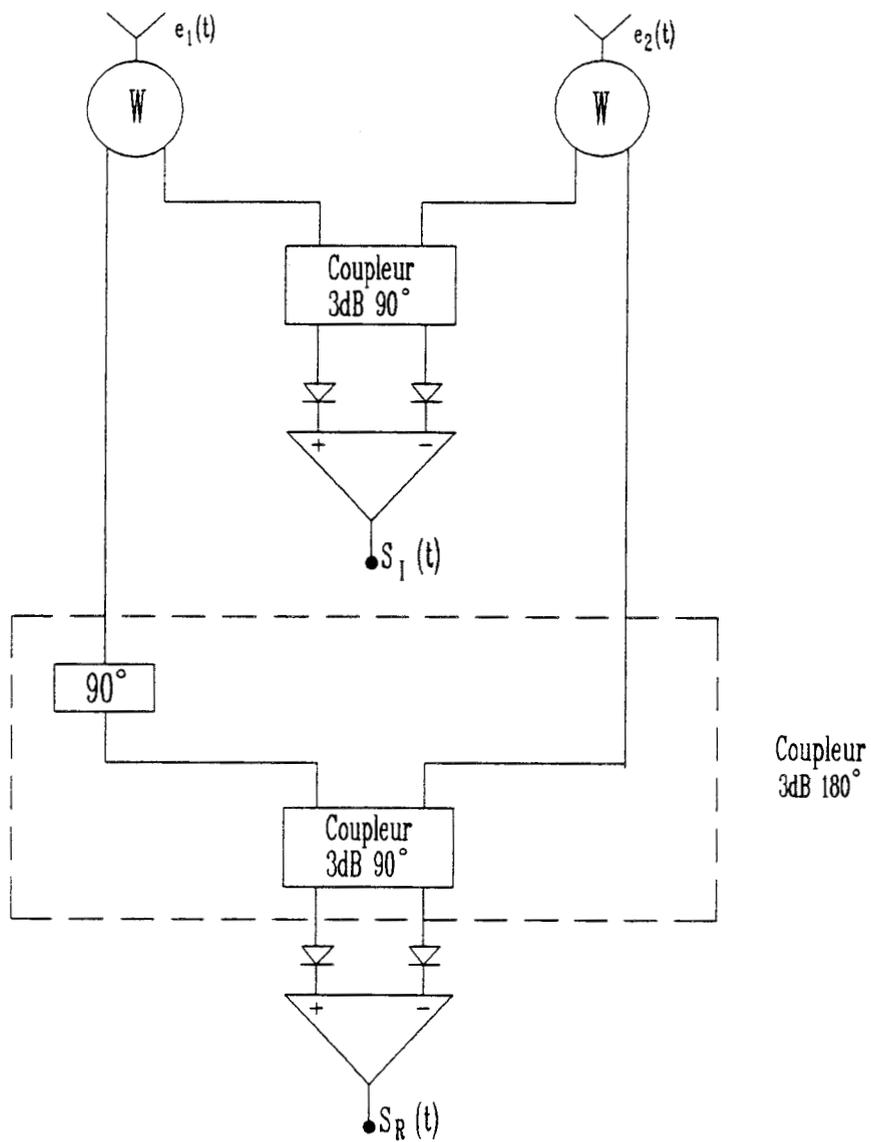


Figure 3.35 : Schéma du corrélateur complexe.

l'épaisseur de métallisation vaut 17.5µm. Toutes les optimisations et simulations sont effectuées à fréquence fixe.

Le corrélateur complexe dont nous présentons le schéma figure 3.35 est composé de quatre coupleurs hybrides 3dB, 90° (dont deux servent de diviseurs de puissance et qui sont représentés par la lettre W) et de quatre détecteurs (diode Schottky Low Barrier 5082 type 2775). Une ligne à retard de longueur λ/4 est insérée dans le circuit pour transformer un coupleur 3dB, 90°, en un coupleur 180°.

Ces sous systèmes ont fait l'objet de simulation à l'aide du logiciel MDS, (Microwave Design System); leurs réalisations et leurs caractérisations à l'analyseur de réseau HP8540A ont permis d'obtenir les résultats suivants.

3.3.2.1 Coupleurs 3 dB 90°

Il s'agit d'un coupleur de type Branchline dont les caractéristiques géométriques (longueurs L_a, L_b et largeurs W_a, W_b) ont été optimisées pour répondre au cahier des charges suivant :

$$|S_{13}|=|S_{14}|=3\text{dB}, \angle S_{14} - \angle S_{13} = 90^\circ, |S_{ii}| < -40\text{dB}.$$

Nous obtenons le schéma de la figure 3.36 sur lequel nous avons reporté toutes les dimensions. La caractérisation de ce circuit nous donne les valeurs suivantes :

$$|S_{13}|=-2.8\text{dB} \quad |S_{14}|=-3.2\text{dB}, \angle S_{14} - \angle S_{13} = 87^\circ, |S_{11}|=-15\text{dB}.$$

3.3.2.2 Les détecteurs

Ils ont fait l'objet d'étude et de simulation sur M.D.S. L'étude fut menée à 2.45GHz par T. LASRI [18] et à 10GHz par P. VANGELUWE [19]. L'évolution de la tension détectée en fonction de la puissance incidente est présentée figure 3.37.

3.3.2.3 Simulation et caractérisation du fonctionnement du corrélateur complexe

L'ensemble comporte deux entrées hyperfréquence et quatre sorties basse fréquence. les coefficients de réflexions des accès d'entrée sont inférieurs à - 16dB.

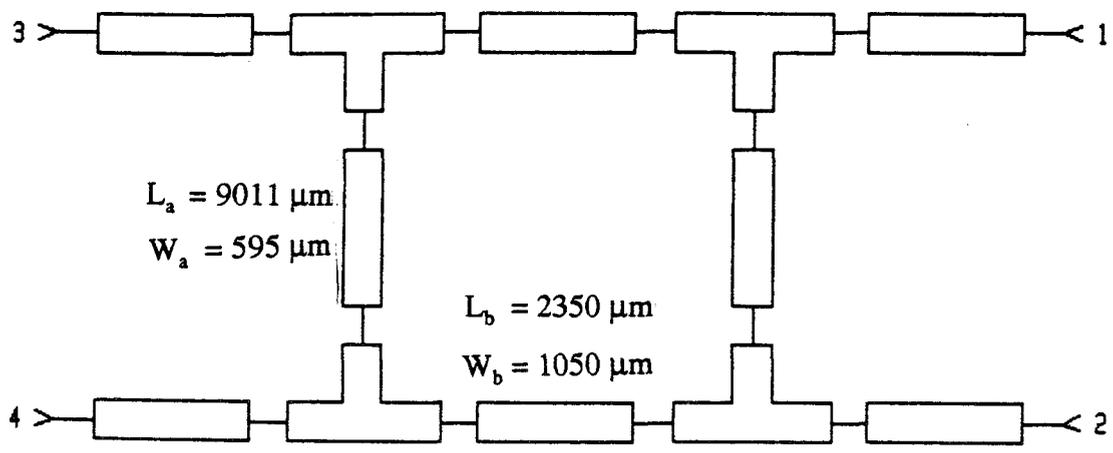


Figure 3.36 : Schéma du coupleur à 3dB-90° à 10GHz sur du substrat RT/Duroid 6010.8.

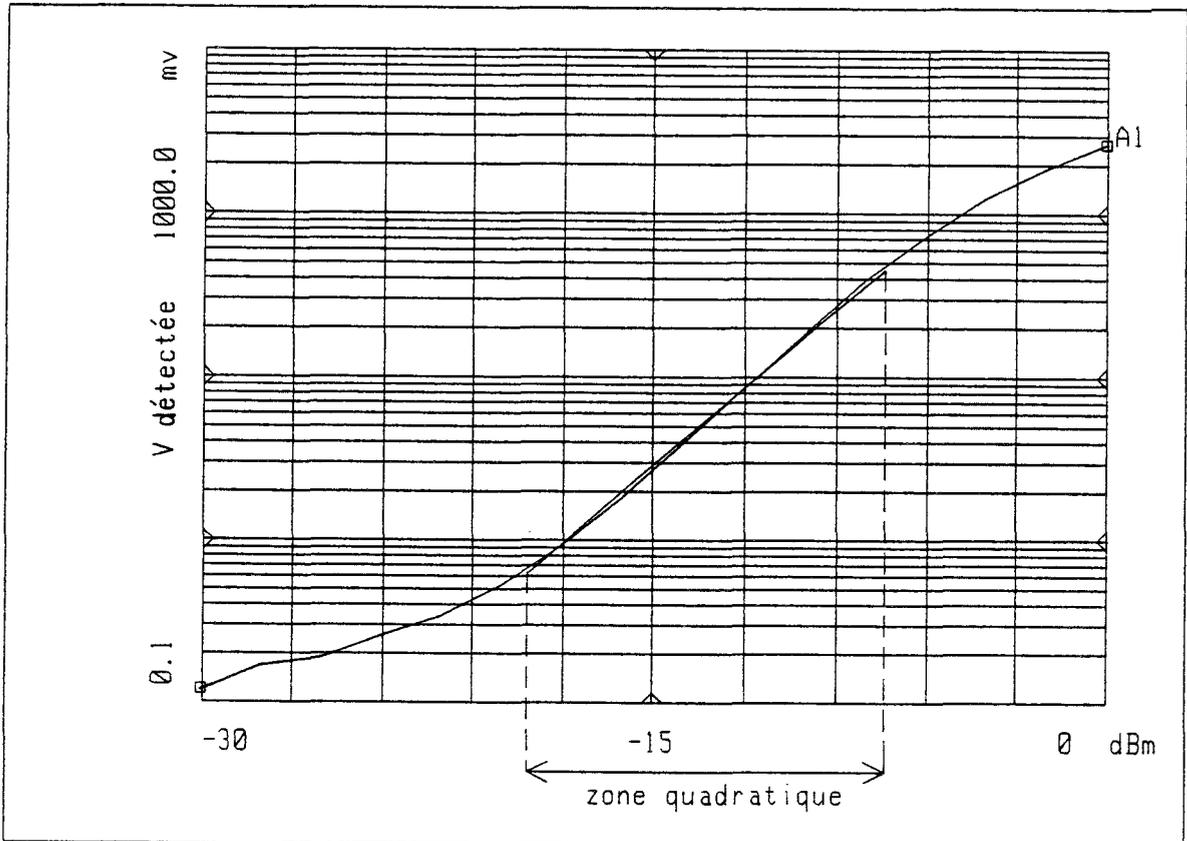
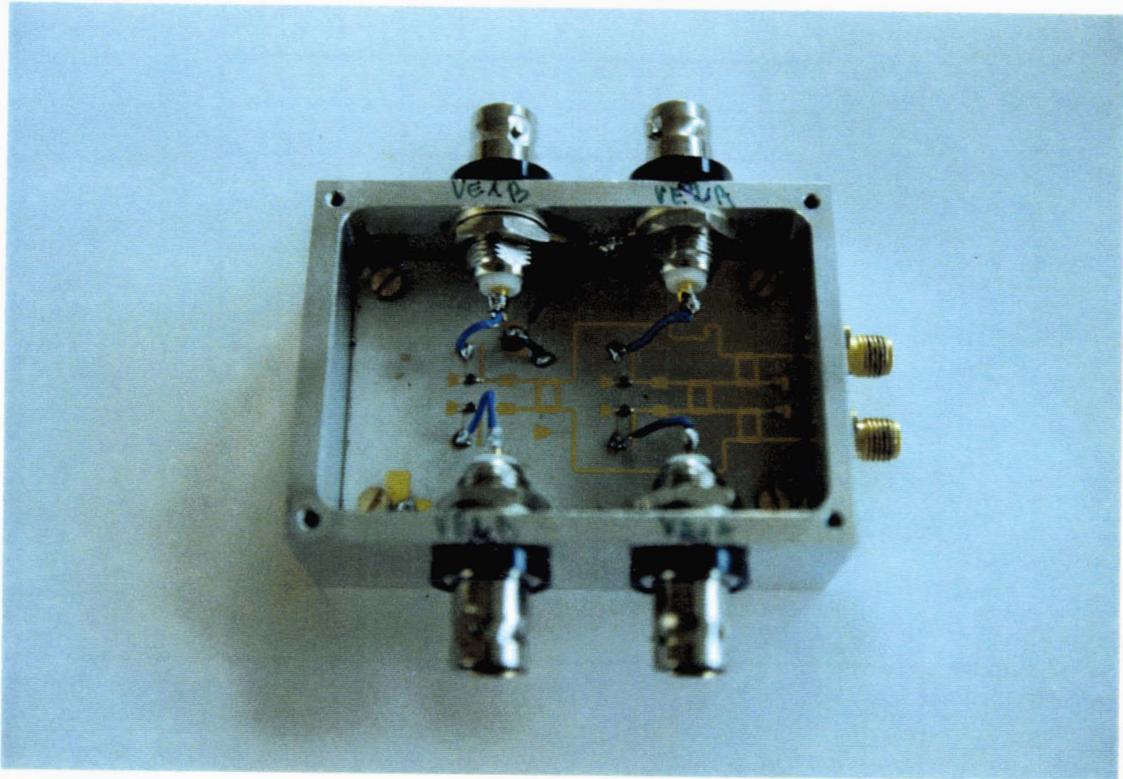
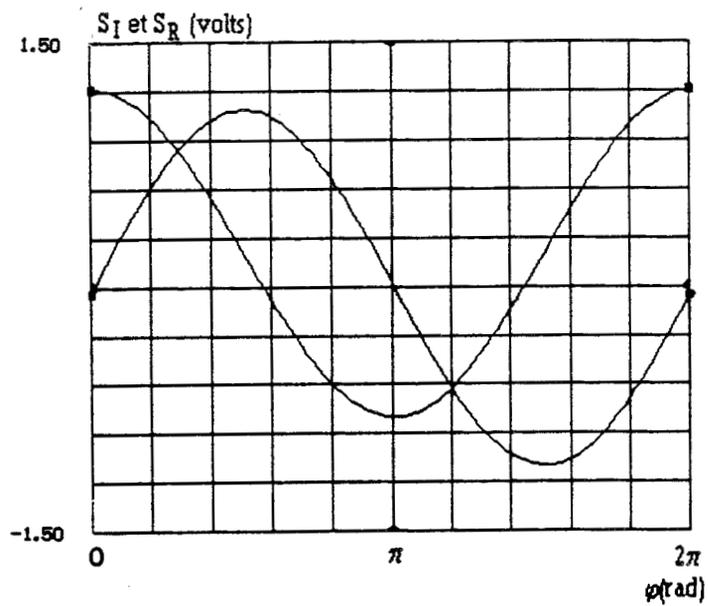


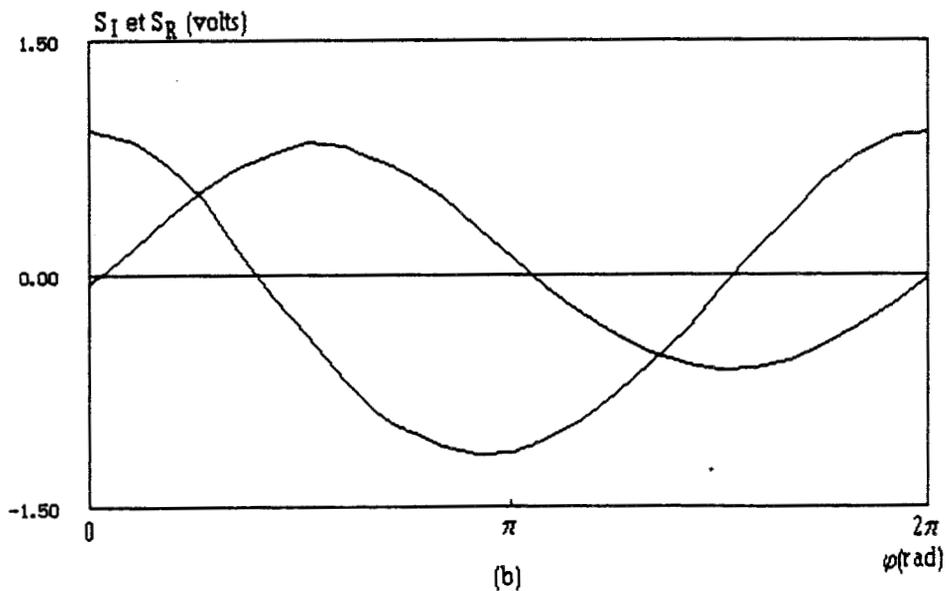
Figure 3.37 : Evolution de la tension détectée en fonction de la puissance incidente à f=10GHz.



Photographie 1 : Photographie du corrélateur complexe en structure microruban



(a)



(b)

Figure 3.38 : Evolution des sorties S_I et S_R du corrélateur complexe en fonction du déphasage a) simulation MDS, b) expérience.

Nous montrons photographie 1, la photographie du corrélateur complexe réalisé en structure microruban.

Pour simuler son fonctionnement nous avons alimenté les deux accès hyperfréquences avec deux signaux déphasés. Le résultat de cette simulation que nous présentons figure 3.38a montre bien le déphasage de $\pi/2$ entre les deux signaux de sortie, un léger signal de décalage ajouté au signal S_R peut être imputé au pertes introduites par les coudes et la ligne à retard.

La caractérisation du système utilise le banc de mesure de la figure 1.7. Les résultats présentés figure 3.38b montrent le comportement vectoriel de ce corrélateur et aussi quelques imperfections que nous commentons.

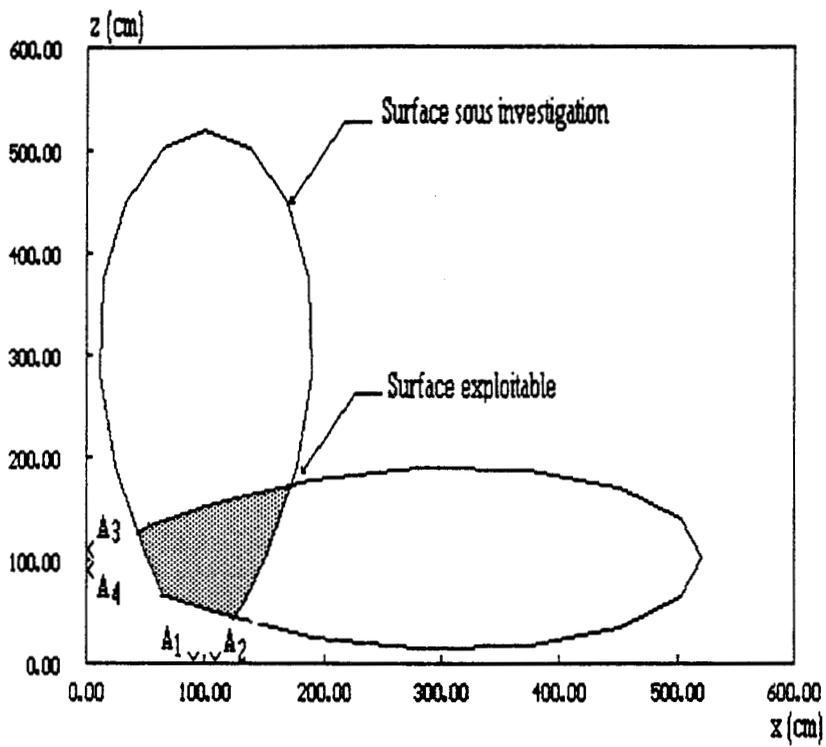
Le rapport cyclique de 0.43, est dû à un appairage imparfait des diodes, au déséquilibre du coupleur tant en module qu'en phase et aussi à un décalage en tension de l'amplificateur différentiel basse fréquence. Les deux premières causes ajoutées au discontinuités introduites par la ligne quart d'onde justifient le déséquilibre des amplitudes des signaux de sortie.

Ces défauts, qui seraient très gênants pour la loi horaire en terme de précision, affectent beaucoup moins la télémétrie cellulaire et la télémétrie absolue comme nous l'avons déjà souligné.

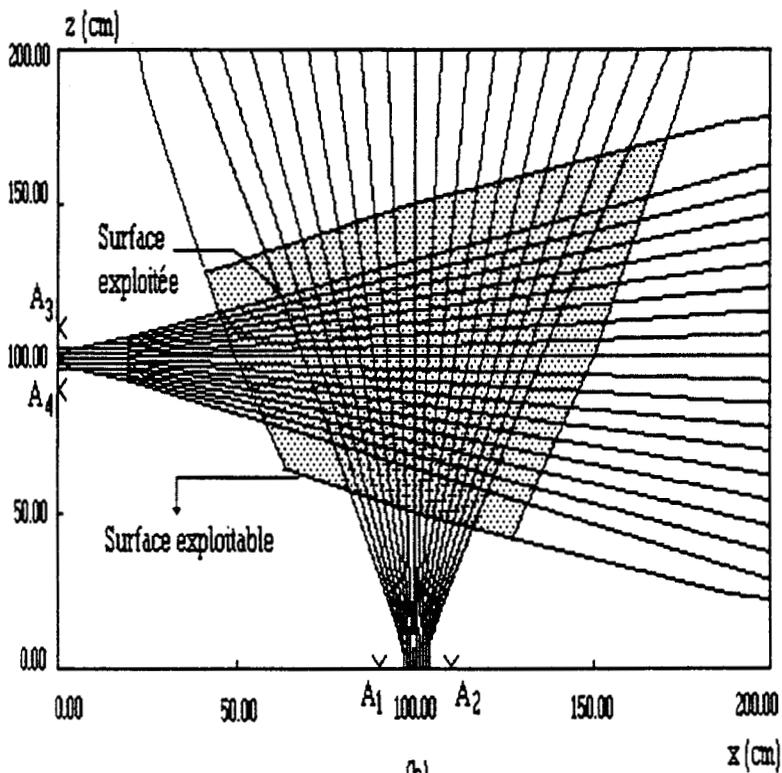
3.3.3 Surface exploitable

Nous avons abordé au paragraphe 3.3.1.2 la "nouvelle" surface sous investigation correspondant à notre système pour une antenne d'émission monopole et des récepteurs équipés d'antennes cornets associées aux source et récepteurs dont nous disposons. Cette surface sous investigation indique les limites de la surface où l'on sait déterminer la loi horaire d'un mobile. Dans le cas de la télémétrie cellulaire, qui associe deux récepteurs, on définit une autre surface dite "exploitable" qui résulte de l'intersection des deux surfaces sous investigation associées aux deux récepteurs.

Nous donnons figure 3.39 un exemple de géométrie des surfaces sous investigation et de surface exploitable dans notre situation expérimentale définie comme suit: $f=10\text{GHz}$, $2D=20\text{cm}$, $P_e=10\text{dBm}$ et $G_{BF}=66\text{dB}$.



(a)



(b)

Figure 3.39 : Surface exploitable a) vue d'ensemble b) zoom de la surface exploitable comparée à celle réellement exploitée dans les conditions citées.

Etant donné les configurations choisies, dans cette étude de faisabilité, nous opérons sur une surface exploitable réduite, de l'ordre du mètre carré.

3.3.4 Mise en oeuvre expérimentale de la télémétrie cellulaire; résultats

3.3.4.1 Dispositif expérimental

Comme nous l'avons vu, l'antenne d'émission a des performances relativement médiocres ($G = -6\text{dB}$). Ceci contribue à la dégradation du rapport S/B qui est d'autant plus faible que nous travaillons sur des signaux continus et donc extrêmement sensibles au bruit en $1/f$.

Pour nous affranchir de ce bruit, une détection synchrone a été réalisée, dont le signal modulant a une fréquence de 1 KHz. L'antenne monopole, dont le plan de masse est distant de 50 cm du sol, est alimenté par un générateur, modulé en amplitude et dont la puissance de sortie est fixée à 10 dBm.

Pour valider les simulations entreprises précédemment tant au niveau des signaux "propres" que des signaux perturbés, nous avons effectué deux groupes de mesures. Le premier groupe concerne l'environnement "normal" du laboratoire, le second groupe concerne un environnement fortement réfléchissant pour lequel des panneaux recouverts de papier d'aluminium rugueux d'une surface de plusieurs mètres carrés, sont placés verticalement à environ un mètre de la surface exploitable.

Nous discutons bien entendu les deux types de télémétrie, cellulaire et absolue.

3.3.4.2 Environnement "normal"

Dans ce cadre, les signaux recueillis sont peu perturbés et le nombre de zéros est identique à celui prévu par la théorie.

Nous montrons figure 3.40a les signaux S_{Ix} et S_{Rx} , issus d'un corrélateur complexe composé d'éléments du commerce, et figure 3.40b les signaux S_{Iz} et S_{Rz} , issus du corrélateur complexe que nous avons réalisé en technologie microruban. Les résultats des expériences effectuées pour plusieurs trajectoires linéaires sont présentées figure 3.41. D'autres types de trajectoires, résultant d'un déplacement manuel de la source (Figure 3.42), démontrent eux aussi un fonctionnement correct du dispositif.

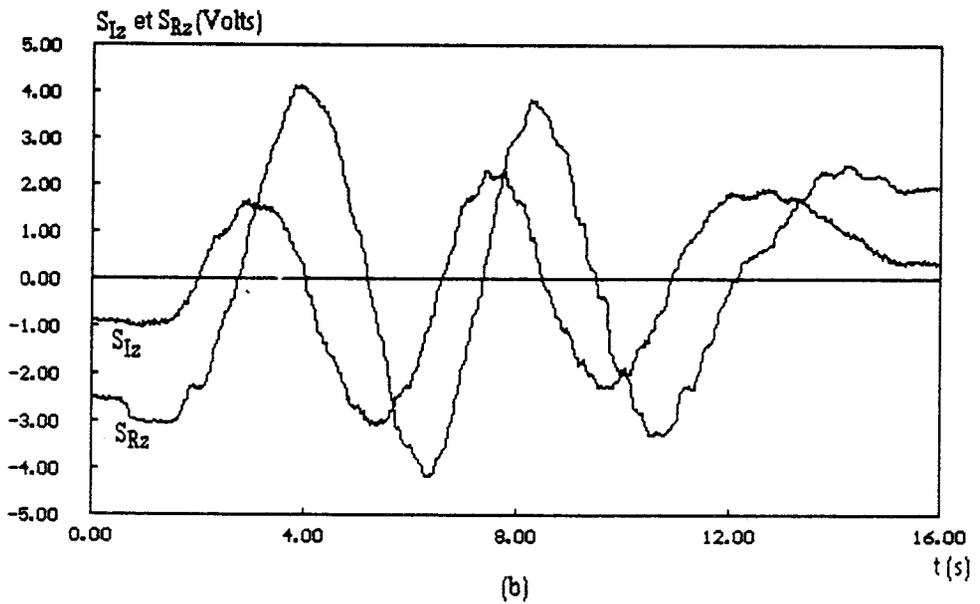
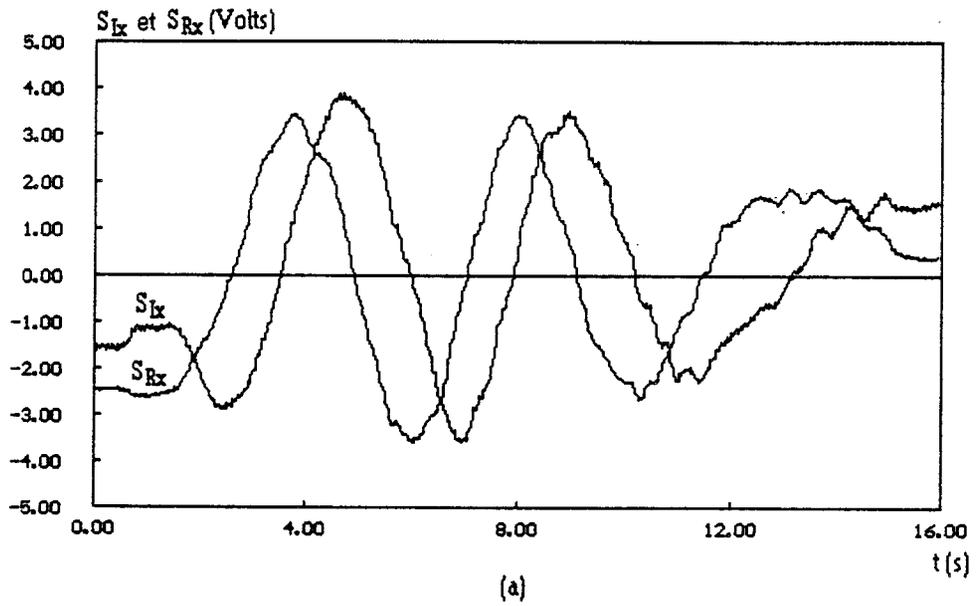


Figure 3.40 : Signaux expérimentaux relevés dans le cas d'une trajectoire linéaire a) S_{Ix} et S_{Rx} en sortie du corrélateur complexe composé d'éléments du commerce b) S_{Iz} et S_{Rz} en sortie du corrélateur complexe réalisé en structure microruban, ($f=10\text{GHz}$ $2D=20\text{cm}$).

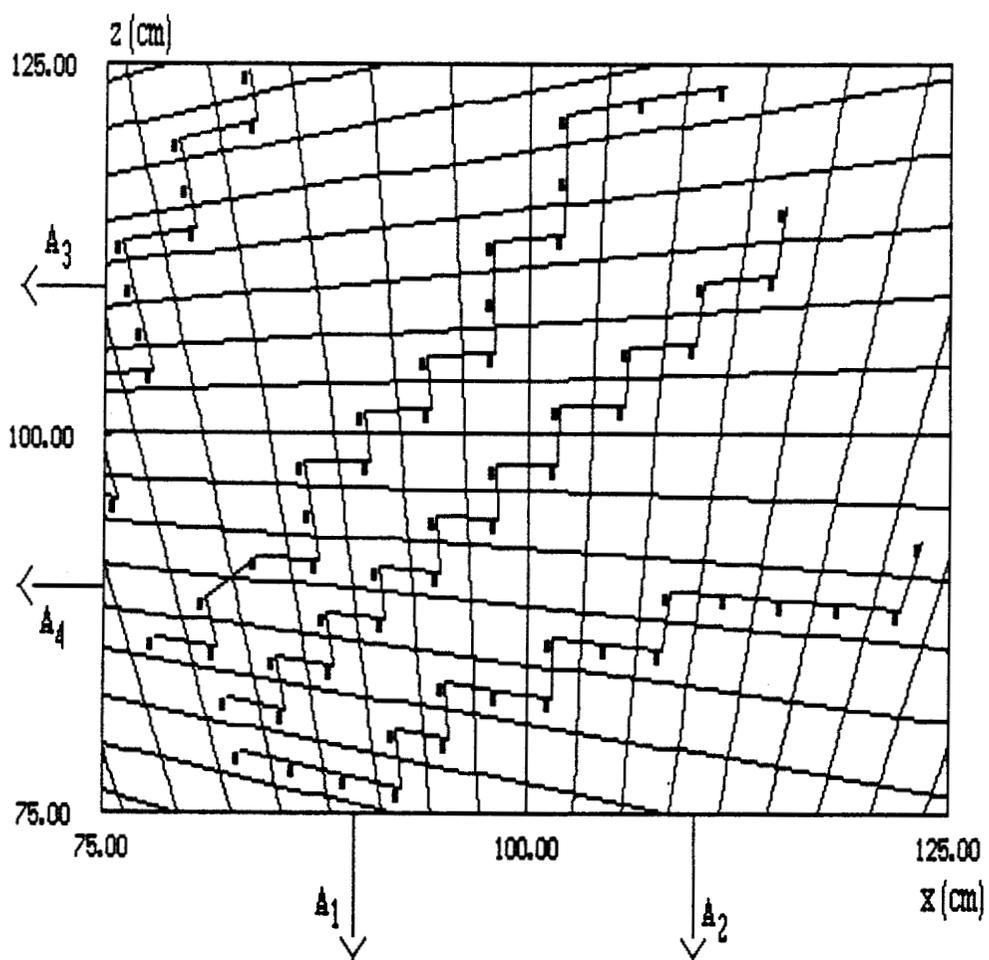
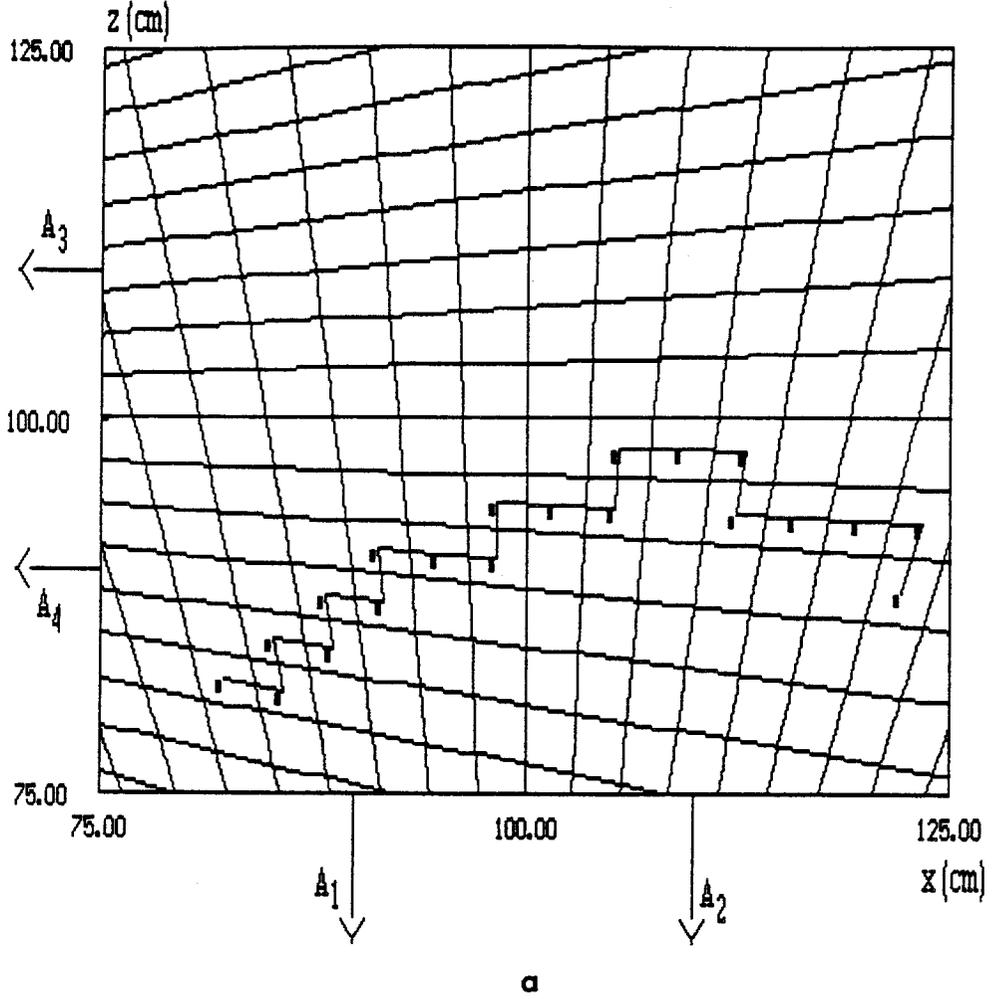
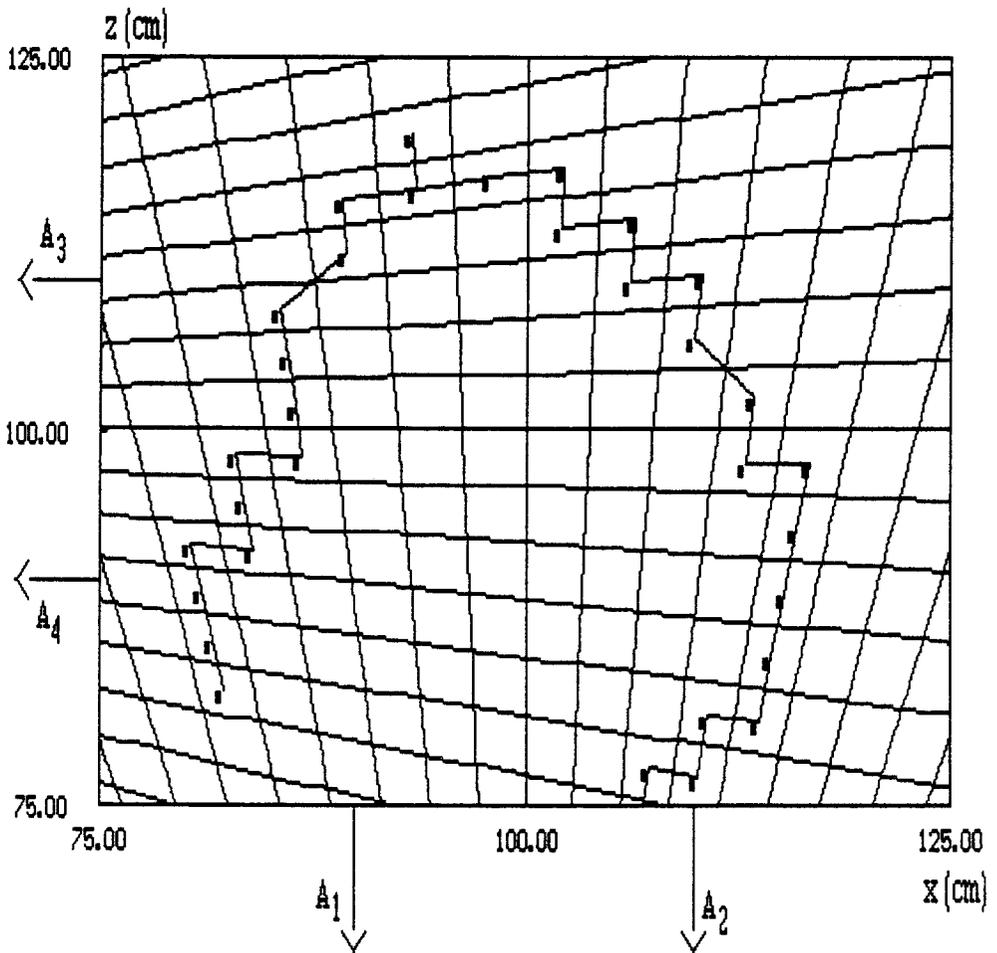


Figure 3.41 : Trajectoires linéaires expérimentales reconstituées par le télémètre cellulaire ($f=10\text{GHz}$, $2D=20\text{cm}$).



a



b

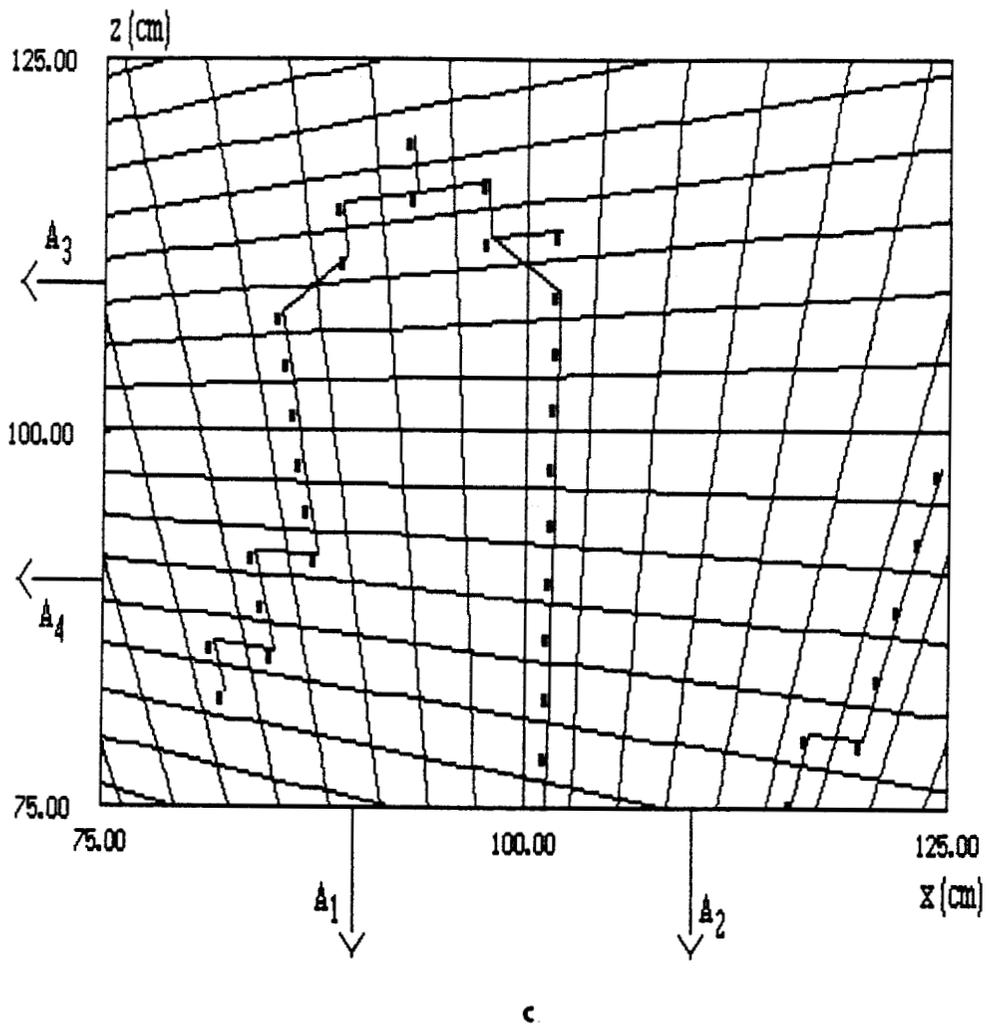


Figure 3.42 : Trajectoires expérimentales reconstituées par la télémétrie cellulaire à $f=10\text{GHz}$ et $2D=20\text{cm}$ correspondant à différentes trajectoires (commande manuelle).

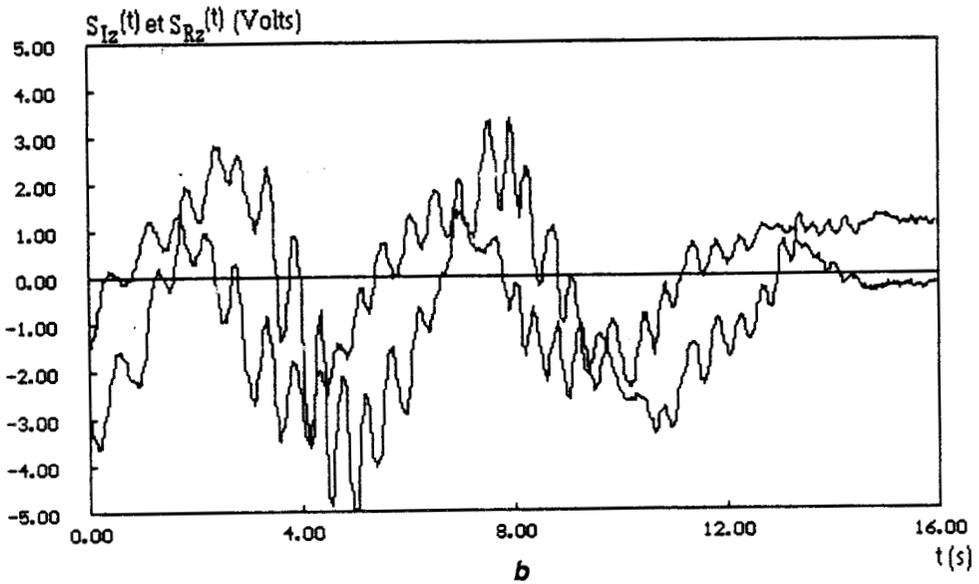
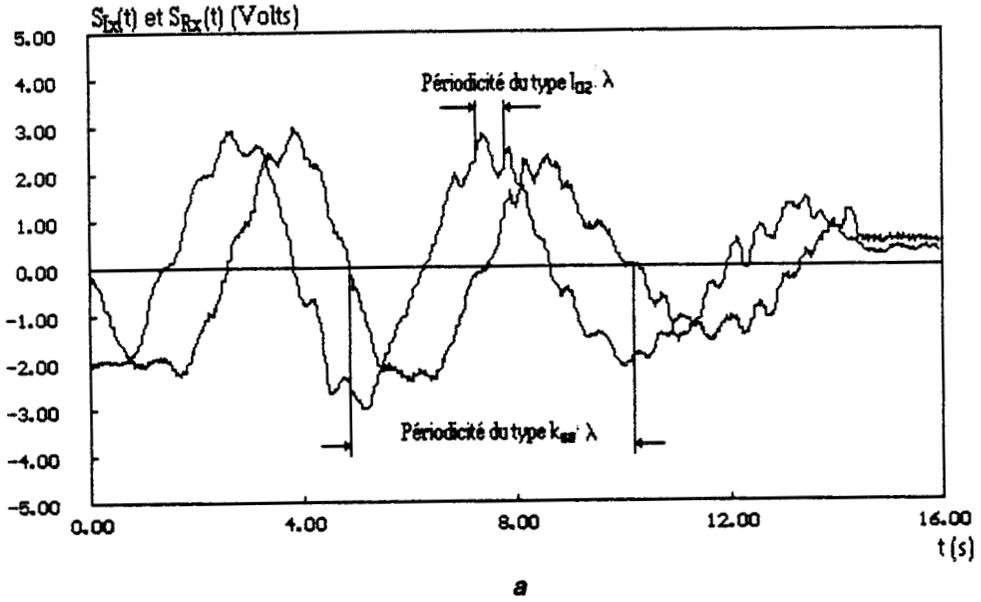


Figure 3.43 : Signaux expérimentaux relevés dans le cas d'une trajectoire linéaire a) S_{I_x} et S_{R_x} en sortie du corrélateur complexe composé d'éléments du commerce b) S_{I_z} et S_{R_z} en sortie du corrélateur complexe réalisé en structure microruban, $f=10\text{GHz}$ $2D=20\text{cm}$ (milieux très réfléchissant). Nous faisons apparaître les périodicités des signaux dues à la source primaire et aux sources secondaires (& 3.2.2.5)

3.3.4.3 Environnement fortement réfléchissant

Nous présentons figure 3.43 les groupes de signaux S_{I_x} , S_{R_x} (Figure 3.43a) et S_{I_z} , S_{R_z} (Figure 3.43b) issus des mesures effectuées à l'intérieur d'une enceinte formée de parois fortement réfléchissantes.

Nous voyons apparaître des oscillations de périodicité très inférieure à celle du signal utile qui proviennent des réflexions et provoquent des passages multiples par zéro donnant lieu à des états intermédiaires sans rapport avec la trajectoire réelle. Remarquons néanmoins que ces états restent très proches de la trajectoire réelle et peuvent être éliminés par un lissage.

Notons que les signaux S_{I_z} et S_{R_z} de la figure 3.43b sont plus perturbés que les signaux S_{I_x} et S_{R_x} à cause de la présence de surfaces réfléchissantes latérales plus importantes près des antennes A_3 et A_4 .

La trajectoire linéaire reconstituée est représentée figure 3.44. On y note la présence d'états intermédiaires, ce qui diminue la résolution intrinsèque du procédé, mais n'interrompt à aucun moment la poursuite de l'objet sous investigation. Notons encore que ce sont les données à première vue peu exploitables, de la figure 3.43 qui permettent de reconstituer la trajectoire de la figure 3.44.

3.3.5 Mise en oeuvre expérimentale de la télémétrie absolue; résultats

3.3.5.1 Environnement "normal"

Dans ce paragraphe nous calculons pour chaque point d'acquisition les angle φ_x et φ_z d'après les rapports S_{I_x}/S_{R_x} et S_{I_z}/S_{R_z} et les valeurs de k_x et k_z que la télémétrie cellulaire a permis d'obtenir. Nous ne représentons sur ces courbes que les points de mesure correspondant aux instants de passage d'une cellule à l'autre.

Les différentes trajectoires reconstituées par cette méthode sont présentées figure 3.45. Elles correspondent aux déplacements du mobile traités au paragraphe 3.3.4.2 en télémétrie cellulaire (Figures 3.41 et 3.42), mais considérés ici en termes de télémétrie absolue. Nous présentons figure 3.46 les hodogrammes correspondant aux quatre types de trajectoires considérées, dont il est possible d'extraire les horaires algébriques.

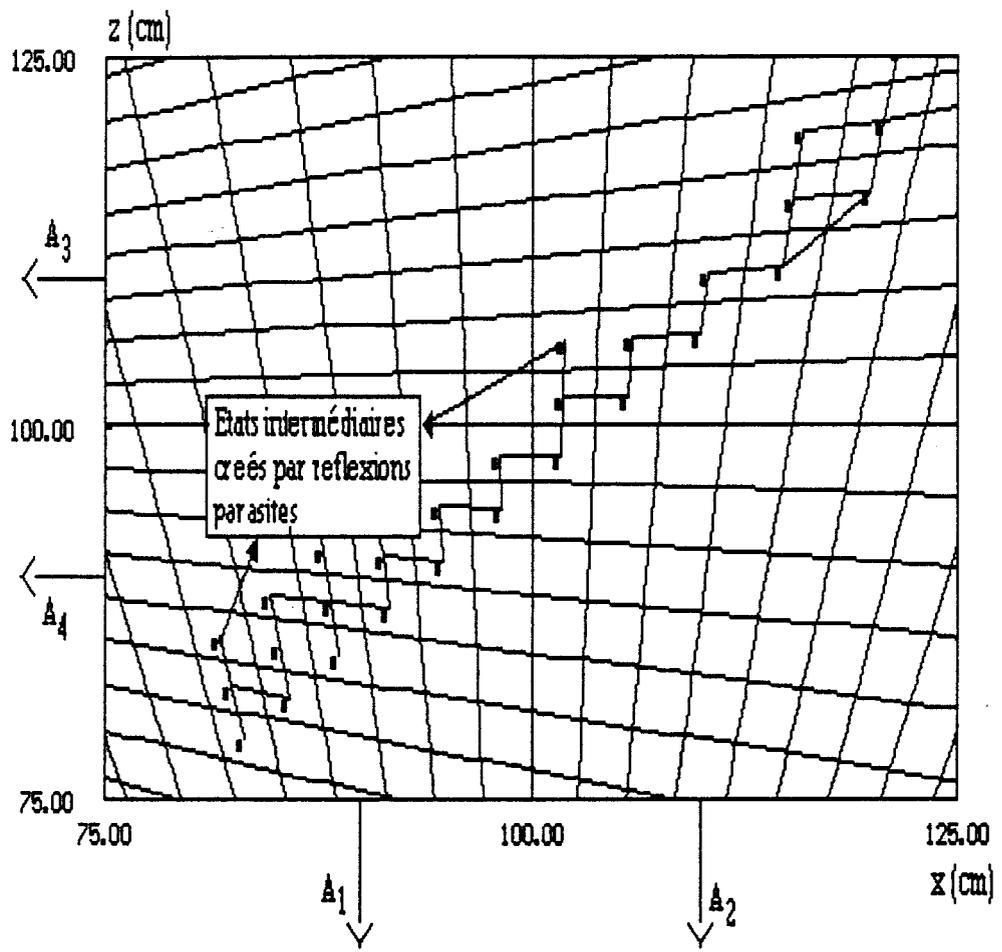
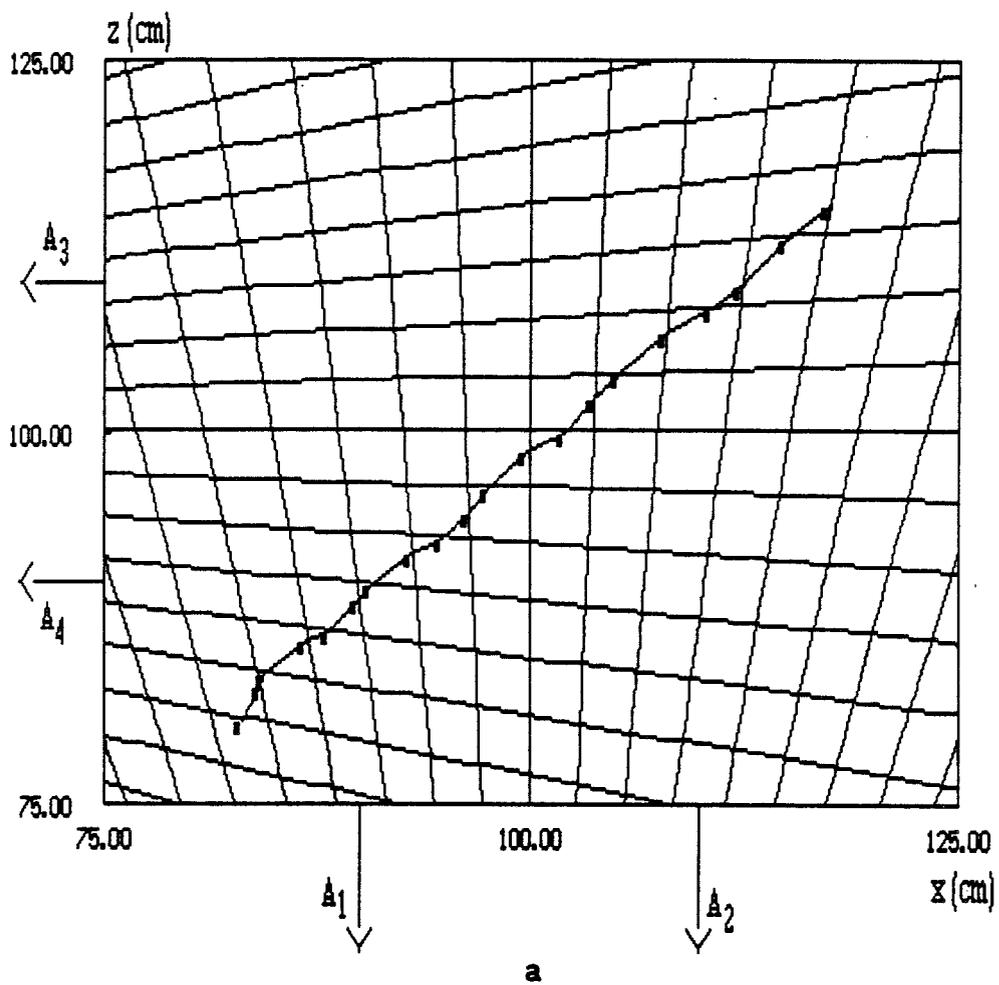
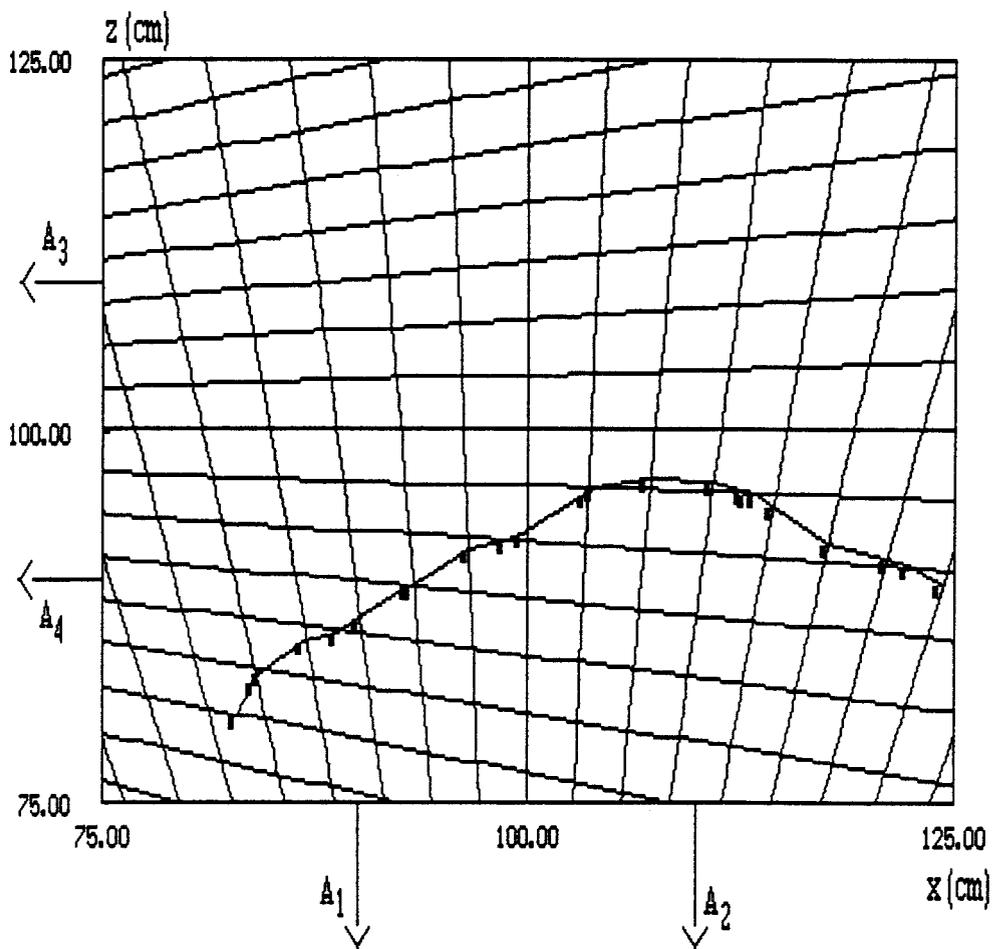


Figure 3.44 : Trajectoire linéaire expérimentale retrouvée par télémétrie cellulaire dans le cas de signaux fortement perturbés (Fig. 3.43).



a



b

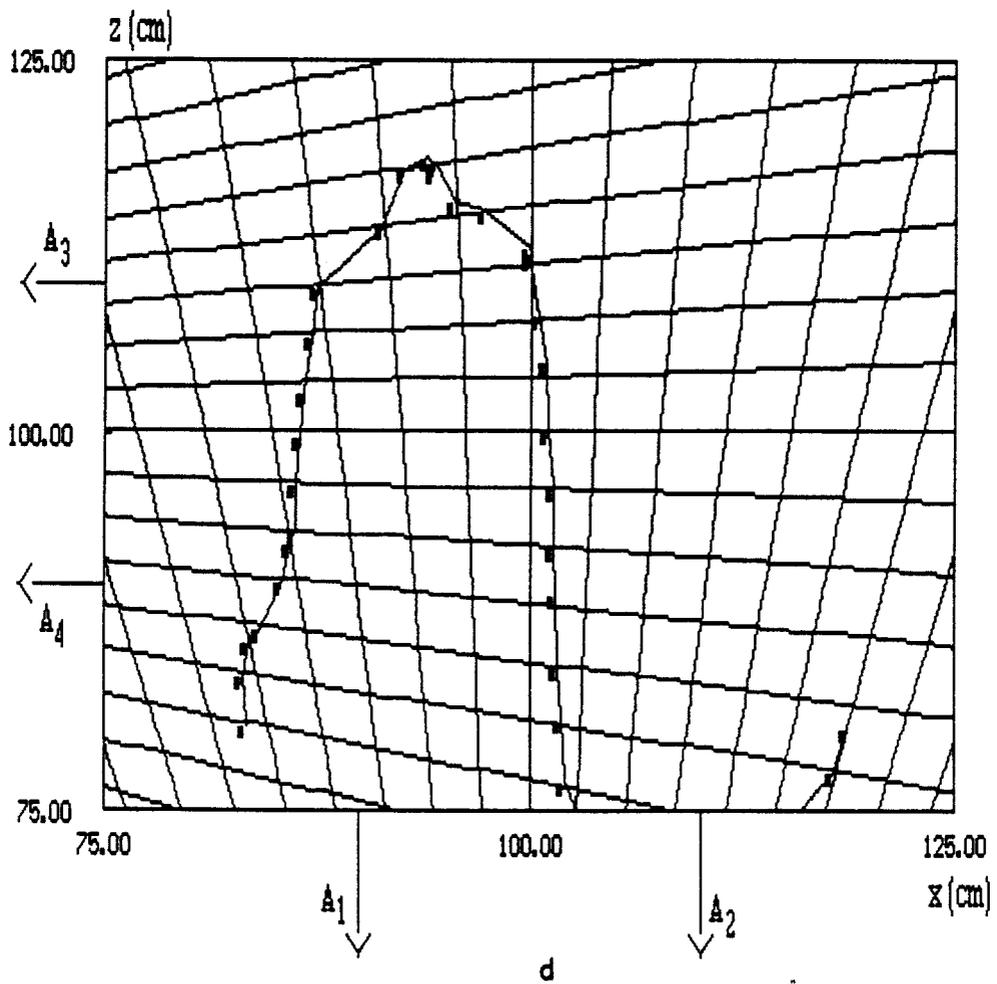
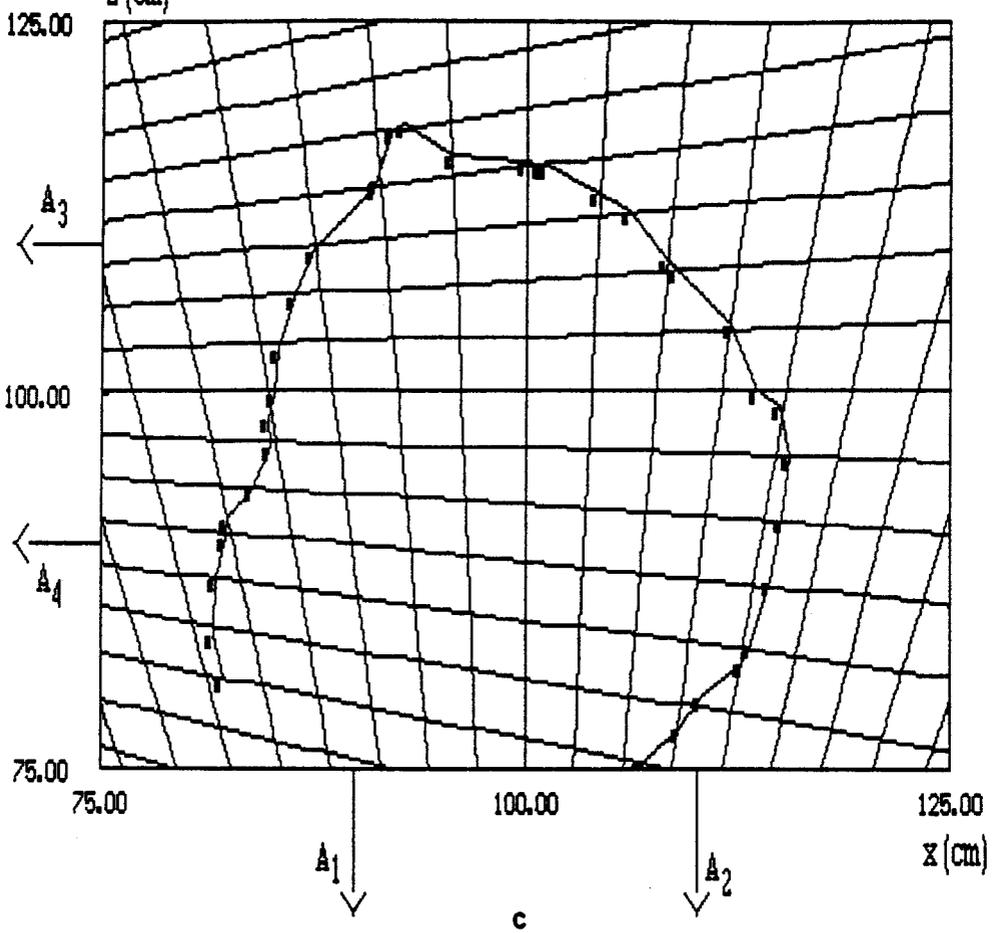
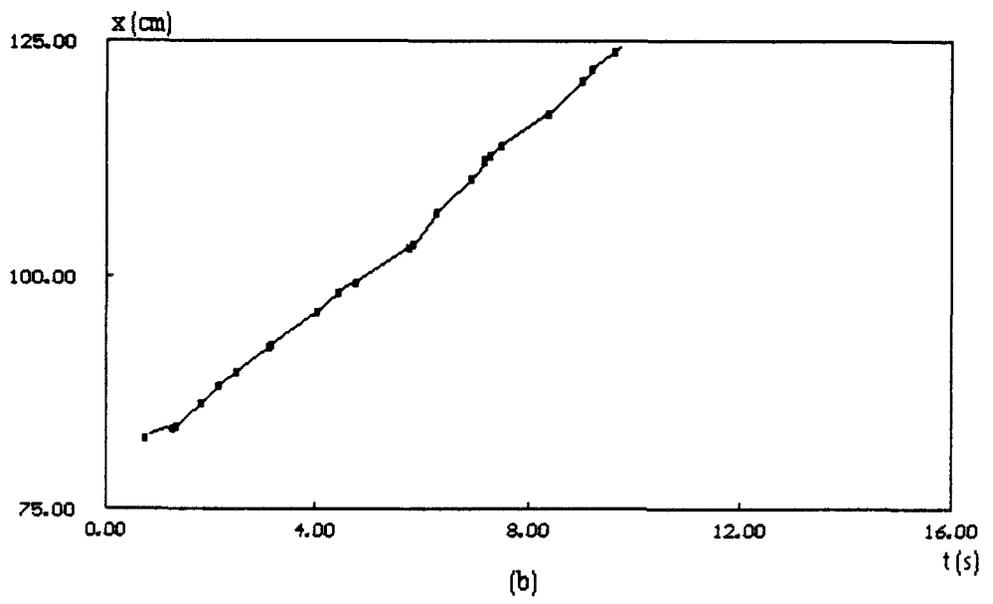
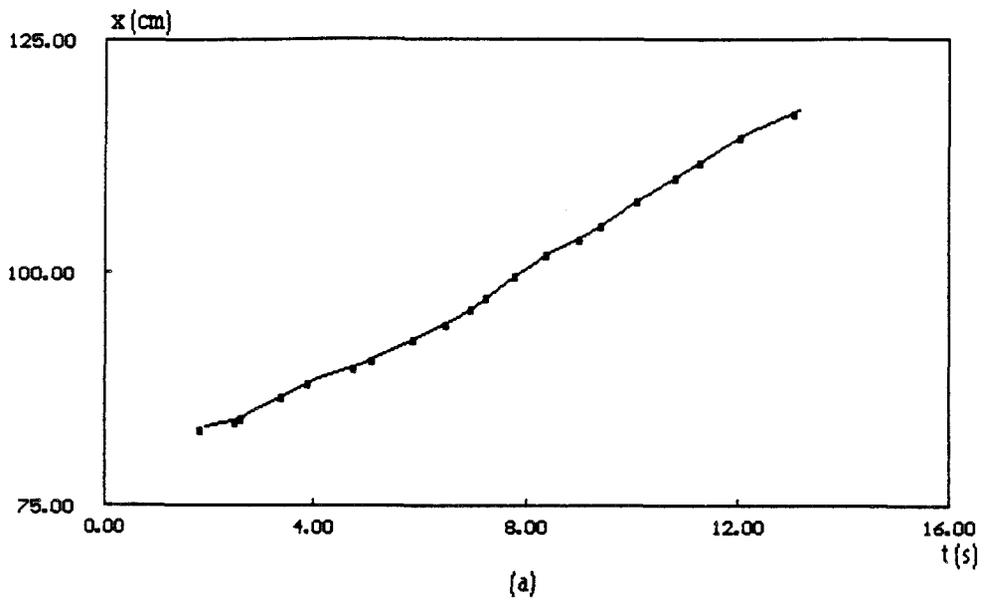
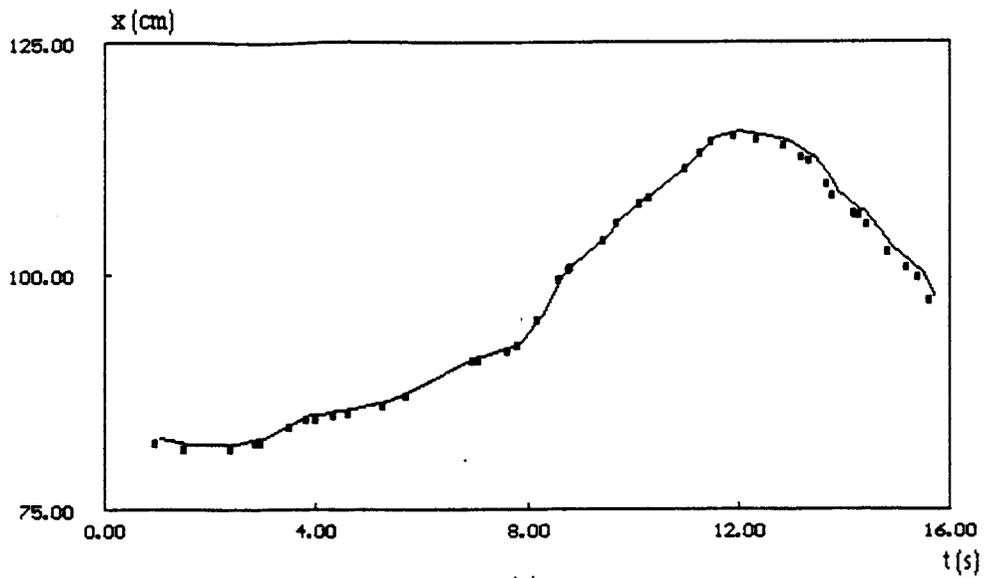
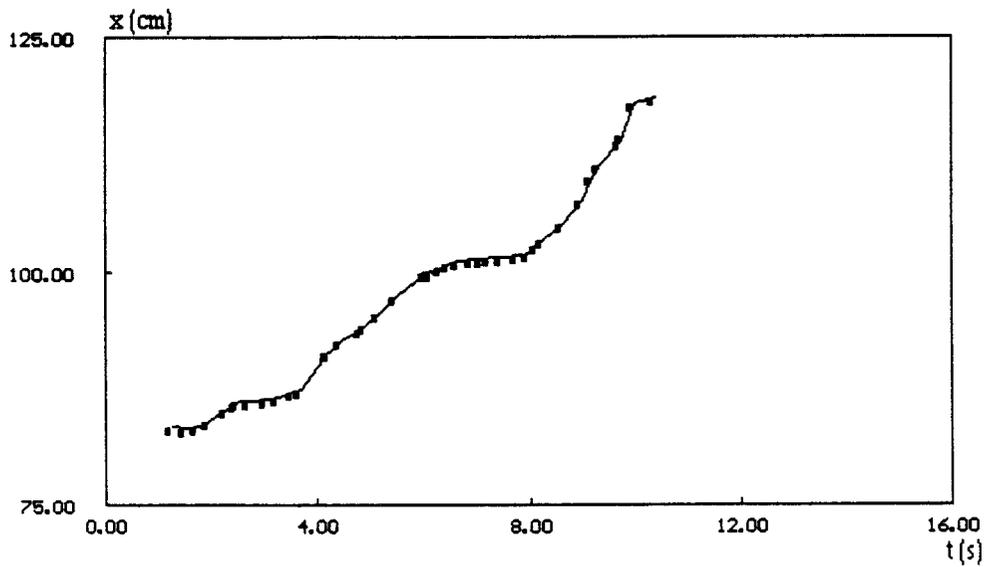


Figure 3.45 : Trajectoires expérimentales retrouvées par la télémétrie absolue à $f=10\text{GHz}$, $2D=20\text{cm}$ a) linéaire, b), c), d).





(c)



(d)

Figure 3.46 :Hodogrammes $x(t)$ obtenus par télémétrie absolue (---●---) pour différents types de trajectoires (Fig. 3.48 a,b,c,d).

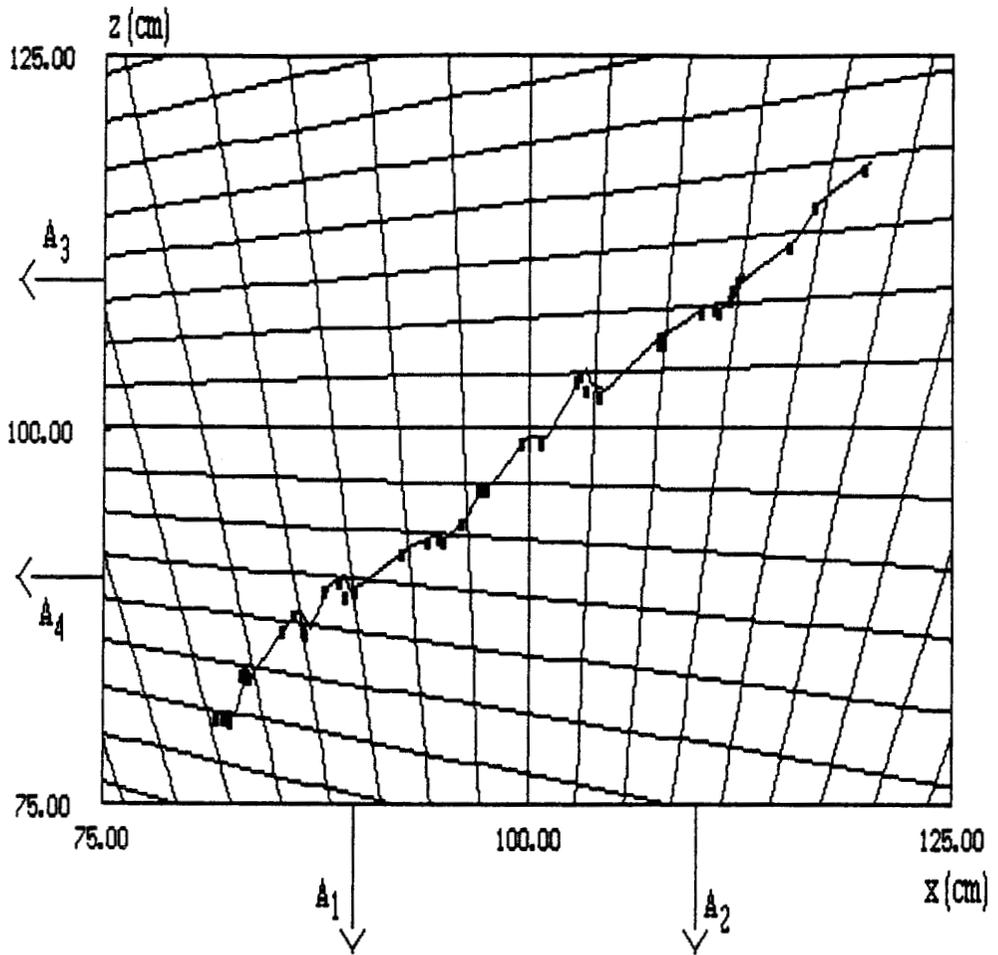


Figure 3.47 : Trajectoire linéaire expérimentale retrouvée par télémétrie absolue dans le cas de signaux fortement perturbés (Fig 3.43).

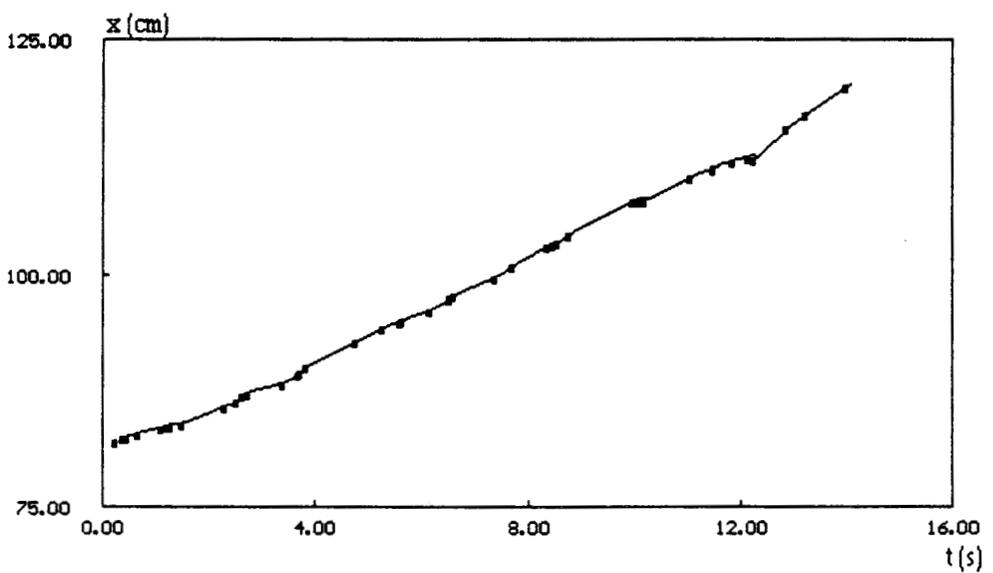


Figure 3.48 :Hodogramme $x(t)$ correspondant à une trajectoire linéaire (Fig 3.47) déduit par télémétrie absolue de signaux fortement perturbés (Fig. 3.43).

3.3.5.2 Environnement fortement réfléchissant

En exploitant les signaux de la figure 3.43, nous avons tenté de calculer les angles φ_x et φ_z pour retrouver la trajectoire réelle. Nous obtenons par conséquent la fonction $z(x)$ représentée figure 3.47, où nous remarquons que malgré les perturbations amenées par les réflexions parasites, nous retrouvons une trajectoire très proche de la trajectoire réelle qui est ici une droite.

Nous présentons par ailleurs (Figure 3.48) l'hodogramme $x(t)$ déduit de la fonction $z(x)$ (Figure 3.47).

3.4 Applications

Ce genre de dispositifs peut intéresser en premier lieu le domaine de la robotique et de la domotique en permettant le suivi d'un objet au cours de son déplacement dans une surface prédéterminée, avec une mise en oeuvre particulièrement simple. On remarque en particulier l'immunité du procédé aux parasites créés par réflexions sur des obstacles.

Un autre domaine d'utilisation de ce système serait l'adressage d'une source. Considérons plusieurs sources situées sur des cellules différentes. L'émission de l'une d'entre elles correspond à un certain code binaire abcd résultant des signaux de sortie. Le cas développé ici, utilisant des récepteurs traitant les parties réelle ($\varphi=0$) et imaginaire ($\varphi=\pi/2$) de la fonction de corrélation et donc basé sur l'exploitation d'un nombre de quatre bits abcd est capable de distinguer une entre seize sources.

3.5 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre un moyen original de localisation à deux dimensions (2d) d'une source micro-onde en mouvement, en termes de son positionnement sur une surface prédéterminée que l'on a découpé en cellules élémentaires.

Le procédé utilise une propriété des interféromètres qui veut que le lieu des points de l'espace pour lesquelles la différence de temps d'arrivée (TDOA) est une constante, sont des hyperboloïdes de révolution dont les foyers sont la position des antennes réceptrices. Ramenés dans un plan, ces hyperboloïdes deviennent des hyperboles.

Comparée à celles menées jusqu'ici dans notre équipe, l'originalité de cette étude consiste en l'utilisation simultanée des parties réelle et imaginaire d'un signal interférométrique complexe fourni par un corrélateur vectoriel.

Nous avons mené à bien cette phase de faisabilité de la télémétrie cellulaire et démontré le caractère robuste du procédé qui ne souffre pratiquement pas de la présence de réflexions parasites. Il est à noter que certains autres procédés basés sur l'utilisation de corrélateurs micro-ondes, telle la mesure de niveau [20] fonctionnant eux aussi en régime monochromatique avaient été montrés très perturbés par des réflexions parasites, au point que l'utilisation d'un signal aléatoire avait dû être envisagé [21]. Or la télémétrie cellulaire est très peu sensible à de tels parasites.

L'accès à d'autres informations telle la vitesse ou la position absolue sont également possibles dans des conditions de réflexions parasites normales (présence de cloisons, d'objets divers,.....etc).

En ce qui concerne les dispositifs que nous avons réalisés, le corrélateur vectoriel semble une solution attrayante qui intéressera certainement le développeur du procédé. Des améliorations sont attendues en ce qui concerne les éléments rayonnants tant à l'émission (diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan d'observation) qu'à la réception (diagramme de rayonnement large dans le plan H et étroit dans le plan E), la détection quadratique lorsque l'appairage n'est pas réalisé (utilisation éventuelle d'un contrôle automatique du gain) et les coupleurs. Une manière de résoudre les problèmes du circuit qui dégradent la précision du système, surtout pour le calcul de la loi horaire, consisterait à réaliser le corrélateur complexe en technologie MMIC.

Bibliographie Chapitre 3

- [1] J.A PIERCE
"An Introduction to Loran"
IEEE AES Magazine, pp. 16, October 1990.

- [2] P.C CHESTNUT
"Emitter Location Accuracy sing TDOA and Differential Doppler"
IEEE, Transactions on A.E.S Vol. 18 n° 2 pp 214-218 March 1982.

- [3] D. MUNIER
"Navigation et Positionnement par Satellite : les Différents Systèmes"
T.L.E, J n° 510, pp 42-47, Janvier 1986.

- [4] R.L. FRANK
"Current Developments in Loran-C"
Proceedings of the IEEE Vol. 71, n° 10, pp 1127-1137 October 1983.

- [5] A. BENLARBI, D. MATTON, Y. LEROY
"Cellular Telemetry by Microwaves"
Electronics Letters, 14th, Vol.27, N°6, pp 509-510, March 1991.

- [6] H. JASIK
"Fundamentals of Antennas"
Antenna Engineering Handbook, chapitre 2
H. Jasik Editor Mc Graw Hill Book Company.

- [7] B. MILLER
"Curve Fitting Made Easy"
RF Design, Engineering principles and practices, pp 27-32, June 1990.

- [8] K. M LUK, W.Y TAM
"Patch antennas on a spherical body"
IEE Proceedings H, Vol. 138, pp 103-108, february 1991.

- [9] R. E. MUNSON

- "Conformal Microstrip Antennas"
Microwave Journal, pp 91-109, March 1988.
- [10] A. SAFRIOUI
"Etude et réalisation d'antennes plaquées. Application : Réalisation d'un Cinémomètre Doppler intégré"
Thèse de l'Université, Lille décembre 1986.
- [11] R. E MUNSON
"Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Array"
I.E.E.E Transactions on A.P., pp74-78, January 1974.
- [12] D. MATTON, J.C. VAN DE VELDE, Y. LEROY, A. LEBORGNE
"Conception d'un capteur télémétrique à corrélation en structure plaquée"
J.N.M Nice, pp 344-346, 1987.
- [13] J. E. STORER
"The Radiation Pattern of an Antenna over a Circular Ground Screen"
J. Appl. Phys. 22, 1058, pp 588-593, 1951.
- [14] A. LEITNER, R. D. SPENCE
"Effect of a Circular Ground Plane on Antenna Radiation"
J. Appl. Phys. 21, pp 1001-1006, October 1950.
- [15] J. C. T. TAI
"Characteristics of Linear Antenna Elements": Chapitre 3
Antenna Engineering Handbook Chap 2.
H Jasick Editor Mc Graw Hill Book Company.
- [16] P.A. ROLLAND, N. HAESE, M. BENLAMLIH
"Nouvelles Structures Planaires Quasi Optiques pour Circuits Intégrés Millimétriques"
J.N.M. Grenoble, pp93-94, Mars 1991.
- [17] Wolff
"Antenna Analysis"
New York, Wiley, 1966.

[18] T. LASRI

"Conception et Expérimentation d'un Capteur Micro-onde Destiné à la Mesure d'Humidité"

Thèse d'Université Lille, février 1992.

[19] P. VANGELUWE

"Conception et Réalisation d'un Nouveau Type de Capteur destiné à la Mesure de Niveau".

DEA en Electronique, Lille, Juillet 1991.

[20] D. MATTON

"Principe de Faisabilité de Nouveaux Capteurs Interférométriques Micro-Ondes"

Thèse d'Université Lille, janvier 1989.

[21] Ph. BOYER

Thèse à paraître.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Ce mémoire est consacré à l'étude des potentialités d'un capteur micro-onde exploitant le principe de la corrélation, et fonctionnant en mode coopératif. Les applications considérées sont essentiellement :

- la détermination de la loi horaire algébrique d'un mobile en déplacement sur une trajectoire linéaire,
- le positionnement d'une source à l'intérieur d'une surface prédéfinie (Téléométrie Cellulaire).

Le premier chapitre rappelle les principes de la méthode et les modes de réalisation d'un corrélateur complexe. Il analyse les facteurs qui définissent les limites de la surface sur laquelle la présence et le déplacement d'un émetteur sont décelables à l'aide d'un récepteur à corrélation. Cette définition est appliquée quantitativement au système expérimental.

Le deuxième chapitre traite de la loi horaire d'un mobile. Des essais sont réalisés à 10 et 35 GHz pour des distances comprises entre 1 et 10 mètres; les portions de trajectoire observées ont des longueurs comprises entre 60 cm et quelques mètres. Nous montrons comment on peut aussi un interféromètre, pour arriver au même résultat ce qui, simplifie la structure du récepteur. Nous montrons aussi comment l'utilisation d'un corrélateur complexe permet de déterminer une loi horaire algébrique c'est à dire de connaître le sens de déplacement. Dans l'ensemble, la précision sur les vitesses mesurées est de l'ordre de 2%.

L'utilisation d'un récepteur à corrélation est également à l'origine d'une méthode de détermination du centre de phase que nous appliquons à nos antennes, ce qui permet d'accéder à une meilleure connaissance des distances émetteur-récepteur.

Le troisième chapitre définit un procédé original de localisation à deux dimensions dénommé Téléométrie Cellulaire. Issu dans son principe de procédés de

localisation DECCA et LORAN-C utilisés pour des distances beaucoup plus importantes et opérant en basse fréquence, la Télémétrie Cellulaire est basée sur l'observation d'une source omnidirectionnelle par deux récepteurs à corrélation. Un système réalisé et expérimenté, comporte notamment un corrélateur complexe en technologie microruban. Dans une première étape, le signe des parties réelle et imaginaire des produits de corrélation définissent un nombre binaire de quatre bits qui donnent l'adresse de la cellule occupée par la source. Dans le cas expérimental, la surface sous investigation est de l'ordre du mètre carré et les cellules élémentaires voisines de 10cm².

Ce travail constitue une étape dans la définition de procédés de télémétrie et de positionnement destiné à des applications en robotique et domotique. La plupart des essais, réalisés en laboratoire, concernent des distances et des surfaces réduites, de l'ordre de un à quelques mètres, mais qui peuvent facilement être accrues. La notion de surface sous investigation qui a été définie, énonce en particuliers les critères de choix des conditions correspondantes. Une extension des possibilités de ces procédés devrait être ainsi trouvée par un choix approprié de fréquence et puissance de travail ainsi que des caractéristiques des antennes. La poursuite de ce genre d'étude devrait concerner des problèmes de positionnement à trois dimensions.

ANNEXE

Annexe : origines du bruit de fond

Les origines du bruit de fond peuvent se diviser en deux groupes: les bruits extérieurs au récepteur et les bruits propres du récepteur.

Parmi les bruits extérieurs, on peut citer les parasites atmosphériques (orage), les parasites industriels induits par l'activité humaine et les parasites cosmiques dûs essentiellement au Soleil mais aussi aux étoiles. Ce dernier bruit est capté par les antennes et est à la base de la radio-astronomie.

Les bruits propres au récepteur sont ceux qui existent en l'absence de signal et ce sont eux qui limitent pratiquement la portée des transmissions en hyperfréquences. Ils sont classés en trois catégories: le bruit thermique, le bruit de grenaille ou bruit shot et le bruit de scintillation ou bruit en $1/f$.

Sans entrer dans les détails de chaque catégorie, nous passons en revue les différentes contributions du bruit qui limitent la portée de notre application.

a) Bruit capté par les antennes

Le bruit capté par l'antenne est d'origine thermodynamique et s'exprime par la relation de Planck.

$$N = kT\Delta F \quad (1)$$

avec N : puissance de bruit

k : constante de Boltzmann

T : température absolue à l'ambiante 300°K

ΔF : bande passante des antennes

Les applications des systèmes interférométriques coopératifs ne nécessitent qu'une très faible bande passante (<200MHz), aussi la contribution du bruit thermodynamique reste négligeable, d'autant plus que les niveaux de puissance du bruit restent très inférieurs au TSS des diodes de détection sauf si celles-ci sont précédées d'amplificateurs hyperfréquences à grand gain.

b) Bruit de la détection

Le bruit de la diode de détection est exprimé au travers sa sensibilité tangentielle ou TSS. Celle-ci s'exprime de deux manières suivant que la diode est polarisée ou non. On peut alors écrire ces TSS exprimées en dBm.

$$\text{TSS}(I_{\text{pol}} \neq 0) = -107 + 5 \log B_v + 10 \log I_{\text{pol}} + 5 \log \left[R_a + \frac{28}{I_{\text{pol}}} \left(1 + \frac{f_N}{B_v} \ln \left[\frac{B_v}{f_L} \right] \right) \right] + 10 \log \left[1 + \frac{R_s C_j^2 f^2}{I_{\text{pol}}} \right] \quad (2)$$

$$\text{TSS}(I_{\text{pol}} = 0) = 10 \log \left[0.157 \left(1 + \frac{R_s Z_u}{X_c^2} \right) \right] \sqrt{\frac{4kTB}{Z_v} \left(1 + \frac{f_N}{2B} \ln \left[1 + \frac{B_v}{f_L} \right] + \frac{R_a}{Z_v} \right)} \quad (3)$$

avec un facteur d'idéalité $n=1.08$

avec B_v : bande vidéo en Hz

I_{pol} : courant de polarisation en μA

f_N : "corner frequency" ou flicker noise en Hz

f_L : fréquence de coupure basse de l'ampli vidéo en Hz

R_s : résistance série de la diode en Ω

C_j : capacité de la jonction à I_{pol} en pF

f : fréquence de travail en GHz

R_a : résistance de bruit équivalente de l'ampli en $k\Omega$

Z_u : résistance de la jonction en l'absence de polarisation en Ω

X_e : réactance de la jonction en Ω

Si on considère les relations (2) et (3) comme étant le TSS thermodynamique (-107dBm) affecté des dégradations inhérentes à la diode (R_s , C_j , f_N) et à la charge de la diode (B_v , f_L , R_a), on remarque qu'il existe un courant de polarisation optimal qui rend le TSS maximal, que la bande vidéo doit être juste assez large pour couvrir le signal et ne pas affecter son spectre. Mis à part ces paramètres à optimiser, on se rend compte qu'il faut diminuer la valeur des trois paramètres importants liés à la structure de la diode qui sont f_N , R_s et C_j ainsi que la valeur de R_a .

R_s et C_j qui représentent la résistance série et la capacité de jonction de la diode ont des valeurs connus, nous ne nous attarderons pas davantage sur ces paramètres.

Le troisième facteur essentiel est la fréquence f_N (corner frequency) que nous aborderons plus en détail dans ce qui suit.

"Corner frequency"

Le spectre de bruit d'un composant comporte trois zones :

- une zone dite en $1/f$
- une zone dite plateau ou Johnson noise
- une zone qui correspond au bruit en I^2

La fréquence f_N est définie comme étant le point d'intersection entre la pente -1 correspondant au bruit de scintillation et la pente 0 correspondant au bruit Johnson.

Il est à noter qu'il faut diminuer f_N pour réduire la plage du bruit en $1/f$ et que cette fréquence est plus basse pour les détecteurs à contact Schottky que pour tout autre détecteur à jonction PN ou à pointe. Elle est aussi plus faible pour le silicium que pour

l'AsGa. Néanmoins l'effet de la fréquence f_N devient négligeable lorsque la bande vidéo devient très grande, en outre f_N est une fonction du courant de polarisation



c) Bruit de l'amplificateur basse-fréquence

Celui-ci constitue la charge de la détection; et dégrade la sensibilité tangentielle du détecteur par l'intermédiaire de sa résistance équivalente de bruit R_a qui s'écrit :

$$R_a = \frac{e_n^2}{4kTB} \quad (4)$$

avec e_n : tension de bruit de l'amplificateur.

Un autre aspect qui limite l'observation d'une source dans une surface donnée est apportée par la carte analogique numérique. L'information étant quantifiée sur un mot de n bits, le pas de quantification q qui caractérise la tension minimale prise en compte par la carte d'acquisition s'écrit :

$$q = \frac{V_{\max}}{2^n - 1} \quad (5)$$

avec V_{\max} la tension maximale que l'on code avec n bits.

Pour une carte d'acquisition 12 bits, avec une dynamique [0 - 10V] q est égale à 2.44mV si le gain est unitaire. Le paramètre q peut être assimilé à un niveau de bruit continu qui va dégrader le rapport S/N. Néanmoins ce paramètre peut avoir des valeurs très faibles en utilisant des cartes d'acquisition professionnelles qui ont une résolution de 16 bits ou en augmentant le gain de la carte analogique numérique. Son influence peut être éliminée en utilisant en amont de la carte, un amplificateur logarithmique à grand gain.

Pour notre application nous avons utilisé ce pas de quantification pour éliminer tous les bruits analogiques dont la somme est inférieure à q .

RESUME GENERAL

Des interféromètres et corrélateurs micro-ondes sont utilisés depuis plusieurs décades en radioastronomie et télédétection. Des procédés de radionavigation et de localisation, tels DECCA, LORAN-C, OMEGA, sont eux aussi relativement anciens et basés sur l'exploitation du retard entre des signaux synchrones qui parcourent des trajets différents.

Nous présentons deux nouveaux types de capteurs télémétriques opérant en micro-onde, destinés à des applications robotiques et domotiques, qui réutilisent les mêmes principes pour des distances émetteur-récepteur de l'ordre de quelques mètres. Ils sont basés sur le traitement du signal fourni par un ou plusieurs corrélateurs complexes sensibles à l'émission d'une source monochromatique et omnidirectionnelle fixée à l'objet à localiser.

Un premier système détermine la loi horaire algébrique d'un mobile en déplacement sur une trajectoire linéaire, avec une erreur inférieure à quelques pour-cents.

Un deuxième système, dénommé Télémétrie Cellulaire, permet de localiser et de suivre la source à l'intérieur d'une surface prédéfinie, avec une précision de quelques centimètres soit par un procédé binaire en termes de cellules, soit par un traitement analogique.

MOTS CLEFS : Interférométrie micro-onde - Microwave interferometry



Télémétrie cellulaire	- Cellular telemetry
Capteur de positionnement	- Positioning sensor
Circuit microruban	- Microstrip circuit
Chemins multiples	- Multipaths
Réflexions parasites	- Clutter