

N° d'ordre : 315

50376  
1989  
53

50376  
1989  
53



présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE FLANDRES ARTOIS

pour obtenir le titre de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITE**

**Spécialité : ELECTRONIQUE**

par

**Dany MATTON**

Maître ès Sciences

**PRINCIPE ET FAISABILITE  
DE NOUVEAUX CAPTEURS INTERFEROMETRIQUES  
MICRO-ONDES**

**Soutenue le 27 Janvier 1989 devant la Commission d'Examen**



**Membres du Jury :**

M.	G. SALMER	Président
M.	Y. LEROY	Directeur de thèse
M.	D. ESTEVE	Rapporteur
M.	P.A. ROLLAND	Rapporteur
M.	J. VINDEVOGHEL	Examineur
M.	P. RABETTE	Examineur
M.	A. LEBORGNE	Examineur

**"L'expérience ne trompe jamais,  
c'est votre jugement seul qui s'égare  
en se promettant des résultats  
qui ne découlent pas directement  
de votre expérimentation".**

**Léonard De Vinci (vers 1510)**

Ce travail a été effectué au Centre Hyperfréquences et Semi-conducteurs de l'Université des Sciences et Techniques de Lille Flandres Artois dirigé par Monsieur le Professeur G. Salmer qui me fait l'honneur de présider la commission d'examen.

Je remercie Monsieur le Professeur E. Constant pour m'avoir accueilli dans ce laboratoire.

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 D. Estève, Professeur à l'Université de Toulouse, et Monsieur le Professeur P. A. Rolland, Professeur à l'Université de Lille, soient ici remerciés de l'honneur qu'ils me font en jugeant ce travail.

Je remercie Monsieur P. Rabette, Maître de Conférence à l'Université Pierre et Marie Curie, Paris VI ; Chargé d'Affaire A.N.V.A.R. à Paris, pour avoir permis la réalisation de cette étude et pour sa participation à ce jury.

Que Monsieur A. Leborgne, Président Directeur Général de la Société MICRONIC, qui constitue notre partenaire industriel, soit ici remercié pour son aide et les discussions scientifiques que nous avons eues ainsi que pour sa participation à ce jury.

Mes remerciements vont également à Monsieur J. Vindevoghel, Maître de Conférence à l'Université de Lille I, qui participe à ce jury d'examen.

Je ne saurais oublier Monsieur J. C. Van De Velde pour l'aide amicale, constante et efficace qu'il m'a apportée au cours de ces années, qu'il trouve ici l'expression de ma reconnaissance.

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

Je remercie l'ensemble du personnel du Centre Interuniversitaire de Traitement de l'Information de Lille et plus particulièrement Madame Vandaele qui a assuré avec grandes disponibilité, patience et gentillesse, la dactylographie et la mise en page de ce mémoire ; composition réalisée au C.I.T.I., avec le logiciel de traitement de texte MINT ; imprimante P400PS.

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

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

**A mes Parents**

**A mes amies  
A mes amis**

# Table des Matières

<b>1. PRINCIPE DE LA METHODE INTERFEROMETRIQUE DITE "CAPTEUR A CORRELATION"</b>	<b>5</b>
1.1 Introduction	5
1.2 Principe général	5
1.3 Situation "coopérative"	7
1.3.1 Translation de l'émetteur dans le repère Oxyz	8
1.3.1.1 Déplacement selon l'axe Ox à la cote $y=z=0$	8
1.3.1.2 Déplacement selon l'axe Oy à la cote $x=x_0$ et $z=0$	10
1.3.1.3 Déplacement selon l'axe Oz à la cote $x=x_0$ et $y=0$	10
1.3.2 Déplacement angulaire du système récepteur	11
1.3.3 Autres mouvements relatifs émetteur-récepteur	12
1.4 Situation "non coopérative"	13
1.4.1 Objet de forme quelconque	13
1.4.2 Objet de forme particulière	14
1.4.3 Réémetteur passif	15
1.4.4 Interface air-milieu	15
1.4.4.1 Etat de surface	15
1.4.4.2 Nature du milieu rencontré	16
1.5 Situation en transmission	17
1.6 Limitations théoriques	18
1.6.1 Approximation du champ lointain	18
1.6.2 Perturbations extérieures	19
1.6.3 Couplage	20
1.6.4 Effet Doppler	20
1.7 Modes de traitement	20
1.7.1 Méthodes basées sur l'interfrange	20
1.7.2 Analyse spectrale	21
1.7.3 Asservissement	21
1.7.4 Utilisation de plusieurs récepteurs	21
1.8 Conclusion	22
<b>2. MISE EN OEUVRE DU SYSTEME RECEPTEUR</b>	<b>25</b>
2.1 Introduction	25
2.2 Antennes	26
2.2.1 Utilisation de cornets électromagnétiques	26
2.2.2 Etude et réalisation d'antennes plaquées	28
2.2.2.1 Antennes plaquées classiques	28
2.2.2.2 Antenne plaquée alimentée par ouverture de couplage	37
2.2.2.3 Réseau d'antennes alimentées par couplage [23]	41

2.3	Techniques de multiplication des signaux	45
2.3.1	Multiplication par modulation de phase	45
2.3.2	Utilisation d'un mélangeur	46
2.3.3	Multiplication par soustraction des termes quadratiques	47
2.3.4	Multiplication par transistor à effet de champ bigrille	48
2.4	Réalisation du multiplieur par soustraction des termes quadratiques	49
2.4.1	Coupleur 3 dB 90°	49
2.4.1.1	Sous-système	50
2.4.1.2	Coupleur "Branchline" 3dB 90° en structure microruban à 10 GHz	50
2.4.2	Détection quadratique	51
2.4.2.1	Théorie de la détection	51
2.4.2.2	Le détecteur coaxial HP 8473 B	53
2.4.2.3	Détecteur en structure microbande	53
2.4.3	Amplification différentielle	54
2.4.4	Qualification de la multiplication	55
2.4.4.1	Corrélateur en éléments du Commerce	55
2.4.4.2	Corrélateur en structure plaquée	55
2.4.4.3	Simulation des imperfections	56
2.4.5	Conclusion	56
2.5	Description des différents systèmes réalisés	57
2.5.1	Systèmes à 10 GHz	57
2.5.1.1	En éléments du commerce	57
2.5.1.2	Système sur RT/Duroïd 6010.5	57
2.5.1.3	Système sur RT/Duroïd 5870	57
2.5.1.4	Système utilisant 2 substrats différents	57
2.5.2	Système à 2,45 GHz	58
2.6	Conclusion	58
<b>3.</b>	<b>ETUDE DE FAISABILITE DE DIFFERENTES APPLICATIONS DU SYSTEME INTERFEROMETRIQUE</b>	<b>63</b>
3.1	Introduction	63
3.2	Téléométrie ou vélocimétrie	64
3.2.1	Situation et méthodologie	64
3.2.2	Description du banc de mesures	65
3.2.3	Résultats expérimentaux	66
3.2.4	Conclusion	69
3.3	Loi horaire d'un objet sur une trajectoire linéaire	70
3.3.1	Situation et méthodologie	70
3.3.2	Mise en oeuvre	72
3.3.2.1	Banc de mesures	72
3.3.2.2	Traitement de l'interférogramme	73
3.3.3	Résultats expérimentaux	73
3.3.4	Elimination d'offset". Simplification du système"	74

3.3.5	Conclusion	76
3.4	Mesure de hauteur ou de niveau	76
3.4.1	Situation et méthodologie	76
3.4.1.1	Hypothèses	76
3.4.1.2	Expression du signal	77
3.4.1.3	Méthodes de mesure de $h$	78
3.4.2	Etude expérimentale	81
3.4.2.1	Essais à 9,9 GHz	81
3.4.2.2	Essais à 2,45 GHz	84
3.4.3	Solutions visant à s'affranchir des signaux parasites	85
3.4.3.1	Modélisation	86
3.4.3.2	Validation du signal reçu	87
3.4.3.3	Asservissement en phase	88
3.4.4	Conclusion	88
3.5	Conclusion	89

## **INTRODUCTION**



## INTRODUCTION

Les méthodes interférométriques hyperfréquences et radiofréquences sont utilisées :

- en radionavigation, télémétrie et télédétection
  - guidage [1] et repérage angulaire (radar "monopulse" [2], ...).
  - navigation et positionnement par satellite (DECCA [3], ...),
  - repérage des éclairs [4],
  - radar à balayage électronique [5].
  
- en radioastronomie
  - observation d'un astre de faible intensité sur un fond continu par radiométrie par corrélation [6],
  - reconstitution des courbes d'intensité du ciel par antenne synthétique (croix de Mill, ...),
  - radio-interférométrie à très large base [7].

Ces modes d'application concernent la propagation de signaux sur des distances importantes ; à notre connaissance, l'interférométrie n'a que très peu été utilisée pour des applications télémétriques à relativement courte distance, de l'ordre de quelques mètres. Notons que les seules applications des micro-ondes à courte distance concernent les radars Doppler, dont certains sont par ailleurs étudiés au laboratoire [8] et les télémètres à mesure de temps de retard ou de phase ; elles ne reposent pas sur des méthodes interférométriques.

D'autres procédés interférométriques sont étudiés au laboratoire, mais ils sont relatifs à des signaux de bruit (Thermographie Micro-Onde à Corrélation [9]). En ce qui nous concerne, nous n'envisageons que le cas d'interférences entre signaux monochromatiques.

Comme le montre l'exposé qui va suivre, de nouveaux types d'utilisation sont possibles, à partir de l'exploitation des signaux issus d'une même source se propageant dans l'espace avant d'être reçus en deux points.

Dans un premier chapitre, nous considérons comment il est possible d'utiliser ce procédé dans différentes situations et examinons ses limites de validité.

Le deuxième chapitre est consacré à la réalisation du récepteur, d'abord en structure classique, à partir de composants du commerce, puis en technologie hybride. A cette occasion, nous sommes amenés à développer un nouveau type d'antennes.

Le troisième chapitre présente l'étude de faisabilité de trois applications particulières en télémétrie, détermination de loi horaire et mesure de niveau. On y élabore les méthodes de mesure en tenant compte des problèmes rencontrés.

## BIBLIOGRAPHIE INTRODUCTION

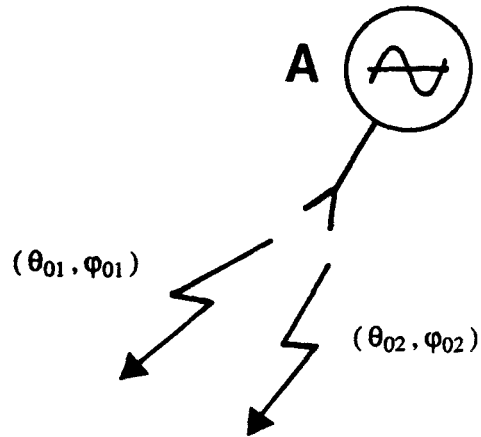
- [1] A.J. LAMBELL, R.P. VINCENT  
"Precision Approach Monitoring and Guidance Using Interferometers Techniques"  
Proceedings of the 7<sup>th</sup> European Microwave Conference, pp. 509-513, 1977, Copenhagen.
- [2] N. KAROUCHE, J.M. LOPEZ  
"A 35 GHz Proximity Microwave Sensor"  
Proceedings of the 15<sup>th</sup> European Microwave Conference, pp. 1011-1016, 1985, Paris.
- [3] D. MUNIER  
"Navigation et Positionnement par Satellite : les Différents Systèmes"  
Toute l'Electronique, n° 510, pp. 42-47, Janvier 1986.
- [4] E. BROOKNER  
"Les Radars à Balayage Electronique"  
Pour la science, n° 90, pp. 48-56, Avril 1985.
- [5] P. RICHARD and G. AUFRAY  
"VHF-UHF Interferometric Measurements, Applications to Lightning Discharge Mapping"  
Radio Science, Vol. 20, Number 2, pp. 171-192, March-April 1985.
- [6] M. RYLE, D.D. VONBERG  
"A New Radio-Interferometer and its Application to the Observation of Weak Radio Stars"  
Proceedings of the Royal Society of London, serie A, Vol. 211, pp. 351-375, 1952.
- [7] A. READHEAD  
"La Radio-interférométrie à Très Longue Base"  
Pour la Science, n° 58, pp. 80-91, Août 1982.
- [8] G. DUMOULIN  
Thèse de Doctorat, Lille, soutenance prévue courant février 1989.
- [9] L. BELLARBI  
"Définition de la Thermographie Micro-Onde par Corrélation"  
Thèse de 3<sup>e</sup> cycle, 1984, Lille.

## **CHAPITRE 1**

### **PRINCIPE DE LA METHODE INTERFEROMETRIQUE DITE "CAPTEUR A CORRELATION"**

## **CHAPITRE 1**

### **PRINCIPE DE LA METHODE INTERFEROMETRIQUE DITE "CAPTEUR A CORRELATION"**

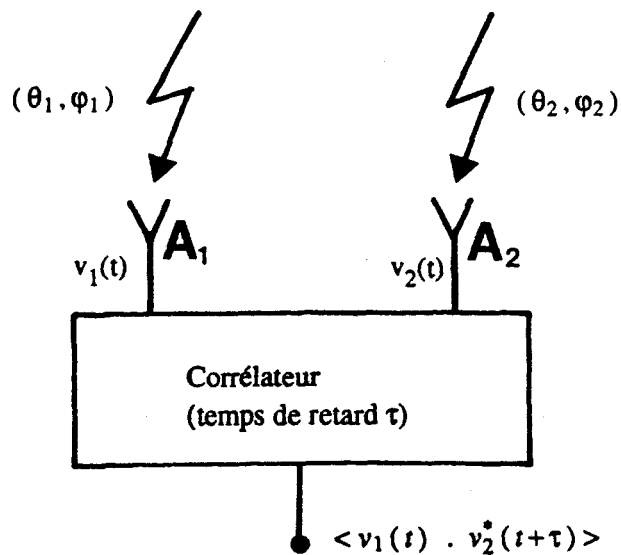


propagation du rayonnement :

- soit directement dans l'air ou le vide
- soit avec réflexion ou diffraction sur son parcours
- soit dans un milieu de permittivité  $\epsilon \neq \epsilon_0$

conséquences :

- atténuations  $k_1$  et  $k_2$
- déphasages  $\Phi_1$  et  $\Phi_2$



**Figure 1.1 :** Synoptique général du principe de la méthode dite "capteur à corrélation".

# Chapitre 1

## PRINCIPE DE LA METHODE INTERFEROMETRIQUE DITE "CAPTEUR A CORRELATION"

### 1.1 Introduction

Le procédé que nous avons développé consiste en une interférométrie opérant à courte distance (quelques mètres), sur un signal monochromatique de longueur d'onde centimétrique ou décimétrique.

Après une présentation générale du principe, nous envisageons d'abord des situations dans lesquelles le milieu de propagation est constitué par l'air ; on y distingue (par analogie aux techniques radar) d'une part une situation pour laquelle la source hyperfréquence est placée sur l'objet sous investigation dénommée "coopérative", et d'autre part une "non coopérative" dans le cas contraire. Nous traitons ensuite les cas de propagation dans un milieu de permittivité différente.

Nous continuons alors par la discussion des limites de validité théoriques de l'approche utilisée dans cette étude. Enfin nous exposons les modes de traitement des signaux recueillis qui permettent d'extraire du phénomène décrit les informations qui font du système un capteur.

### 1.2 Principe général

Considérons la situation présentée figure 1.1 où une source hyperfréquence émet un rayonnement monochromatique. Après un certain parcours, deux antennes captent ces signaux et on effectue alors leur produit après avoir introduit un retard  $\tau$  sur l'un d'entre eux. Ce signal, dont on a éliminé le terme à fréquence double, est appelé produit de corrélation [1].

Ceci met en oeuvre un générateur à la fréquence  $f_0$ , trois antennes (une émettrice A et deux réceptrices  $A_1$  et  $A_2$ ), permettant d'assurer la transition entre la propagation libre et la propagation guidée de l'onde, et un corrélateur de temps de retard  $\tau$ . La propagation du rayonnement se fait, soit directement

dans l'air ou le vide ( $\epsilon_r = 1$ ), soit dans un milieu de permittivité relative  $\epsilon_r$ , le parcours de l'onde pouvant inclure réflexion ou diffraction.

La source donne naissance à une tension :

$$v(t) = V_0 e^{j\omega_0 t} \quad (1-1)$$

qui, par l'intermédiaire de l'antenne A, crée dans l'espace un champ électromagnétique polarisé linéairement. Ce champ est ensuite recueilli par les antennes  $A_1$  et  $A_2$  qui ont la même polarisation que l'antenne A. Considérant que l'on opère strictement en régime de champ lointain, on obtient alors en sortie des antennes  $A_1$  et  $A_2$  les tensions respectives  $v_1(t)$  et  $v_2(t)$ :

$$v_1(t) = K_1 V_0 \tilde{G}_0(\theta_{01}, \varphi_{01}) \tilde{G}_1(\theta_1, \varphi_1) e^{j(\omega_0 t + \Phi_1)} \quad (1-2)$$

et

$$v_2(t) = K_2 V_0 \tilde{G}_0(\theta_{02}, \varphi_{02}) \tilde{G}_2(\theta_2, \varphi_2) e^{j(\omega_0 t + \Phi_2)} \quad (1-3)$$

- $K_i$  représente l'affaiblissement du signal entre les antennes A et  $A_i$  qui est dû :
  - à l'atténuation de propagation (loi en  $1/r$ ),
  - aux pertes liées à la nature du milieu traversé (dans le cas général, il peut avoir une permittivité complexe  $\tilde{\epsilon} = \epsilon' - j\epsilon''$ ),
  - aux effets de réflexion ou de diffraction liés avec objets rencontrés sur le trajet du rayonnement,
- $\tilde{G}_i(\theta_i, \varphi_i)$  et  $\tilde{G}_0(\theta_{0i}, \varphi_{0i})$ ,  $i \in \{1,2\}$ , prennent en compte les caractéristiques de rayonnement de chacune des antennes dans une direction repérée par un angle de gisement  $\varphi$  (azimuth) et un angle de site  $\theta$  (élévation). Ces grandeurs  $\tilde{G}_i$  et  $\tilde{G}_0$  ont des lois de variations complexes dans la mesure où les antennes possèdent un diagramme de rayonnement en phase non uniforme,
- $\Phi_i$ ,  $i \in \{1,2\}$ , décrit la variation de phase de l'onde depuis l'antenne émettrice A jusqu'à l'antenne réceptrice  $A_i$ .



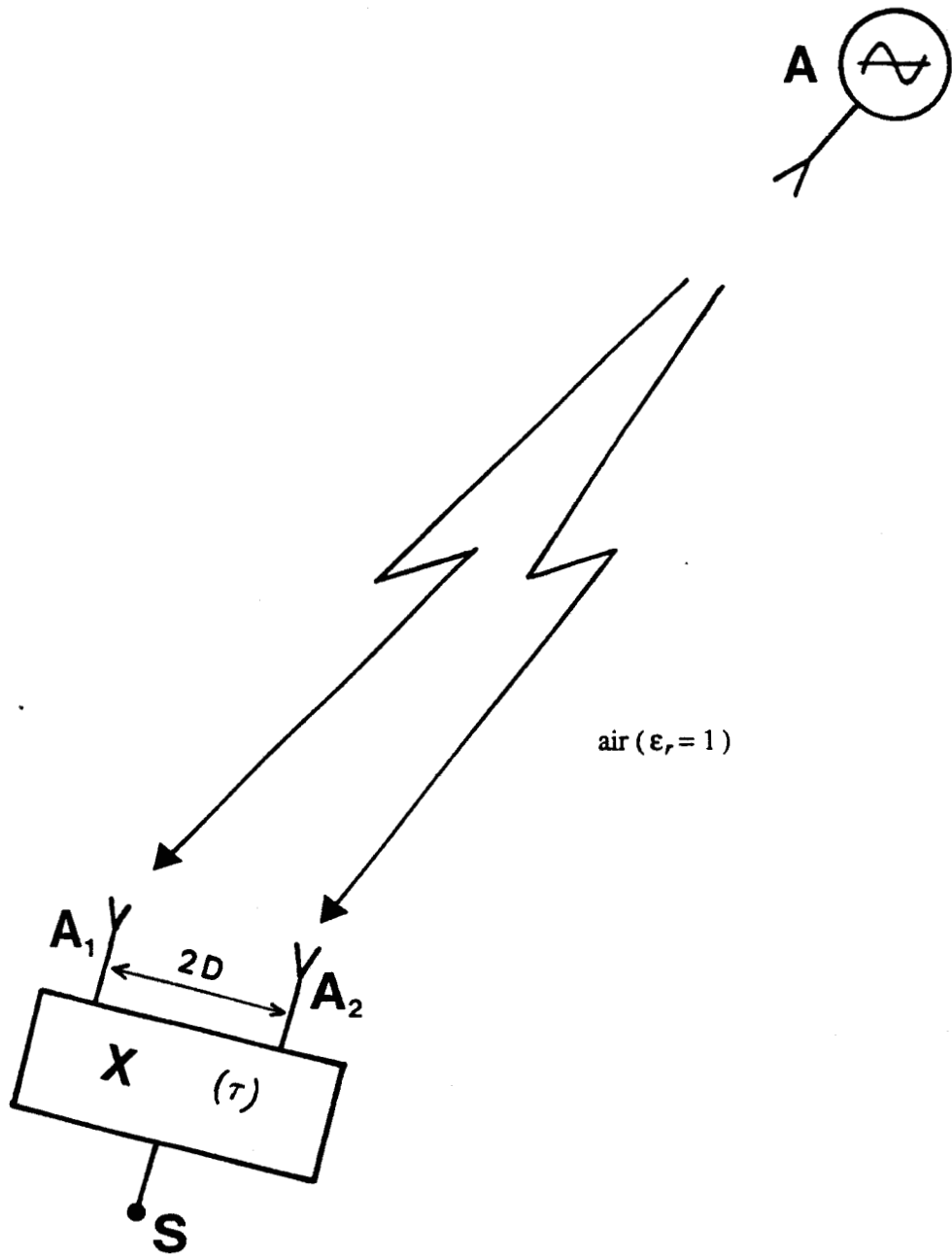


Figure 1.2 : Synoptique de la situation "coopérative".

Ainsi, le corrélateur, de temps de retard  $\tau$ , donne en sortie la grandeur suivante :

$$\langle v_1(t) \cdot v_2^*(t+\tau) \rangle = \tag{1-4}$$

$$K_1 K_2 V_0^2 \tilde{G}_0(\theta_{01}, \varphi_{01}) \tilde{G}_0^*(\theta_{02}, \varphi_{02}) \tilde{G}_1(\theta_1, \varphi_1) \tilde{G}_2^*(\theta_2, \varphi_2) e^{j(\Phi_1 - \Phi_2 - \omega_0 \tau)}$$

Cette grandeur dépend à la fois, de la position de la source et de la nature du milieu traversé, qui influencent tous deux les grandeurs  $K_1, K_2$ , les différents angles  $\theta$  et  $\varphi$ , les phases  $\Phi_1$  et  $\Phi_2$ , et du temps de retard  $\tau$ .

Dans la mesure où les phases introduites par les antennes sont négligeables, nous observerons alors un signal qui variera principalement en  $\cos(\Phi_1 - \Phi_2 - \omega_0 \tau)$ . Notons que les méthodes qui vont suivre sont surtout basées sur l'exploitation de cette quantité. Il est à signaler que ces considérations connaissent certaines limitations qui seront abordées ultérieurement.

### 1.3 Situation "coopérative"

C'est ainsi que nous avons dénommé le cas où la propagation se fait dans l'air, directement entre l'émetteur et le récepteur (Fig. 1.2). Dans ce cas, les termes  $K_1$  et  $K_2$  sont directement proportionnels à l'inverse de la distance entre antennes émettrice et réceptrices. Le signal observé  $S$  ne dépend ainsi que de la position relative de l'émetteur et du récepteur. La distance séparant les deux antennes réceptrices est appelée 2D.

Nous définissons figure 1.3 les référentiels utilisés lors de l'analyse des différentes situations. L'émetteur est référencé dans le repère cartésien  $Oxyz$ . Le récepteur peut tourner autour du point  $C$ , milieu du segment joignant les centres des deux antennes réceptrices. Le point  $C$  est situé sur l'axe  $Oy$  du repère précédent à une cote  $(-h)$ . La position angulaire du récepteur est définie par les angles  $\theta_c$  et  $\varphi_c$ .

Le mouvement relatif de ces deux éléments va donc être étudié d'une part pour une translation de l'émetteur dans le repère  $Oxyz$ , et d'autre part pour une rotation du récepteur autour du point  $C$ .

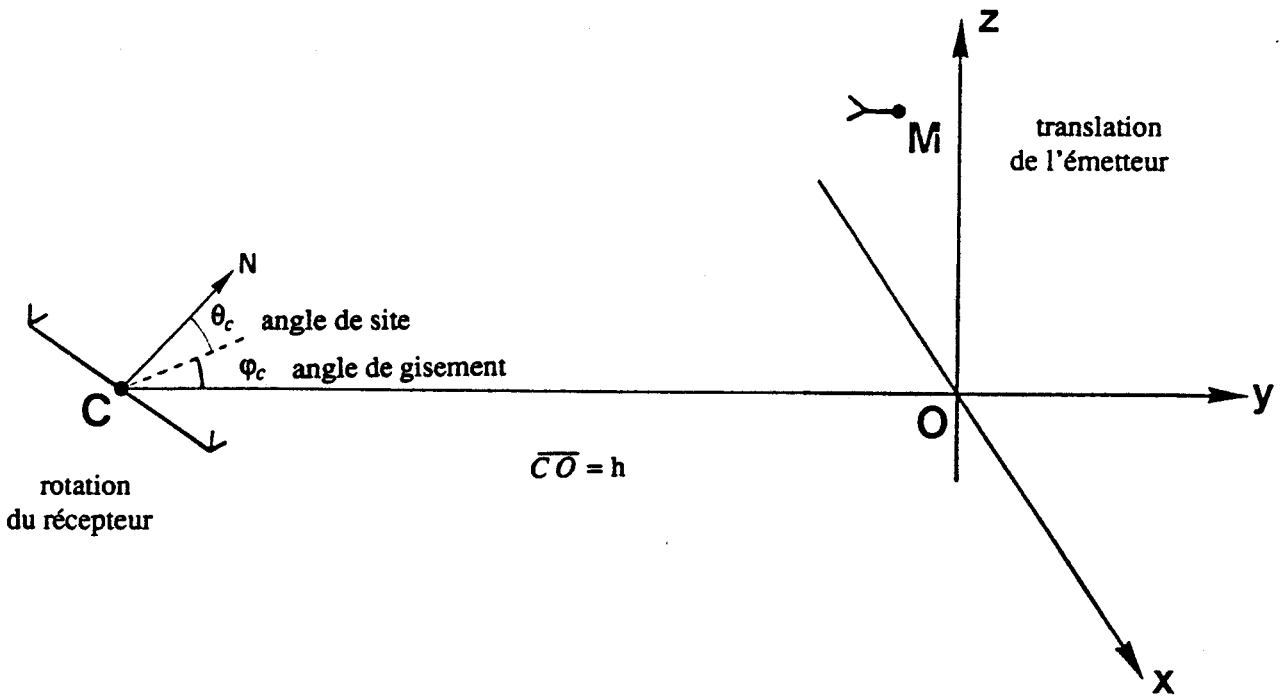


Figure 1.3 : Référentiels relatifs à l'émetteur et au système de réception.

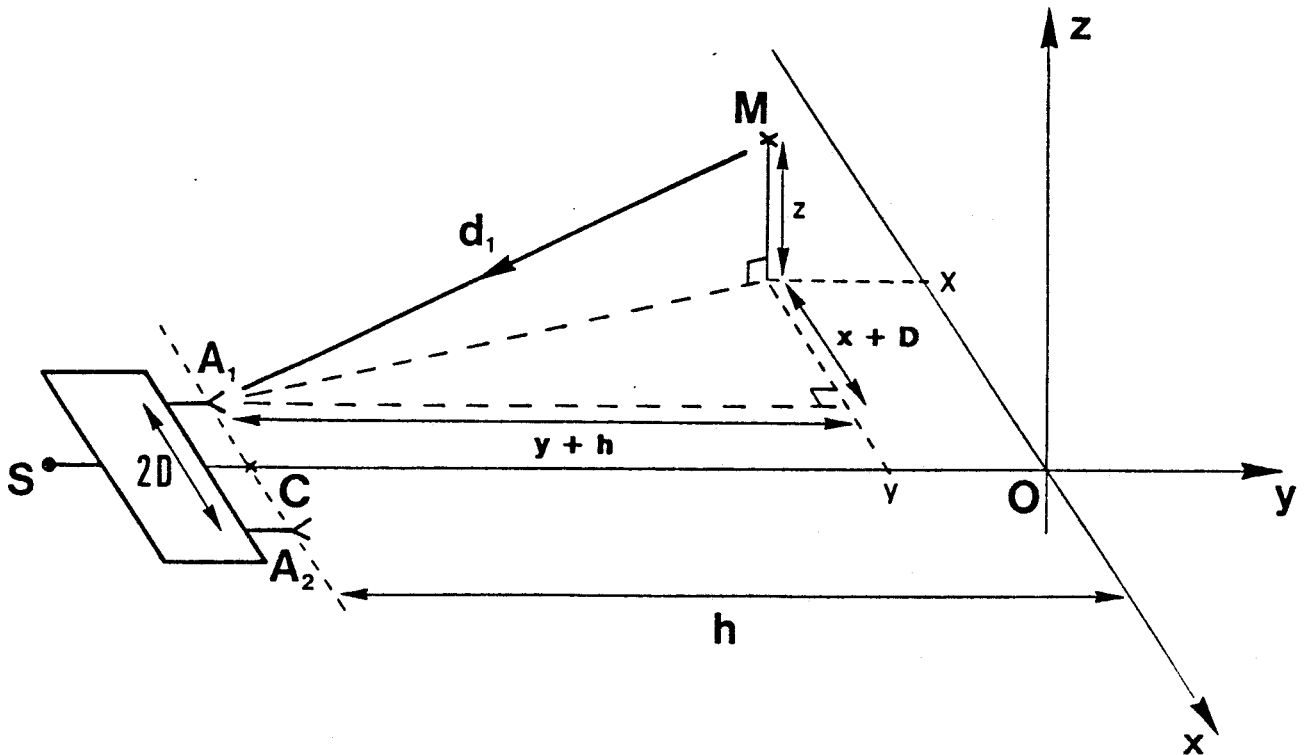


Figure 1.4 : Translation de l'émetteur, figuré par le point M, dans le repère Oxyz.

### 1.3.1 Translation de l'émetteur dans le repère 0xyz

Dans ce cas, nous assignons au récepteur la position  $\theta_c = \varphi_c = 0$  et nous examinons comment le signal dépend des coordonnées  $x$ ,  $y$  et  $z$  du point M où se situe l'émetteur.

La figure 1.4 montre que :

$$d_1^2 = (x+D)^2 + (y+h)^2 + z^2 \quad (1-5)$$

et symétriquement

$$d_2^2 = (x-D)^2 + (y+h)^2 + z^2 \quad (1-6)$$

Le signal observé, dans l'hypothèse de l'absence de termes de phase introduits par les antennes, s'écrit :

$$S = K_1 K_2 V_0^2 G \cos \left( \frac{2\pi}{\lambda_0} (d_1 - d_2) + \omega_0 \tau \right) \quad (1-7)$$

où  $G = G_0(\theta_{01}, \varphi_{01}) G_0(\theta_{02}, \varphi_{02}) G_1(\theta_1, \varphi_1) G_2(\theta_2, \varphi_2)$  est donc une grandeur réelle.

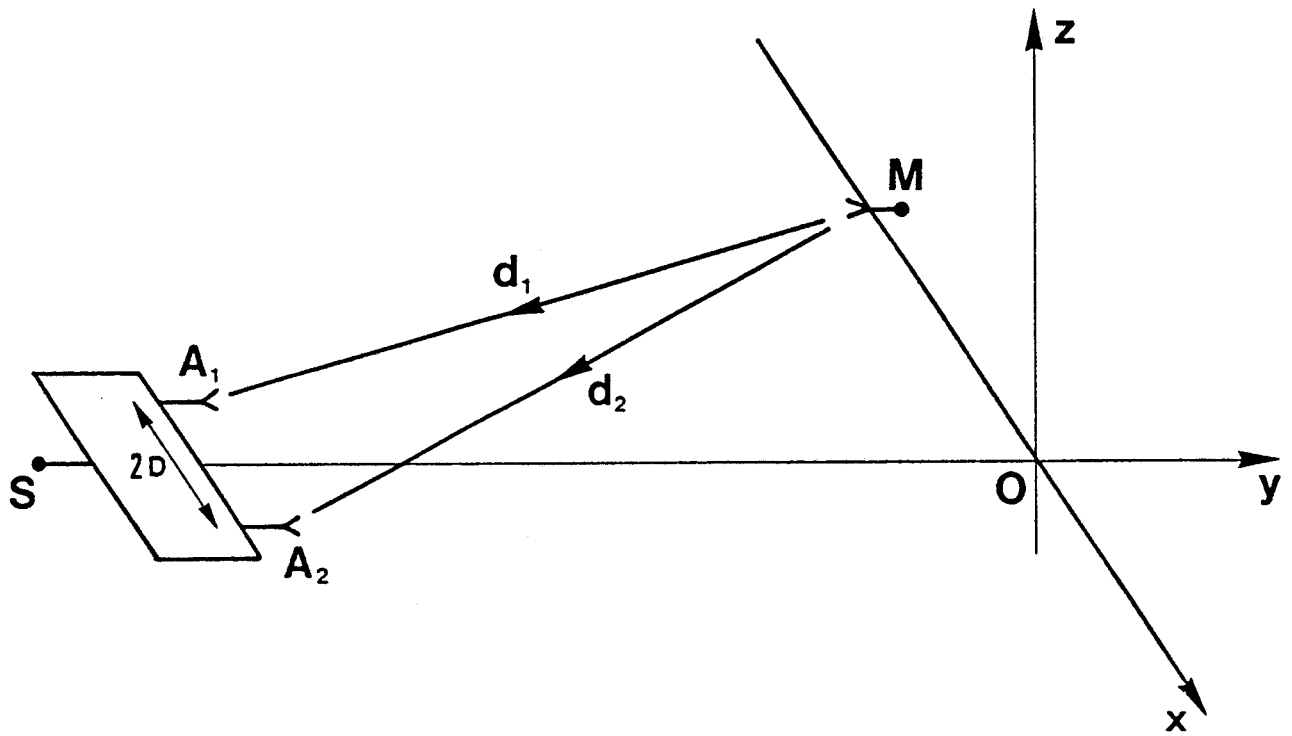
La différence  $(d_1 - d_2)$  dépend des coordonnées du point M et de l'écartement  $2D$  entre les antennes réceptrices.

Examinons des mouvements du point M correspondant à la variation d'un seul paramètre géométrique.

#### 1.3.1.1 Déplacement selon l'axe 0x à la cote $y=z=0$

La figure 1.5 nous permet alors d'écrire :

$$d_1 - d_2 = \sqrt{(x+D)^2 + h^2} - \sqrt{(x-D)^2 + h^2} \quad (1-8)$$



**Figure 1.5 :** Situation de déplacement selon l'axe  $Ox$  à la cote  $y = z = 0$ .

soit dans l'approximation paraxiale :

$$d_1 - d_2 \# \frac{2Dx}{h} - \frac{xD(x^2 + D^2)}{h^3} \# \frac{2Dx}{h} \quad (1-9)$$

On obtient alors un signal S :

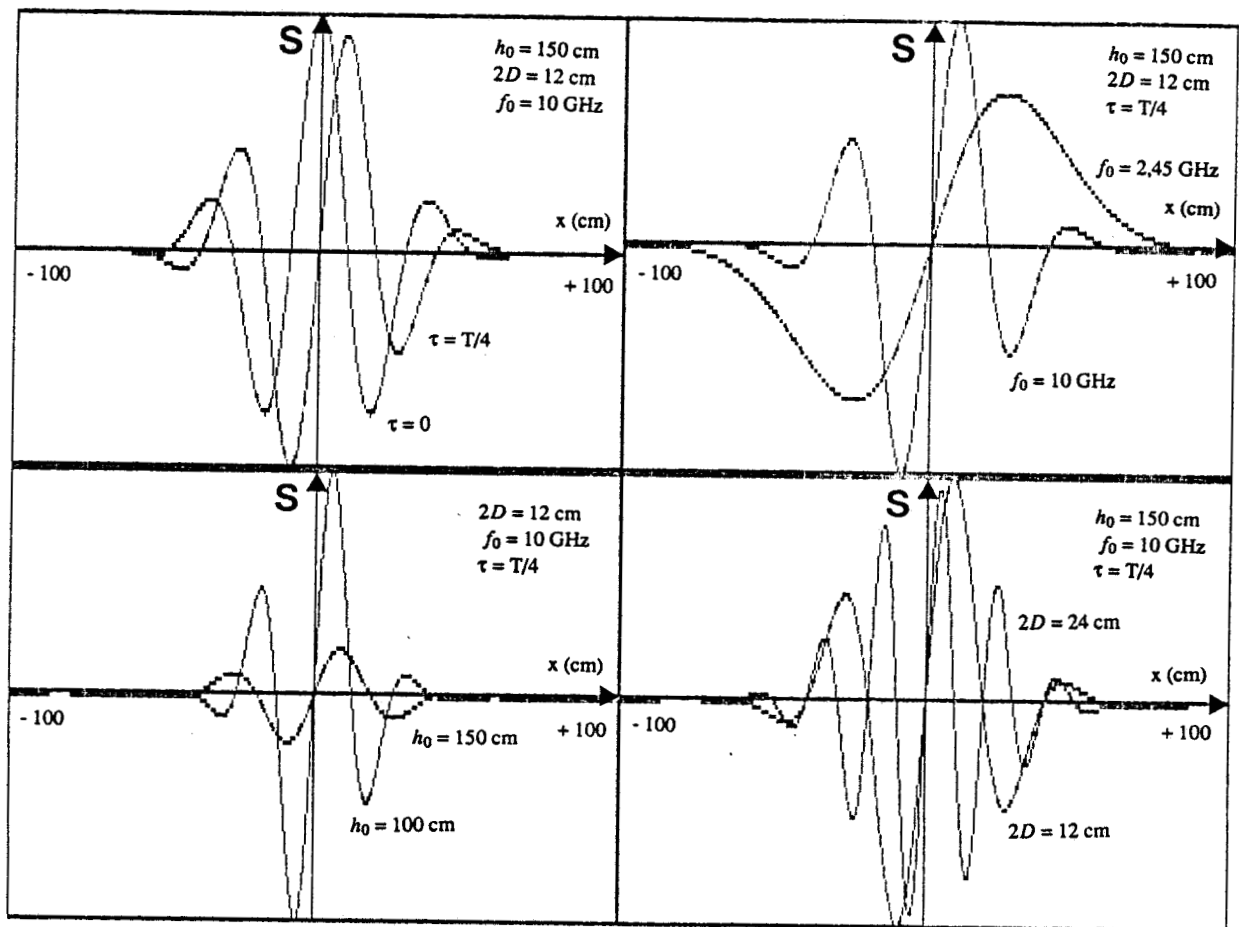
$$S(x) = \frac{V_0^2 G}{d_1 d_2} \cos \left[ \frac{2\pi}{\lambda_0} \left( \sqrt{(x+D)^2 + h^2} - \sqrt{(x-D)^2 + h^2} \right) + \omega_0 \tau \right] \quad (1-10)$$

Ce signal est représenté figure 1.6 pour différentes valeurs de D,  $\tau$ , h et  $\lambda_0 = c/f_0$ , pour des antennes dont le diagramme de rayonnement est connu. Nos premières expériences utilisent des cornets pyramidaux qui sont des antennes de directivité moyenne (angle d'ouverture à -3 dB d'une trentaine de degrés). Ces caractéristiques conviennent tout à fait à notre application pour laquelle les diagrammes de rayonnement des antennes réceptrices doivent couvrir tous deux le même volume d'investigation.

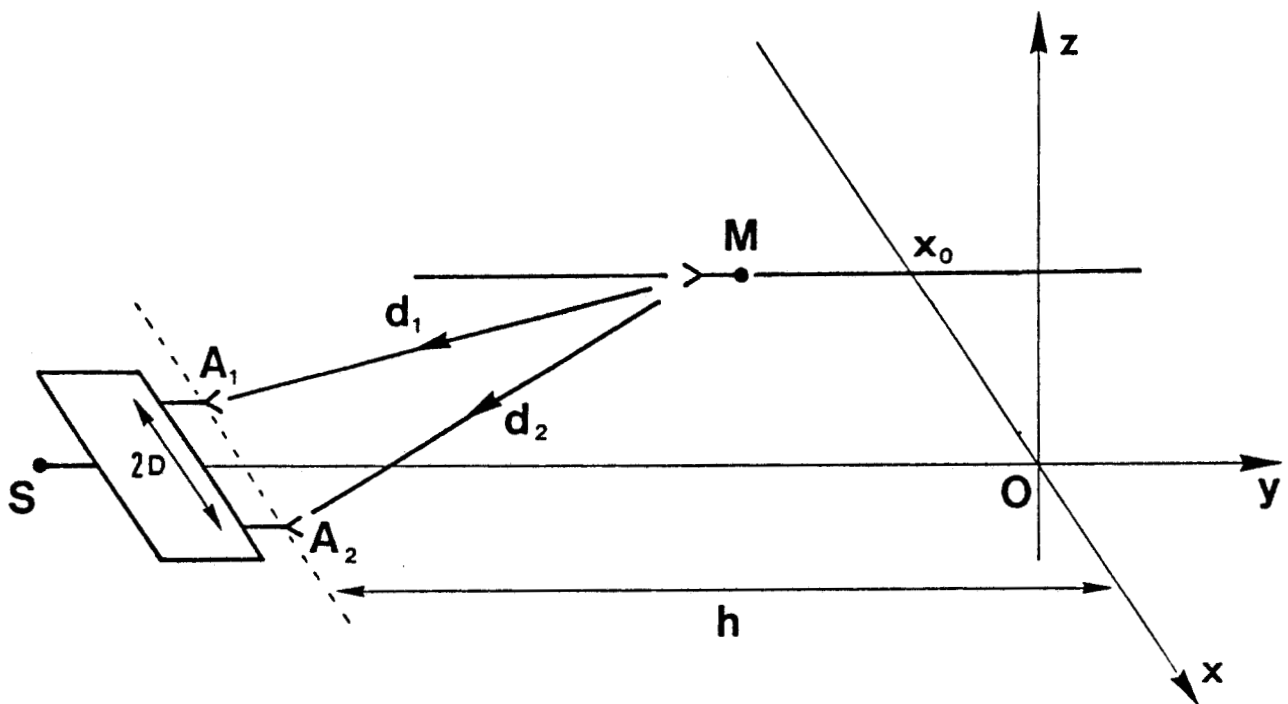
Nous pouvons faire quelques remarques sur ces courbes, qui sont sensiblement des sinusoides amorties.

- Pour  $\tau = 0$  ou  $T/4$ , on observe respectivement un maximum ou un zéro pour  $x=0$ .
- l'enveloppe de la figure d'interférence est conditionnée par le diagramme de rayonnement des antennes et l'amortissement de propagation en  $1/d_1 d_2$ .
- le nombre de franges observées augmente avec D et diminue avec h et  $\lambda_0$ .

Par ailleurs, la translation de la source selon un axe toujours parallèle à Ox mais à une cote  $y=y_0 \neq 0$  et  $z=z_0 \neq 0$  revient uniquement à remplacer h par  $h' = \sqrt{(h + y_0)^2 + z_0^2}$  dans les expressions de  $d_1$  et  $d_2$  et ne modifie en rien l'aspect général de S(x).



**Figure 1.6 :** Signaux théoriques  $S(x)$  dans l'hypothèse d'une propagation T.E.M. entre antennes émettrice et réceptrices (de type cornets).



**Figure 1.7 :** Situation de déplacement selon l'axe  $Oy$  à la cote  $x = x_0$  et  $z = 0$ .



### 1.3.1.2 Déplacement selon l'axe 0y à la cote $x=x_0$ et $z=0$

Nous nous plaçons à  $x_0 \neq 0$  pour ne pas avoir  $S(y) = \text{Cste} \times V_0^2 G / d_1 d_2$ ; la différence de marche s'écrit (Fig 1.7) :

$$d_1 - d_2 = \sqrt{(x_0 + D)^2 + (h + y)^2} - \sqrt{(x_0 - D)^2 + (h + y)^2} \quad (1-11)$$

soit dans l'approximation paraxiale:

$$d_1 - d_2 \approx \frac{2x_0 D}{h + y} \quad (1-12)$$

d'où

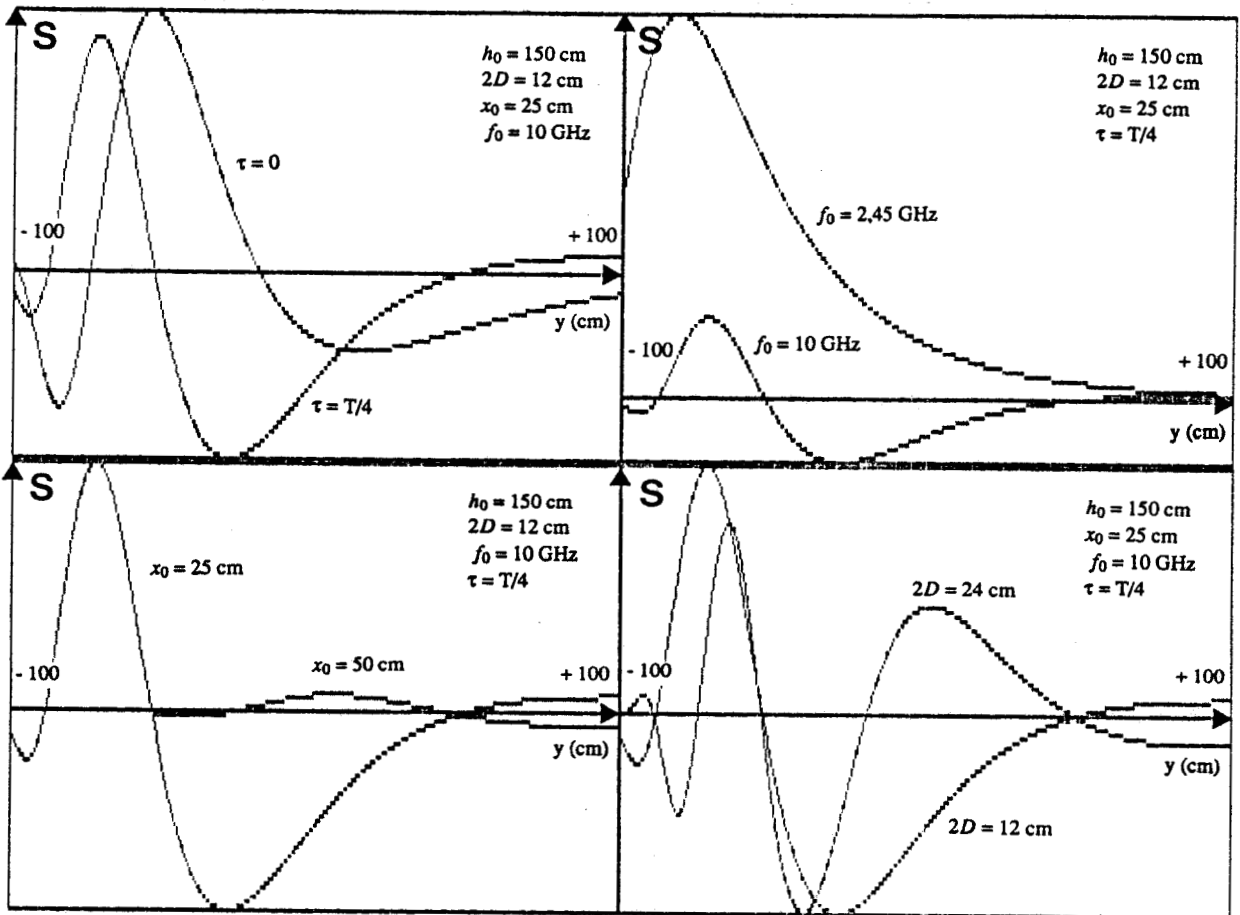
$$S(y) = \frac{V_0^2 G}{d_1 d_2} \cos \left[ \frac{2\pi}{\lambda_0} \left( \sqrt{(x_0 + D)^2 + (h + y)^2} - \sqrt{(x_0 - D)^2 + (h + y)^2} \right) + \omega_0 \tau \right] \quad (1-13)$$

Nous donnons figure 1.8 le signal  $S(y)$  pour différentes valeurs de  $D$ ,  $\tau$ ,  $x_0$  et  $\lambda_0$ . A la différence du cas précédent, l'enveloppe de la figure d'interférence est essentiellement commandée par l'amortissement de propagation en  $1/d_1 d_2$  puisque les angles d'incidence sur les antennes varient peu.

### 1.3.1.3 Déplacement selon l'axe 0z à la cote $x=x_0$ et $y=0$

L'exploitation de la figure 1.9 donne :

$$d_1 - d_2 = \sqrt{(x_0 + D)^2 + h^2 + z^2} - \sqrt{(x_0 - D)^2 + h^2 + z^2} \quad (1-14)$$



**Figure 1.8 :** Signaux théoriques  $S(y)$  dans l'hypothèse d'une propagation T.E.M. entre antennes émettrice et réceptrices (de type cornets).

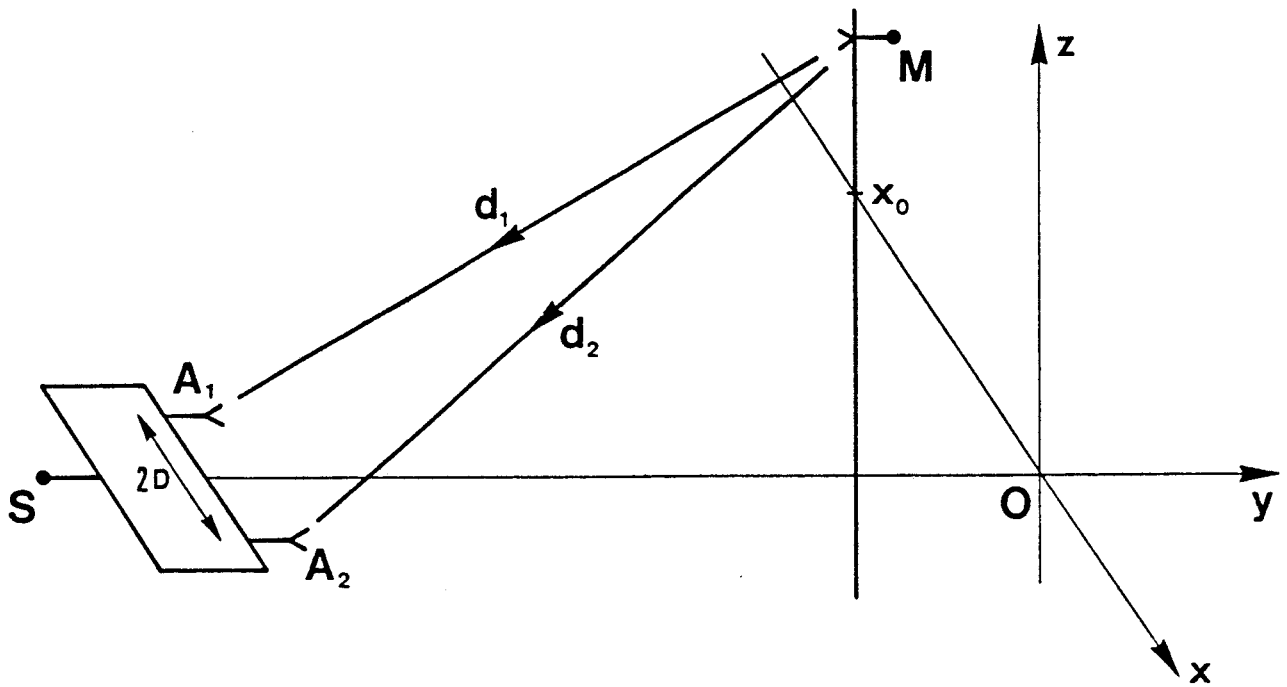


Figure 1.9 : Situation de déplacement selon l'axe Oz à la cote  $x = x_0$  et  $y = 0$ .

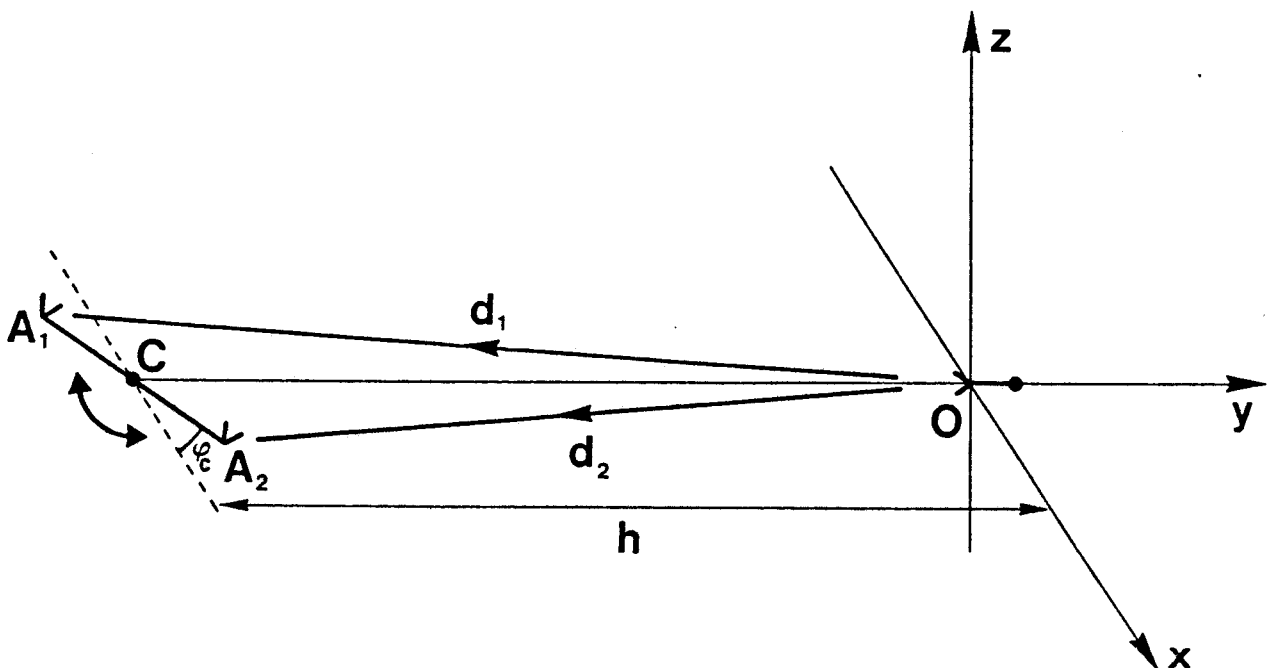


Figure 1.10 : Situation de déplacement angulaire du récepteur.

qui s'écrit pour  $h$  et  $z \gg x_0$  et  $D$  :

$$d_1 - d_2 \approx \frac{2x_0 D}{\sqrt{h^2 + z^2}} \quad (1-15)$$

d'où

$$S(z) = \frac{V_0^2 G}{d_1 d_2} \cos \left[ \frac{2\pi}{\lambda_0} \left( \sqrt{(x_0 + D)^2 + h^2 + z^2} - \sqrt{(x_0 - D)^2 + h^2 + z^2} \right) + \omega_0 \tau \right] \quad (1-16)$$

Remarquons que la situation  $x_0=0$  ne fournit aucune information car  $S(z) = \text{Cste} \times V_0^2 G / d_1 d_2$ .

### 1.3.2 Déplacement angulaire du système récepteur

La position de l'émetteur définit l'origine du repère  $Oxyz$ ; la position angulaire du système récepteur est décrite par l'angle de gisement  $\varphi_c$  et l'angle de site  $\theta_c$ . Nous ne considérons pas le cas où  $\varphi_c = 0$  pour lequel la différence de marche est toujours nulle puisque l'on reste alors dans le plan de symétrie de la situation quand  $\theta_c$  bouge. Nous nous intéressons par contre à l'autre cas où  $\theta_c = 0$  et  $\varphi_c$  varie, présenté figure 1.10.

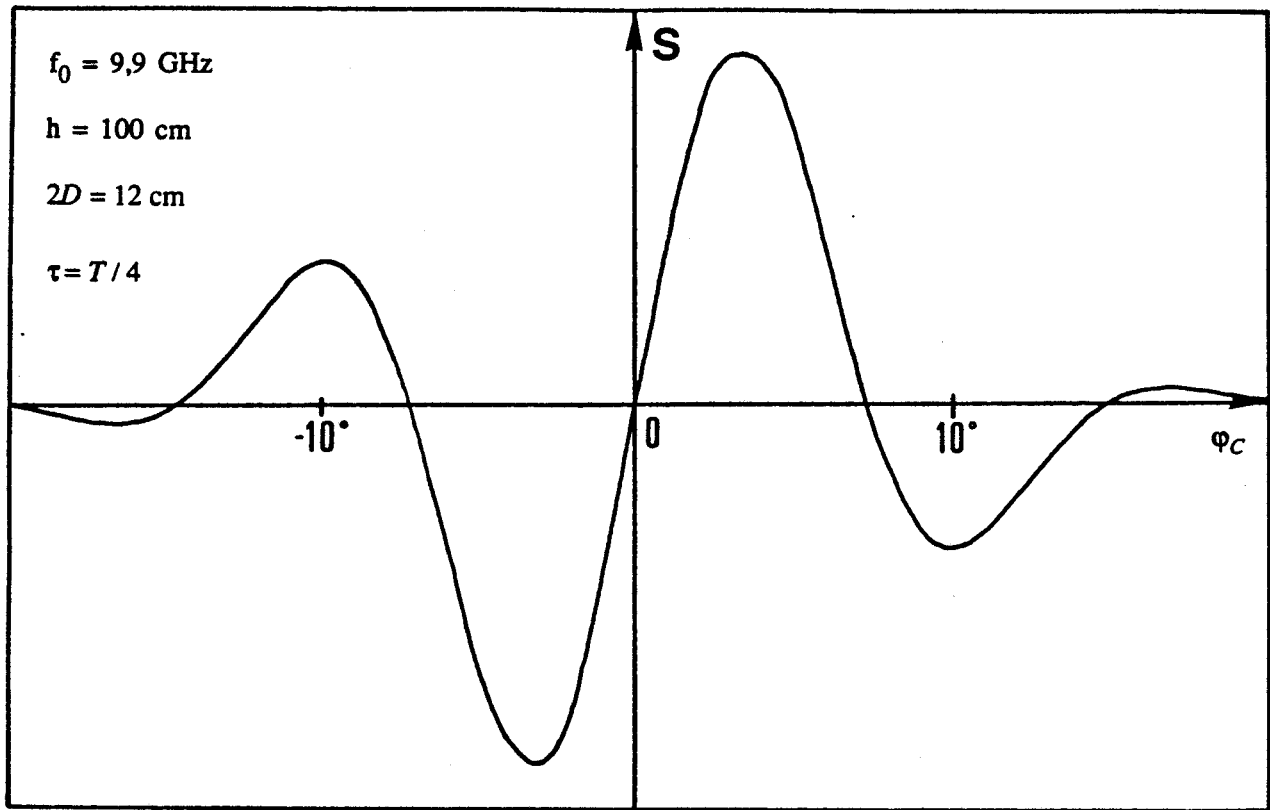
Les trajets  $d_1$  et  $d_2$  s'énoncent comme suit :

$$d_1^2 = D^2 + h^2 + 2Dh \sin \varphi_c \quad (1-17)$$

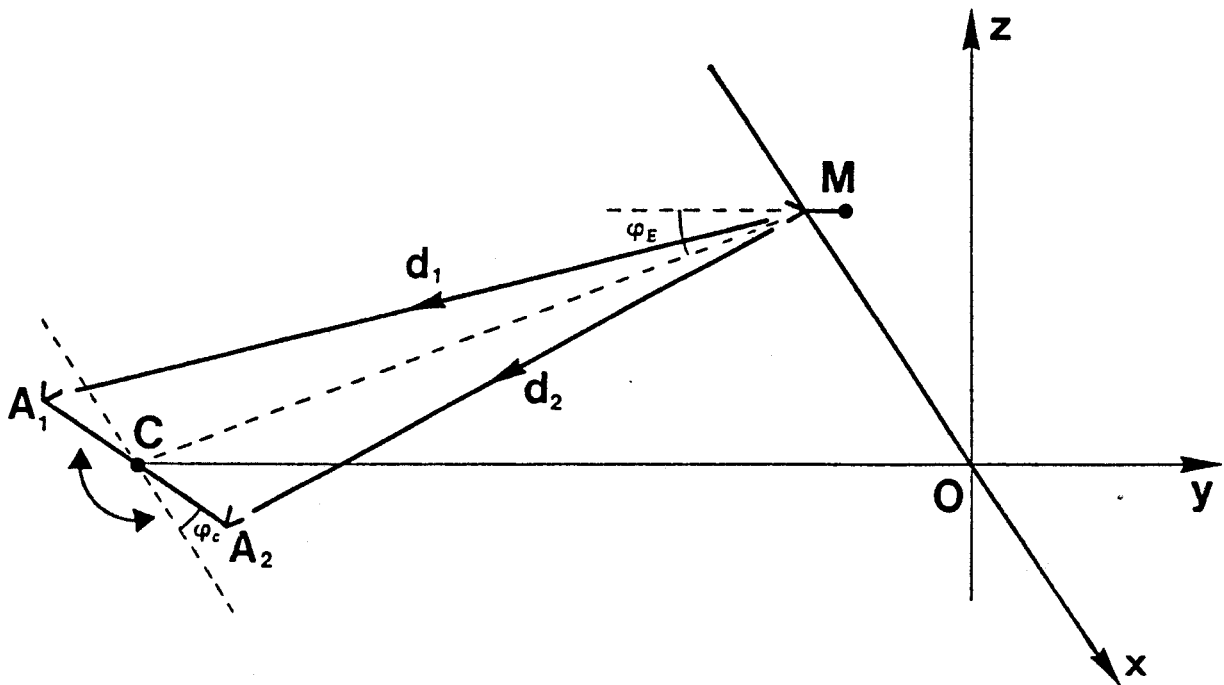
$$d_2^2 = D^2 + h^2 - 2Dh \sin \varphi_c \quad (1-18)$$

Dans l'approximation paraxiale la différence de marche s'écrit :

$$d_1 - d_2 = 2D \sin \varphi_c \quad (1-19)$$



**Figure 1.11 :** Signaux théoriques  $S(\varphi_c)$  dans l'hypothèse d'une propagation T.E.M. entre antennes émettrice et réceptrices (de type cornes).



**Figure 1.12 :** Situation de poursuite de l'émetteur en déplacement selon l'axe  $Ox$ .

De manière générale le signal résultant

$$S(\varphi_c) = \frac{V_0^2}{d_1 d_2} G \cos \left[ \frac{2\pi}{\lambda_0} \left( \sqrt{D^2 + h^2 + 2Dh \sin \varphi_c} - \sqrt{D^2 + h^2 - 2Dh \sin \varphi_c} \right) + \omega_0 \tau \right] \quad (1-20)$$

est représenté figure 1.11 pour  $\tau = T/4$ ,  $f_0 = 9,9$  GHz,  $h = 100$  cm et  $D = 6$ cm. Nous pouvons remarquer que l'enveloppe du signal est ici essentiellement commandée par le diagramme de rayonnement des antennes, les variations  $d_1$  et  $d_2$  restant faibles.

### 1.3.3 Autres mouvements relatifs émetteur-récepteur

Ceux-ci correspondent à des combinaisons des différents mouvements étudiés précédemment et mènent à des expressions analytiques lourdes qui n'apportent rien à une meilleure compréhension du phénomène mais pourront faire l'objet d'une exploitation ultérieure (mouvement dans un plan, ...). On peut toutefois citer un cas particulier important correspondant à la poursuite de l'émetteur en déplacement selon l'axe  $Ox$  au moyen de la rotation du récepteur (action sur l'angle  $\varphi_C$ ) illustré figure 1.12.

Nous pouvons alors écrire :

$$d_1^2 = (h + D \sin \varphi_C)^2 + (h \operatorname{tg} \varphi_E + D \cos \varphi_C)^2 \quad (1-21)$$

$$d_2^2 = (h - D \sin \varphi_C)^2 + (h \operatorname{tg} \varphi_E - D \cos \varphi_C)^2 \quad (1-22)$$

qui donne dans l'approximation paraxiale :

$$d_1 - d_2 = 2D \sin(\varphi_E - \varphi_C) \quad (1-23)$$

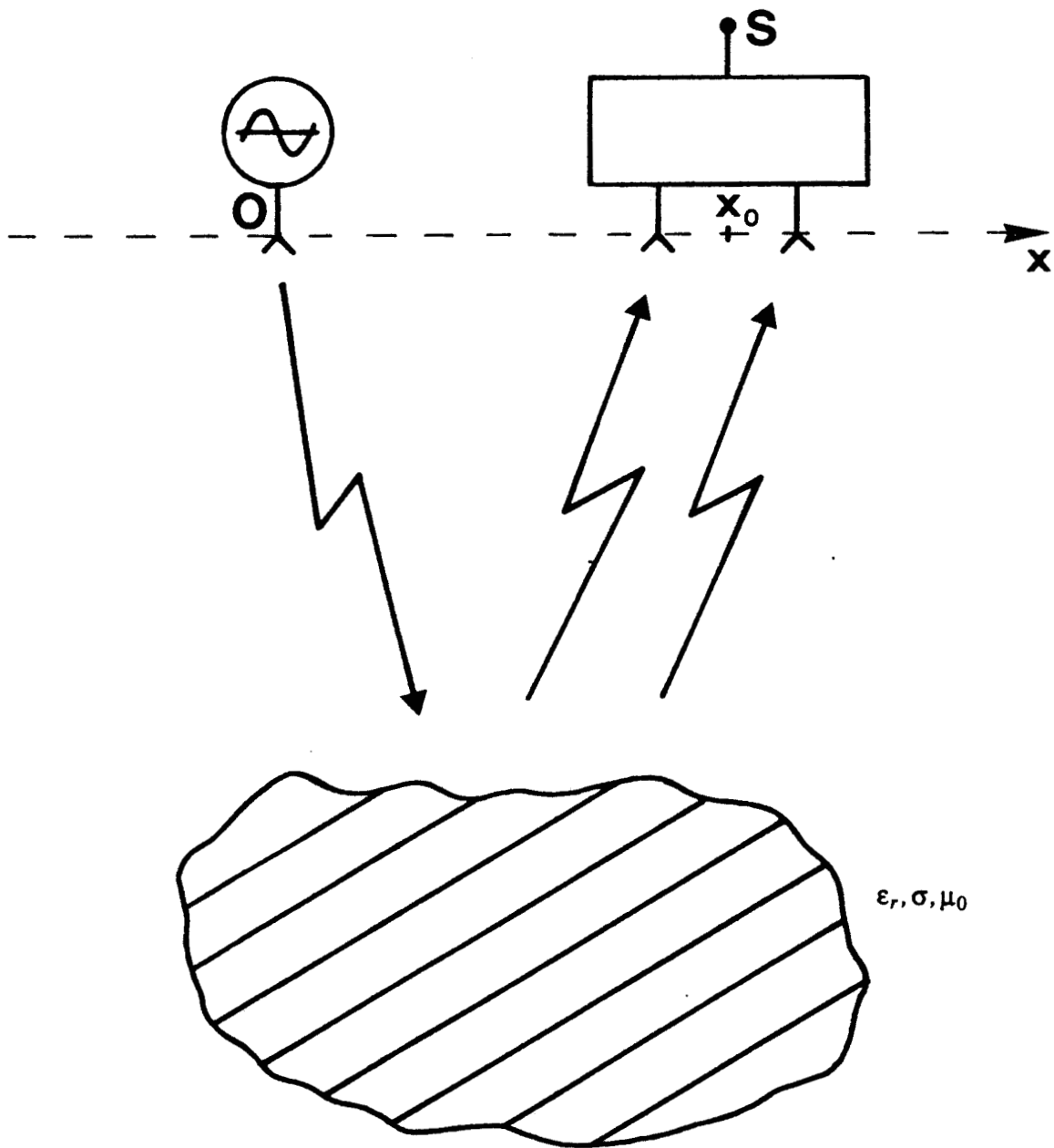


Figure 1.13 : Synoptique de situation "non coopérative".

La poursuite est réalisée en permanence quand  $\varphi_E = \varphi_c$ .

Nous avons donc décrit les différents types de situation "coopérative" pouvant être rencontrés. Comme cela était prévisible, un déplacement relatif de la source par rapport au récepteur produit une variation du signal S que l'on sait déterminer. Aussi l'on pourra donc se baser sur l'exploitation de ce signal pour élaborer des procédés de mesure de type télémétrique.

## 1.4 Situation "non coopérative"

Nous sommes toujours dans un milieu de permittivité  $\epsilon_r = 1$  mais le rayonnement subit maintenant des effets de réflexion ou de diffraction (parfois les deux) sur un objet, lors de son trajet entre l'émetteur et le système récepteur.

La position relative des éléments du système est un aspect du problème ; nous nous limiterons ici au cas où l'émetteur et le récepteur sont disposés comme indiqué figure 1.13.

C'est la nature et la position de l'objet "perturbateur" qui vont conditionner le phénomène observé. Cet objet, supposé passif, va interagir avec le rayonnement incident, jouant ainsi à la fois sur l'amplitude, la phase et la polarisation des champs reçus par le système.

Nous distinguons plusieurs types d'objets :

- de forme quelconque,
- de forme particulière,
- de type réémetteur passif,
- constitués par l'interface entre l'air et un autre milieu.

### 1.4.1 Objet de forme quelconque

L'objet peut se décomposer en une somme de réémetteurs, disposés à différentes distances de



l'émetteur et du récepteur, produisant des signaux ayant chacun une phase, une amplitude et une polarisation à priori différentes.

La notion de Surface Réflechissante Effective  $\sigma$  (S.R.E. ou R.C.S. : "Radar Cross Section") utilisée dans les techniques radar s'apparente à ce phénomène. Elle est définie comme suit [2] :

$$\sigma = \lim_{r \rightarrow \infty} 4 \pi r^2 \left| \frac{H_s}{H_i} \right|^2 = \lim_{r \rightarrow \infty} 4 \pi r^2 \left| \frac{E_s}{E_i} \right|^2 \quad (1-24)$$

où  $H_i$  et  $E_i$  sont les champs incidents sur l'objet et  $H_s$  et  $E_s$  sont les champs réfléchis ("scattered fields").

$\sigma$  intervient dans l'équation du radar [3] :

$$\frac{P_r}{P_f} = G \frac{1}{4 \pi r^2} \sigma \frac{1}{4 \pi r^2} \frac{G \lambda_0^2}{4 \pi} \quad (1-25)$$

avec  $G$  le gain de l'antenne.

Cette quantité  $\sigma$  caractérise donc la cible par une dimension apparente prenant en compte sa forme et sa nature (métallique, diélectrique). Il est à noter que le calcul de la S.R.E. considère une somme de contributions vectorielles mais possède une signification liée à une puissance. Or, notre système nécessite une connaissance de la phase du signal reçu, quantité qui ne figure pas dans la S.R.E.. Ces problèmes très complexes pourront faire l'objet d'études ultérieures.

## 1.4.2 Objet de forme particulière

Par ce terme, nous entendons des objets généralement métalliques dont la forme possède des symétries simples, permettant une analyse simplifiée du rayonnement réémis : plaque de forme rectangulaire, coin réflecteur ou sphère.

Les inconvénients majeurs sont dus à un signal réémis faible (d'où nécessité d'émettre des puissances plus importantes) ainsi qu'à des phénomènes de diffraction importants, dus notamment à l'existence d'arêtes vives qui altèrent le rayonnement purement réfléchi. Ces types de comportement ont été

abordés, par exemple, par la théorie géométrique de la diffraction (G.T.D. : Geometric Theory of Diffraction) [4], qui mène à des résultats lourds et difficiles à exploiter.

### 1.4.3 Réémetteur passif

C'est un objet de caractéristiques de rayonnement relativement simples, connues en amplitude, en phase et en polarisation. Il s'agit essentiellement, soit d'antennes chargées par une impédance qui réfléchit le signal incident, soit de réflecteurs polyhédriques ("polyhedral corner reflector") [5]. Ces derniers pourraient être classés dans la catégorie précédente vue en 1.3. Nous nous ramenons alors au cas de la situation "coopérative" en y ajoutant les effets de propagation de la source primaire au réémetteur. Par conséquent, en supposant que l'on opère avec des sources de même puissance, il est évident que les méthodes "non coopératives" produisent à la réception des signaux beaucoup plus faibles que les méthodes "coopératives".

### 1.4.4 Interface air-milieu

Tout d'abord cet interface est supposé infini de manière à éviter les effets de bord. C'est la géométrie de l'interface et la nature du milieu rencontré qui vont constituer les paramètres de cette situation.

#### 1.4.4.1 Etat de surface

Il peut être de trois types :

- parfaitement lisse
- semi-rugueux
- rugueux

Lorsque la surface est parfaitement lisse, tous les rayons incidents sous un angle  $\theta_i$  subissent la même réflexion, dite spéculaire, (régie par la première loi de Descartes) et restent en phase. Une certaine courbure de cette surface donnera lieu à une modification du front d'onde réfléchi.

Quand la surface devient rugueuse, l'onde est réfléchie de manière aléatoire en ce qui concerne son

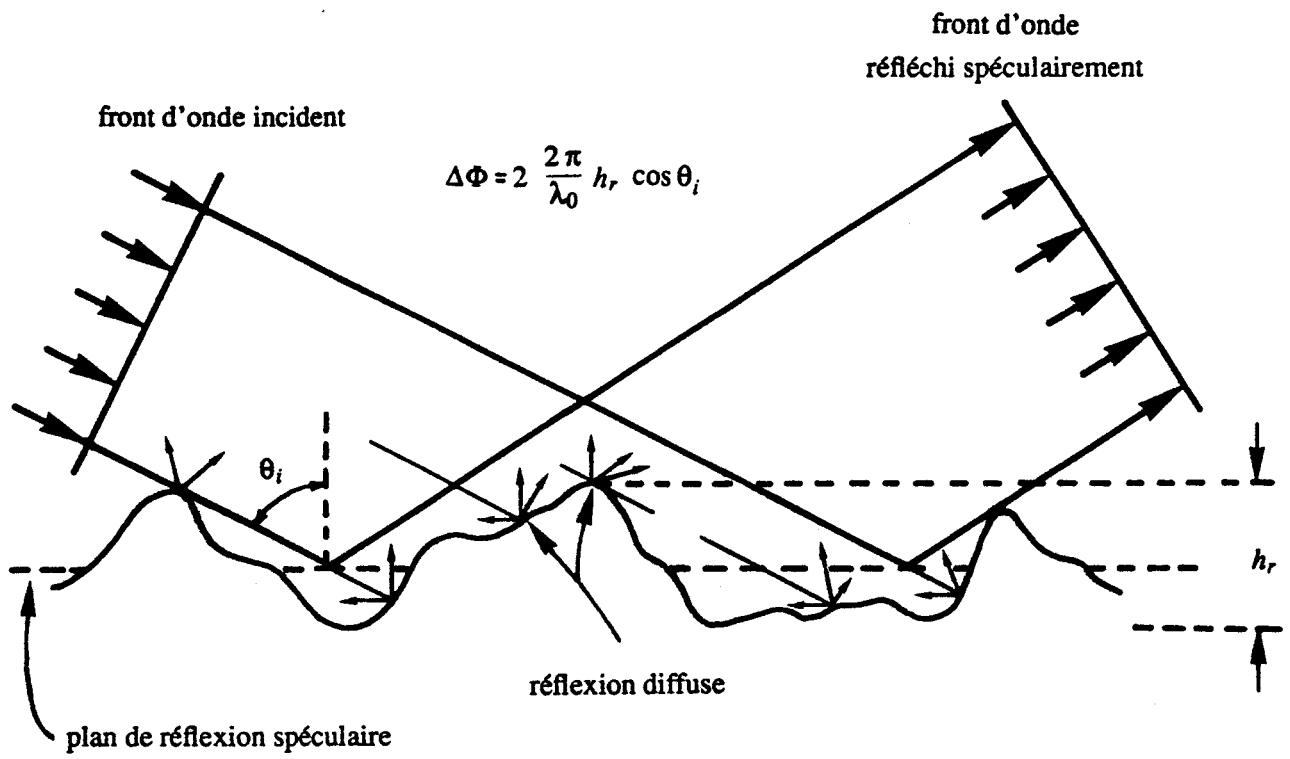


Figure 1.14 : Réflexion sur une surface semi-rugueuse.

intensité, sa phase et sa polarisation (réflexion diffuse). La cohérence en phase et en polarisation du front d'onde réfléchi décroît au fur et à mesure que les irrégularités de la surface augmentent (caractérisées par la hauteur  $h_r$  définie figure 1.14).

Dans ces conditions, on décompose la puissance réfléchie en une partie spéculaire  $|\Gamma|^2$  et une partie diffusée  $R_d$ . On considère [6] que  $R_d = 0$  quand le critère de Rayleigh est satisfait. Ce critère consiste à imposer que le déphasage entre les différents rayons réfléchis reste inférieur à  $\frac{\pi}{2}$  et s'énonce ainsi [7] :

$$\cos \theta_i < \frac{\lambda_0}{8h_r} \quad (1-26)$$

ce qui donne par exemple à 10 GHz, ( $\lambda_0 = 3$  cm) une hauteur  $h_r = 0,4$  cm.

Dans ce cas, nous avons affaire à une surface semi-rugueuse qui permet d'avoir accès au coefficient de réflexion  $\Gamma$ . Mais ce critère n'est peut être pas suffisant pour la mise en application de notre méthode qui est basée essentiellement sur la différence de phase des signaux aboutissant au récepteur.

D'autre part, sous de grands angles d'incidence, la réflexion est aussi essentiellement spéculaire ( $R_d$  diminue et  $|\Gamma|^2$  augmente quand  $\theta_i$  augmente).

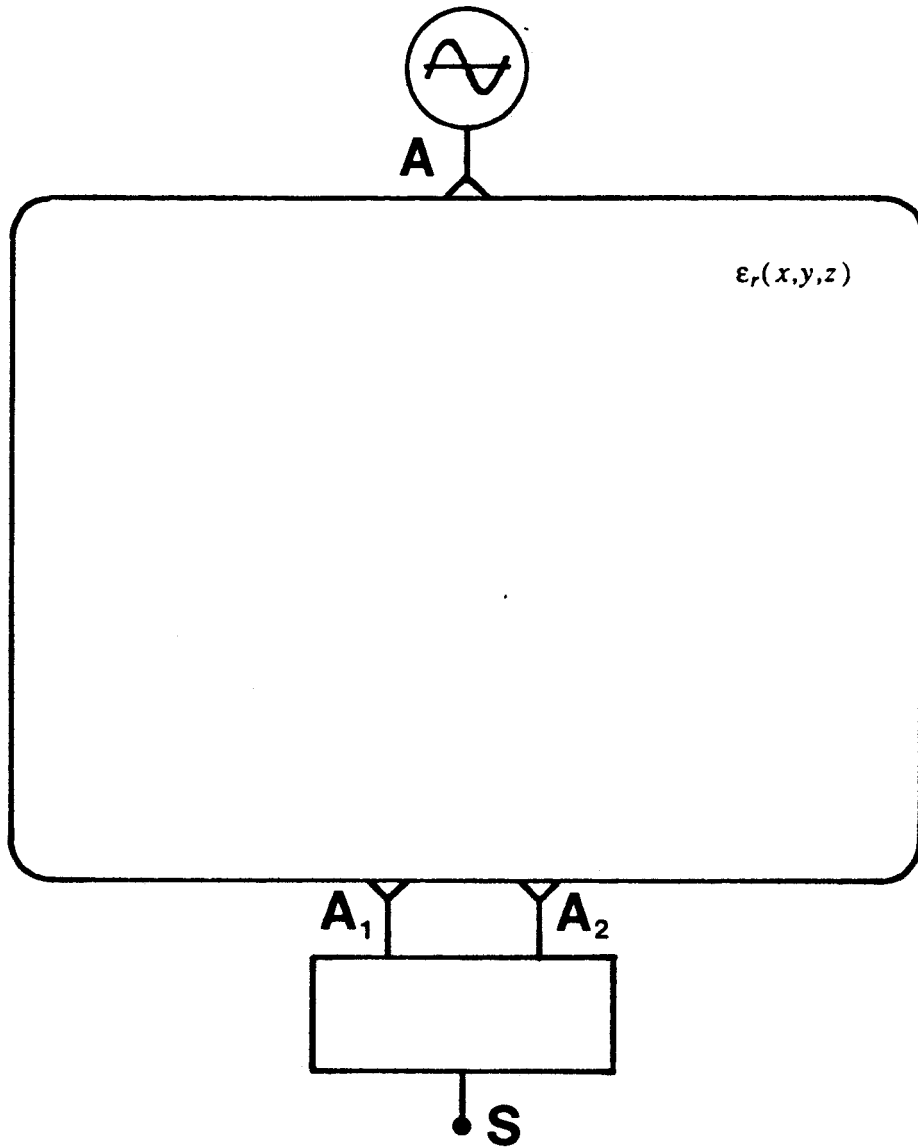
Notons que les états de surface présentant des irrégularités de nature périodique ou aléatoire ont fait l'objet de simulations numériques [8].

#### 1.4.4.2 Nature du milieu rencontré

Celle-ci va agir sur l'amplitude, la phase et la polarisation de l'onde réfléchie. Nous utilisons pour cette étude les lois de Descartes et les équations de Fresnel dans le cas de polarisation incidente linéaire située dans le plan d'incidence ( $//$ ) ou normale au plan d'incidence ( $\perp$ ). Le détail des formules utilisées est donné dans l'annexe 1.

- Milieu purement diélectrique :  $\epsilon_r, \mu_r, \sigma = 0$

Le coefficient de réflexion voit son amplitude varier avec l'angle d'incidence : il passe par un minimum, qui est nul dans le cas de  $R_{//}$  dans une direction constituant l'angle de Brewster. La phase introduite à la réflexion est constante et égale à  $\pi$ .



**Figure 1.15 :** Synoptique de situation en transmission.

- Milieu conducteur :  $\epsilon_r, \mu_r, \sigma$

- cas des métaux :  $\sigma \gg \omega_0 \epsilon_r$  : les amplitudes des coefficients de réflexion sont indépendantes de l'angle d'incidence et très voisins de 1 alors que la phase à la réflexion varie avec l'incidence.
- cas des milieux faiblement conducteurs :  $\omega_0 \epsilon_r \gg \sigma$  : si la fréquence est suffisamment élevée, seules interviennent alors les propriétés diélectriques du milieu (c'est le cas de l'eau douce ou de mer, de la terre sèche ou humide, ...).

De manière générale, l'angle de réflexion  $\theta_r = \theta_i$  permettra l'utilisation de sources virtuelles pondérées en amplitude et phase par les effets précités.

Enfin, une attention toute particulière serait à porter aux milieux multicouches, introduisant de multiples trajets en réflexion.

Après la description des différentes situations "non coopératives", nous abordons le cas où le trajet émetteur-récepteur comprend une transmission dans un milieu de permittivité relative  $\epsilon_r \neq 1$ .

## 1.5 Situation en transmission

Dans cette configuration (Fig 1.15), il faut, soit utiliser des antennes adaptées au milieu rencontré (permittivité  $\epsilon_0 \epsilon_r$ ), soit prendre en compte les 2 interfaces air-milieu.

Si le milieu présente des pertes, dans l'hypothèse d'une onde T.E.M., l'atténuation se déduit facilement de la permittivité du milieu. Dans ces conditions, l'expression de la longueur d'onde dans ce milieu s'écrit [9] :

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\alpha} \quad \text{où} \quad \alpha = \omega_0 \left[ \frac{\mu \epsilon_r}{2} \left( \sqrt{1 + \frac{\sigma^2}{\epsilon^2 \omega_0^2}} + 1 \right) \right]^{1/2} \quad (1-27)$$

avec  $\sigma$  la conductivité reliée à la permittivité  $\epsilon_r$  du milieu par  $\sigma = \epsilon_0 \epsilon_r'' \omega_0$ .

Dans le cas où le milieu est sans pertes,  $\lambda_g = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}$  et la différence de phase à laquelle est sensible le récepteur s'écrit :

$$\Phi_1 - \Phi_2 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_r} (d_2 - d_1) \quad (1-28)$$

Si  $\epsilon_r$  n'est plus constant dans la totalité du milieu sous investigation (présence d'hétérogénéités), il y a alors modification du chemin optique, liée à la variation de permittivité rencontrée sur le trajet des ondes.

En fait, le phénomène devient alors très complexe (problème de validité de l'onde T.E.M., modification du trajet des ondes liée à la transmission dans l'hétérogénéité,...), mais peut vraisemblablement conduire dans certains cas des possibilités d'interprétation [7]. Néanmoins, l'on conçoit que le système sera sensible aux variations de permittivité et fournira une grandeur  $S(\epsilon_r)$ .

Ceci termine l'étude des différentes situations que peut rencontrer notre système interférométrique. Nous allons maintenant examiner les limitations qu'il faut imposer aux notions précédemment utilisées.

## 1.6 Limitations théoriques

### 1.6.1 Approximation du champ lointain

Dès le début de cette étude, nous avons considéré que la propagation des ondes satisfait l'hypothèse de l'optique géométrique : transport de la puissance le long de rayons orthogonaux aux plans d'onde, la phase correspondant au chemin optique parcouru sur ces rayons [10].

En fait, si les ondes reçues sont de type sphérique, elles peuvent être considérées localement planes : structure d'onde plane T.E.M. tangente en chaque point de la surface de phase. Cette hypothèse impose de se situer à grande distance des éléments rayonnants. Plus précisément, pour une antenne dont la plus grande dimension vaut  $D$ , nous distinguons trois zones selon la distance  $R$  au point d'observation (Fig 1.16) [11] :

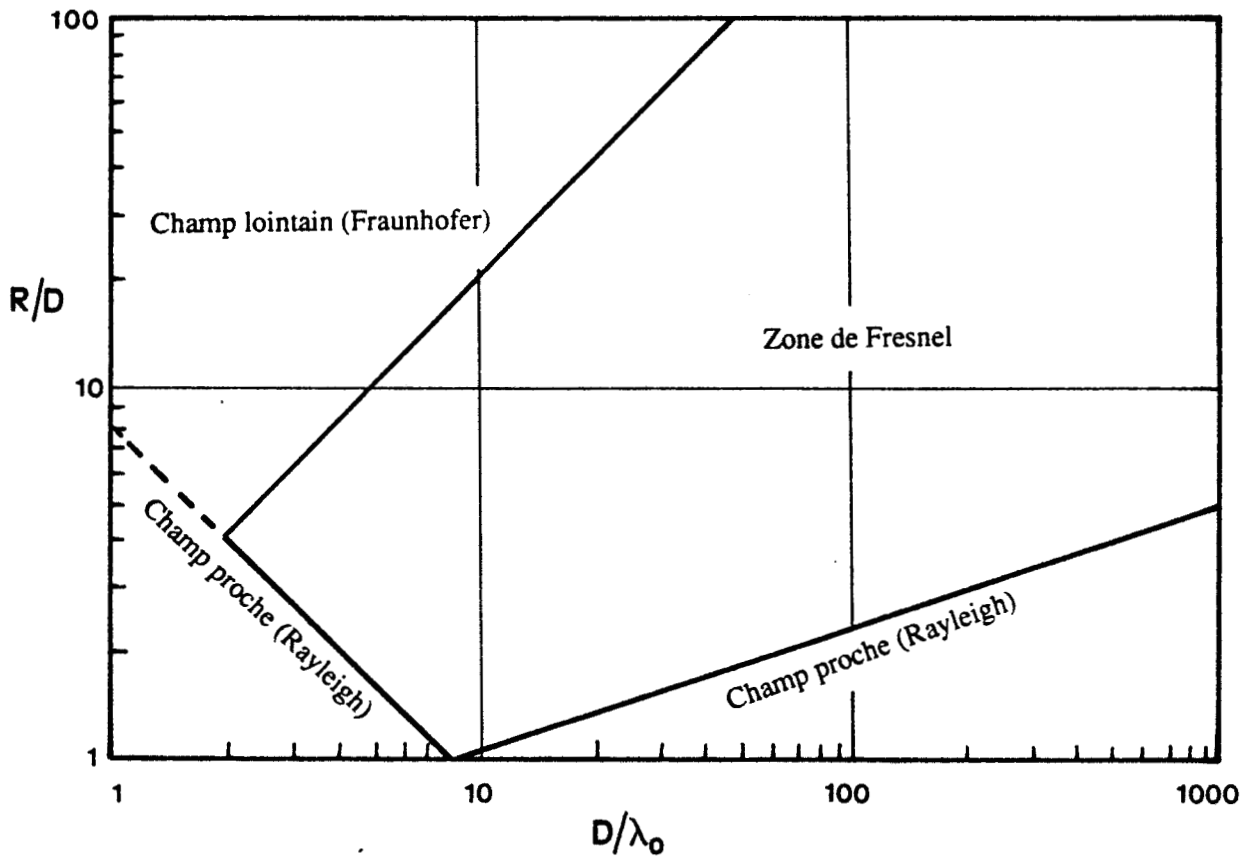


Figure 1.16 : Les différentes zones de rayonnement pour une antenne dont la plus grande dimension vaut  $D$ .



- zone de champ proche (Rayleigh) : de l'ouverture jusqu'à une distance d'environ  $D^2 / 2 \lambda_0$ .

$$0 < R < \frac{D^2}{2\lambda_0} \quad (1-29)$$

- zone de Fresnel qui constitue une région d'interférence du rayonnement issu de l'ouverture :

$$\frac{D^2}{2\lambda_0} < R < \frac{2D^2}{\lambda_0} \quad (1-30)$$

- région de Fraunhofer où l'onde peut être considérée sphérique dans la direction principale de rayonnement.

$$R > R_F = \frac{2D^2}{\lambda_0} \quad (1-31)$$

Quand on s'écarte de cette direction principale,  $R_F$  devient supérieur à  $2 D^2 / \lambda_0$ .

Nous devons donc nous placer dans cette dernière zone où seul subsiste le champ rayonné en  $1/R$ , les termes inductifs (en  $1/R^2$ ) et électrostatiques (en  $1/R^3$ ) étant devenus négligeables. Nous pouvons alors utiliser les notions classiques de diagramme de rayonnement.

Cette distance minimale  $2D^2 / \lambda_0$  permet également de considérer les antennes ponctuelles et ainsi de prendre pour chemin optique parcouru la distance séparant leurs points représentatifs.

## 1.6.2 Perturbations extérieures

La validité du principe présenté nécessite également l'absence de perturbations extérieures liées à l'environnement du site : réflexion et diffraction parasites qui modifieraient le signal reçu. Ce point est à prendre en compte lors de la mise en oeuvre du système (site en espace libre, utilisation d'absorbant en espace perturbé) ou par un traitement ad hoc de l'information contenant un terme parasite.

### **1.6.3 Couplage**

Il faut éviter l'existence d'un couplage direct entre les antennes de réception. Il dépend du type d'antennes utilisé, de la distance les séparant; un découplage au moyen d'absorbant associé à un blindage métallique permet la suppression de cet effet.

### **1.6.4 Effet Doppler**

Tout déplacement relatif d'un émetteur par rapport à un récepteur donne naissance à un décalage de la fréquence reçue nommé effet Doppler.

Tel que nous avons écrit notre signal  $S$ , cet effet est pris en compte comme nous le montrons en annexe 2. La seule contingence à respecter est que le décalage de fréquence reste compris dans la bande passante des antennes réceptrices, ce qui est le cas.

Ces différentes conditions étant satisfaites, nous allons envisager comment extraire une information des signaux  $S$  fournis par notre système.

## **1.7 Modes de traitement**

Le système que nous développons actuellement fournit un signal de type interférométrique dépendant le plus souvent de la position de l'objet émetteur. Nous avons alors affaire, pour une variation de cette position, à un signal dépendant d'une coordonnée spatiale, qui peut aussi être considéré temporellement.

### **1.7.1 Méthodes basées sur l'interfrange**

On tire alors parti des interfranges, définis comme les intervalles séparant les zéros ou les extrémis de la figure d'interférence observée. L'utilisation de la détection des zéros interdit la présence d'"offset" sur le signal. La prise en compte des extrémis est plus difficile à mettre en oeuvre, comme nous l'expliquerons au chapitre III (effet d'enveloppe). Par ailleurs, l'observation de signaux

présentant un très grand nombre de franges est susceptible d'augmenter la quantité des informations disponibles : exploitation de toutes les franges, comptage de franges.

### **1.7.2 Analyse spectrale**

L'analyse spectrale peut permettre une exploitation fréquentielle du phénomène, un filtrage classique ou par autocorrélation, à condition de prendre en compte les problèmes liés à la durée finie du signal (fenêtrage).

### **1.7.3 Asservissement**

Un tout autre type de traitement consiste en l'asservissement à une consigne constituée par une valeur du signal présente en sortie du système (équilibre interférométrique). Ceci peut se faire, par exemple, en agissant sur la position du récepteur dans le cas de la poursuite de l'émetteur. Plus généralement, on agira sur la phase de l'un des signaux reçus, au moyen, par exemple, d'un dispositif de type déphaseur électronique. Dans ce cas, l'information est constituée par l'action que nécessite le maintien de la consigne.

### **1.7.4 Utilisation de plusieurs récepteurs**

Il est également possible d'utiliser simultanément plusieurs systèmes récepteurs qui donnent alors accès à différentes grandeurs. Un grand nombre de récepteurs permettrait même un balayage électronique, en s'inspirant par exemple de procédés de réalisation d'antennes synthétiques.

Enfin, une modulation du signal d'émission (en amplitude, phase, fréquence ou position) peut être réalisée pour faciliter la réception ou le traitement du signal interférométrique.

Dans les cas où le signal reçu sera entaché d'une certaine erreur liée, soit à l'environnement, soit aux éléments réalisant la fonction impartie au système, nous serons amenés à envisager des traitements plus sophistiqués adaptés à la situation rencontrée.

## **1.8 Conclusion**

Compte tenu des principes qui viennent d'être exposés, la méthode interférométrique présentée doit permettre, selon les situations et dans ses limites de validité, de donner accès à différents paramètres télémétriques (position, vitesse, accélération) ou d'effectuer un contrôle non destructif des matériaux.

Nous allons donc maintenant aborder la conception et la réalisation pratique de ce système et son application à plusieurs problèmes.

## BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE I

- [1] : J. C. VAN DE VELDE, D. MATTON, Y. LEROY, A. MAMOUNI  
"Short Range Telemetric Sensors Using Microwave Correlators"  
Proceedings of the 15<sup>th</sup> European Microwave Conference,  
pp. 376-381, Sept. 85, Paris.
- [2] : CRISPIN-SIEGEL  
"Radar Cross Section"  
Academic Press, 1968.
- [3] : F. GARDIOL  
"Hyperfréquences"  
Traité d'Electricité de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, volume XII, 1981.
- [4] : R. G. KOUYOUMJIAN, P. H. PATHAK  
"A Uniform Geometrical Theory of Diffraction for an Edge in a Perfectly Conducting Surface"  
Proceedings of the IEEE, Vol. 62, n° 11, pp. 1448-1461, November 1974.
- [5] : N. C. CURRIE  
"Techniques of Radar Reflectivity Measurement"  
Artech House, 1984.
- [6] : L. V. BLAKE  
"Antennas"  
Artech House, 1984.
- [7] : A. ISHIMARU  
"Wave Propagation and Scattering in Random Media"  
Volumes 1 et 2, Academic Press. 1978.
- [8] : C. EFTIMIU  
"Scattering by a Periodic Rough Surface"  
Proceedings of the 17<sup>th</sup> European Microwave Conference, pp. 395--400, Sept. 1987, Rome.
- [9] : J. A. STRATTON  
"Théorie de l'Electromagnétisme"  
Dunod, 1961.

- [10] : E. ROUBINE et J. C. BOLOMEY  
"Antennes : Principes Généraux"  
tome 1, 1985.
- [11] : F. T. ULABY, R. K. MOORE, A. K. FUNG  
"Microwave Remote Sensing, Active and Passive"  
volume I, Addison-Wesley, 1981.

## **CHAPITRE 2**

### **MISE EN OEUVRE DU SYSTEME RECEPTEUR**

## **Chapitre 2**

# **MISE EN OEUVRE DU SYSTEME RECEPTEUR**

### **2.1 Introduction**

La fonction que nous devons réaliser peut se décomposer en deux parties :

- la réception des deux signaux issus de l'émetteur,
- le traitement réalisant le produit de corrélation de ces signaux.

La mise en oeuvre est effectuée à deux fréquences 2,450 GHz et 10 GHz, ce qui, comme nous le verrons plus loin, permet au procédé de mieux s'adapter au type de problème posé.

La fréquence 2,450 GHz est située dans la bande ISM (applications industrielles, scientifiques et médicales) (2400 à 2500 MHz). La fréquence  $f_0 = 10$  GHz permet l'utilisation de matériel de grande diffusion, donc faible coût, existant pour le système de télévision directe par satellite (D.B.S. : Direct Broadcasting System). Si besoin est, cette fréquence pourrait être légèrement modifiée de façon à se situer dans la bande autorisée pour les détecteurs de mouvement qui se situe actuellement à  $9900 \pm 20$  MHz [1].

Deux directions sont également suivies :

- qualification du principe en éléments discrets du commerce ("off the shelf") assemblés en connectique SMA,
- réalisation en plusieurs étapes de systèmes de faible coût et encombrement réduit en structure hybride plaquée (lignes microbandes, antennes plaquées) .



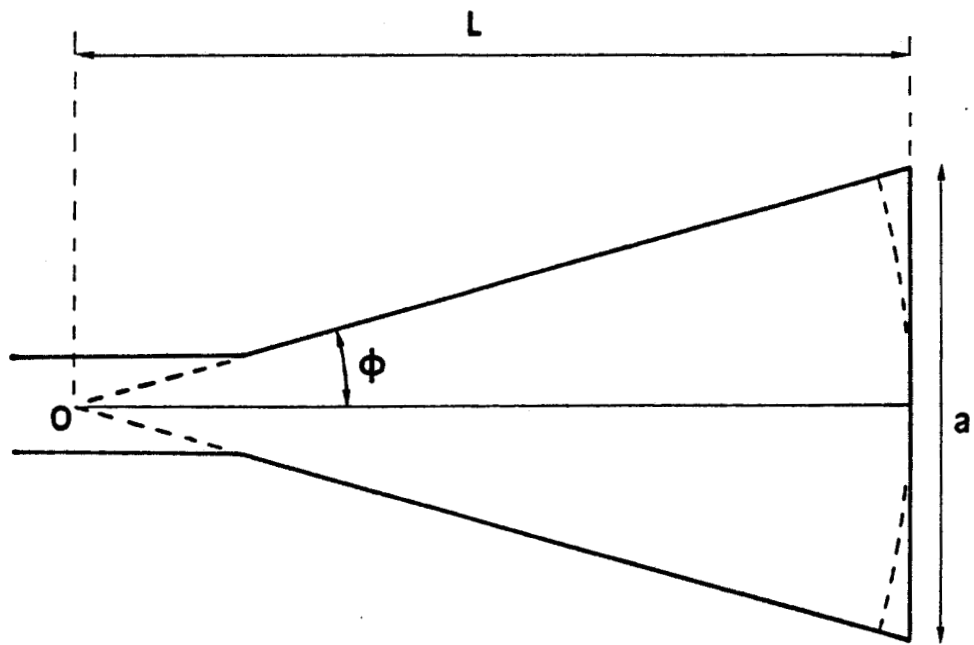


Figure 2.1 : Cornet et front d'onde associé.

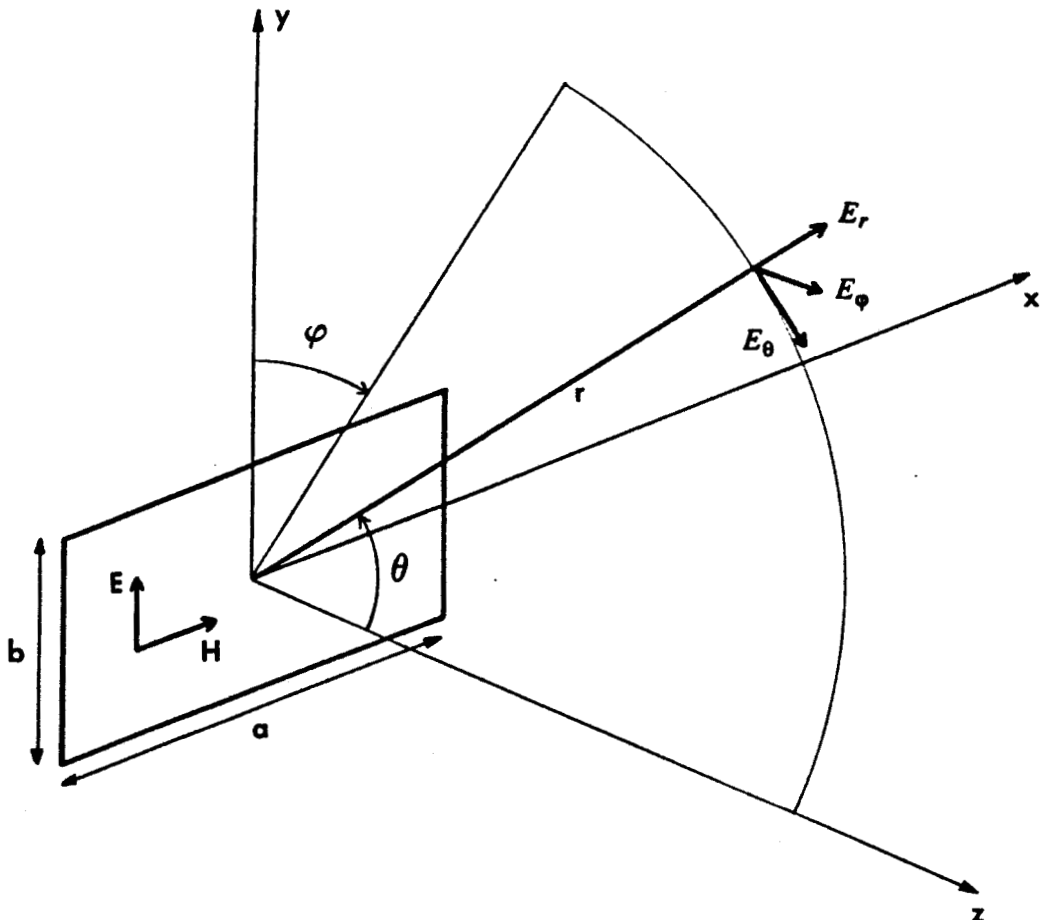


Figure 2.2 : Référentiel et champs associés au cornet.

## 2.2 Antennes

Le cahier des charges imposé par notre système consiste en des éléments rayonnants à polarisation linéaire, de directivité et de gain moyens. En effet, les antennes ne doivent pas être omnidirectionnelles car elles seraient alors d'autant plus sensible au rayonnement parasite constitué essentiellement par les réflexions sur le site. Elles ne doivent pas non plus être trop directives car on limiterait alors la zone sous investigation.

Ceci mène à deux types d'antennes :

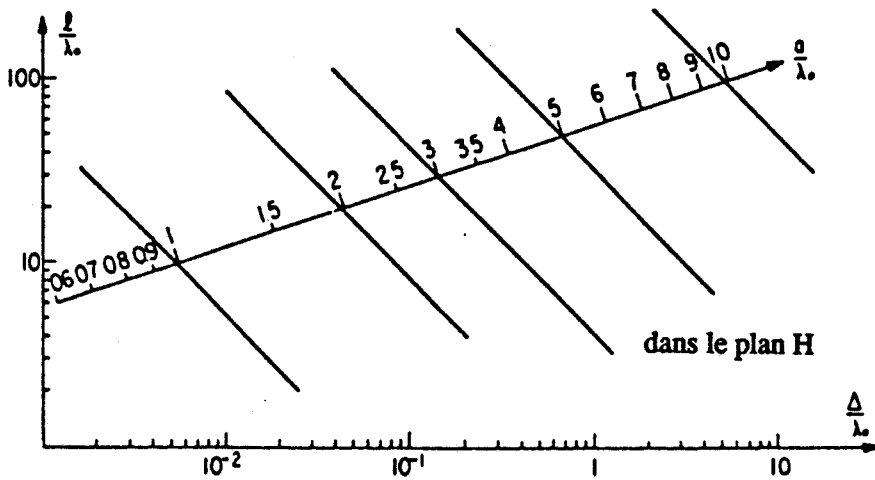
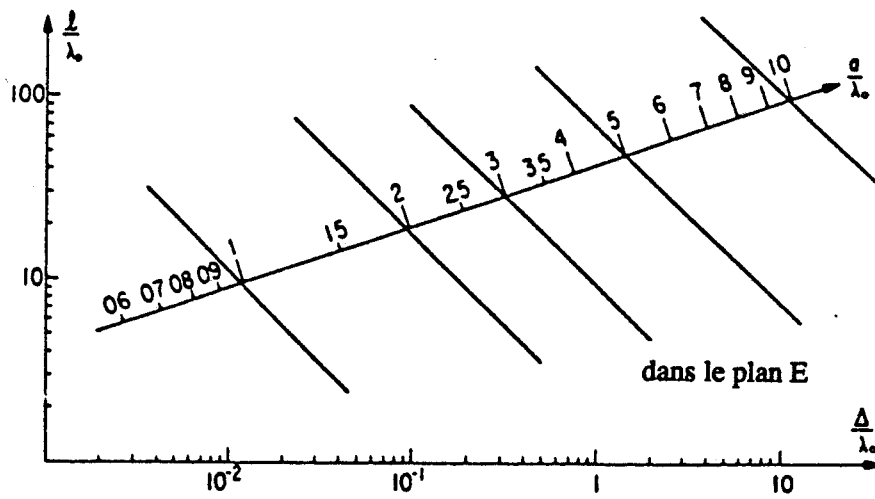
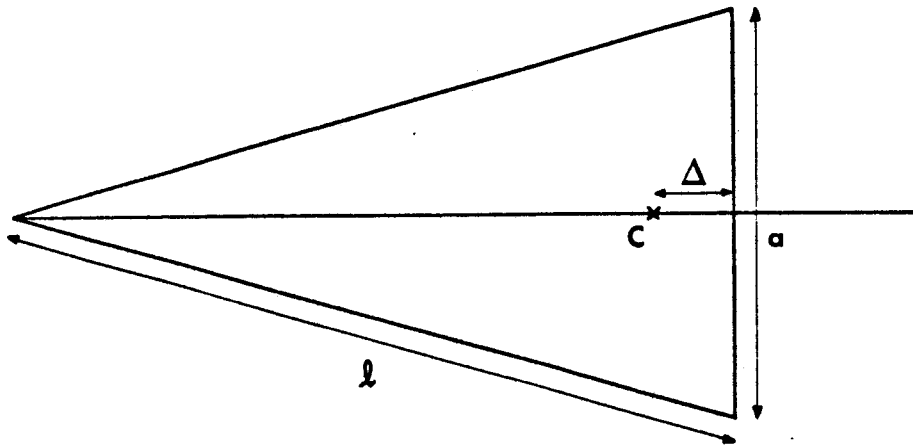
- cornets pyramidaux dont la directivité est moyenne (angle d'ouverture de l'ordre de  $30^\circ$  à - 3 dB) et le gain satisfaisant (en général environ 16 dB). Leur utilisation ne pose pas de problème à 10 GHz mais devient prohibitive à 2,45 GHz à cause de leur encombrement (environ 45 x 30 x 20 cm).
- antennes plaquées très peu directives, de gain relativement faible, mais de réalisation assez simple et de coût réduit. Comme nous le verrons, on devra les associer en réseau pour se rapprocher des caractéristiques du cornet.

### 2.2.1 Utilisation de cornets électromagnétiques

Un cornet consiste en un tronçon de guide à section croissante terminé par une ouverture rayonnante. Nous utilisons un cornet monomode de forme pyramidale.

Celui-ci peut présenter des désadaptations à sa base et à l'ouverture dans l'espace, mais l'expérience a montré que ce phénomène reste négligeable (l'introduction d'un isolateur à la sortie du cornet ne modifie le signal que dans la mesure des pertes d'insertion).

Le calcul du rayonnement du cornet est classique [2]. Le mode d'excitation (en général  $TE_{01}$ ) donne la répartition de champ dans l'ouverture rectangulaire (amplitude, phase et polarisation) d'où les diagrammes de rayonnement du cornet. La distribution de l'amplitude dans l'ouverture est sinusoïdale. La répartition en phase n'est, en toute rigueur, pas uniforme : le front d'onde, supposé sphérique, ne coïncide évidemment pas avec l'ouverture qui est plane. Cependant, cette détérioration sur le diagramme de rayonnement reste faible tant que l'erreur de phase ne dépasse pas  $45^\circ$  [3].



**Figure 2.3 :** Position du centre de phase du cornet dans les plans E et H (d'après [4]).  
La valeur de  $\Delta$  se déduit de  $l$ ,  $a$  et  $\lambda_0$ .

Ainsi, selon la figure 2.1, on a :

$$\sin \Phi < \frac{\lambda_0}{2a} \text{ ou } L > \frac{a^2}{2\lambda_0} \quad (2-1)$$

avec  $\lambda_0$  la longueur d'onde dans l'air,  $L$  la longueur du cornet,  $a$  et  $b$  les dimensions de son ouverture.

Ceci permet d'aboutir aux expressions de champs rayonnés [3] suivantes (Fig. 2. 2) :

dans le plan E :  $-\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2}$

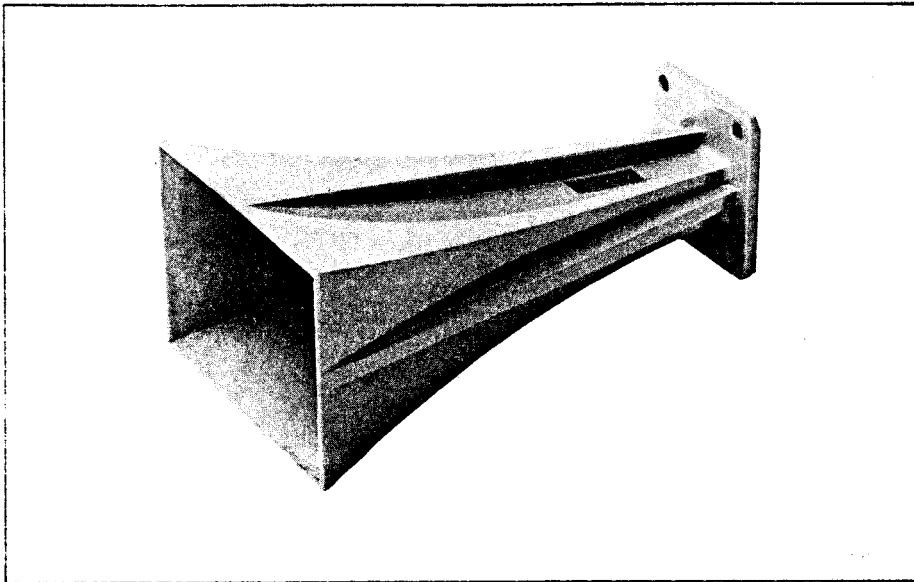
$$E_{\theta} (\varphi = 0, \theta) = (1 + \cos \theta) \frac{\sin\left(\frac{\pi b}{\lambda_0} \sin \theta\right)}{\frac{\pi b}{\lambda_0} \sin \theta} \quad (2-2)$$

dans le plan H :  $-\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2}$

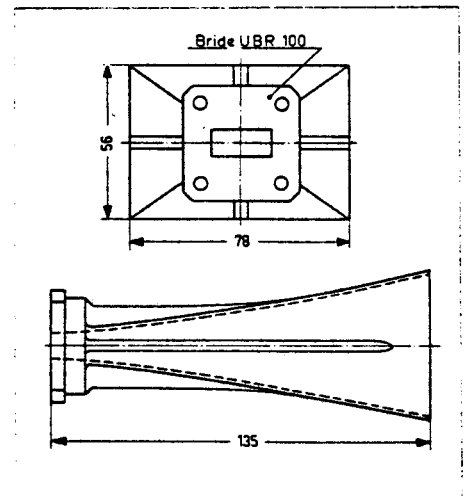
$$E_{\varphi} (\varphi = \frac{\pi}{2}, \theta) = (1 + \cos \theta) \frac{\cos\left(\frac{\pi a}{\lambda_0} \sin \theta\right)}{\frac{\pi^2}{4} - \left(\frac{\pi a}{\lambda_0} \sin \theta\right)^2} \quad (2-3)$$

Les ouvertures à - 3 dB sont dans le plan E de  $56^\circ \lambda_0/b$  ou dans le plan H de  $68^\circ \lambda_0/a$ , le gain est environ de  $10 ab / \lambda_0^2$ .

Une notion importante, dans le cadre d'applications interférométriques, est la localisation du centre de phase. Si le cornet se comportait uniquement comme une ouverture rayonnante, il présenterait alors un centre de phase situé au milieu de l'embouchure. Mais la répartition de champs non équiphase sur l'ouverture modifie sa position. Muehldorf a étudié ce problème [4] et a déterminé la position du centre de phase dans les plans E et H (Fig. 2. 3). Cependant, la notion de centre de phase n'est définie que pour une direction proche de l'axe principal de rayonnement. L'étude complète de ce problème nécessiterait un calcul des caractéristiques des champs en phase et une mesure précise du diagramme de rayonnement en phase que nous n'avons pu effectuer. Nous négligeons donc ce fait, d'autant plus que dans notre type de système il intervient de manière très voisine pour les deux cornets récepteurs.



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	$\pm 1,5$ 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 2.4 :** Caractéristiques des cornets Philips PM 7320 X.

Nous utilisons dans notre système les cornets Philips référencés PM 7320 X [5] qui sont pyramidaux avec évasement exponentiel (Fig. 2. 4). Ils couvrent la bande 8,2 - 12,5 GHz, possèdent un gain de 16 dB et une ouverture d'une trentaine de degrés dans chaque plan, les lobes secondaires ayant des niveaux situés à au moins 15 dB en-dessous du lobe principal. L'évasement exponentiel leur donne une grande longueur apparente  $L$  plus grande que leur longueur géométrique, qui nous permet de considérer, en première approche, que le centre de phase se situe dans l'ouverture. Les cornets sont reliés aux autres composants du système de réception par des transitions guide-SMA.

## **2.2.2 Etude et réalisation d'antennes plaquées**

Les antennes plaquées, étudiées depuis une quinzaine d'années, présentent les avantages suivants :

- poids et encombrement réduits, éléments importants, par exemple dans le cadre d'antennes embarquées,
- faible coût et facilité de réalisation d'où leur intérêt dans le développement grand public des systèmes hyperfréquences,
- intégration possible avec les fonctions hyperfréquences réalisées en structure hybride ou monolithique.

Les antennes plaquées possèdent, dans leurs configurations actuelles, quelques inconvénients tels :

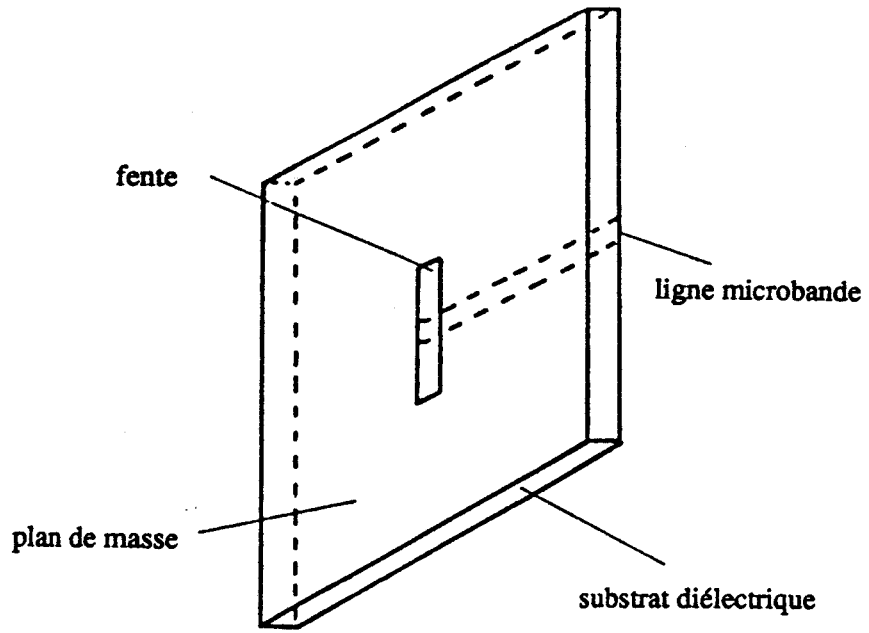
- une bande passante et une efficacité relativement faibles,
- un rayonnement parasite relativement important (lignes d'alimentation, ondes de surface),
- une tolérance de réalisation faible.

Mais l'importance des recherches effectuées dans ce domaine apporte une réduction constante des inconvénients liés à l'utilisation de ce type d'antennes.

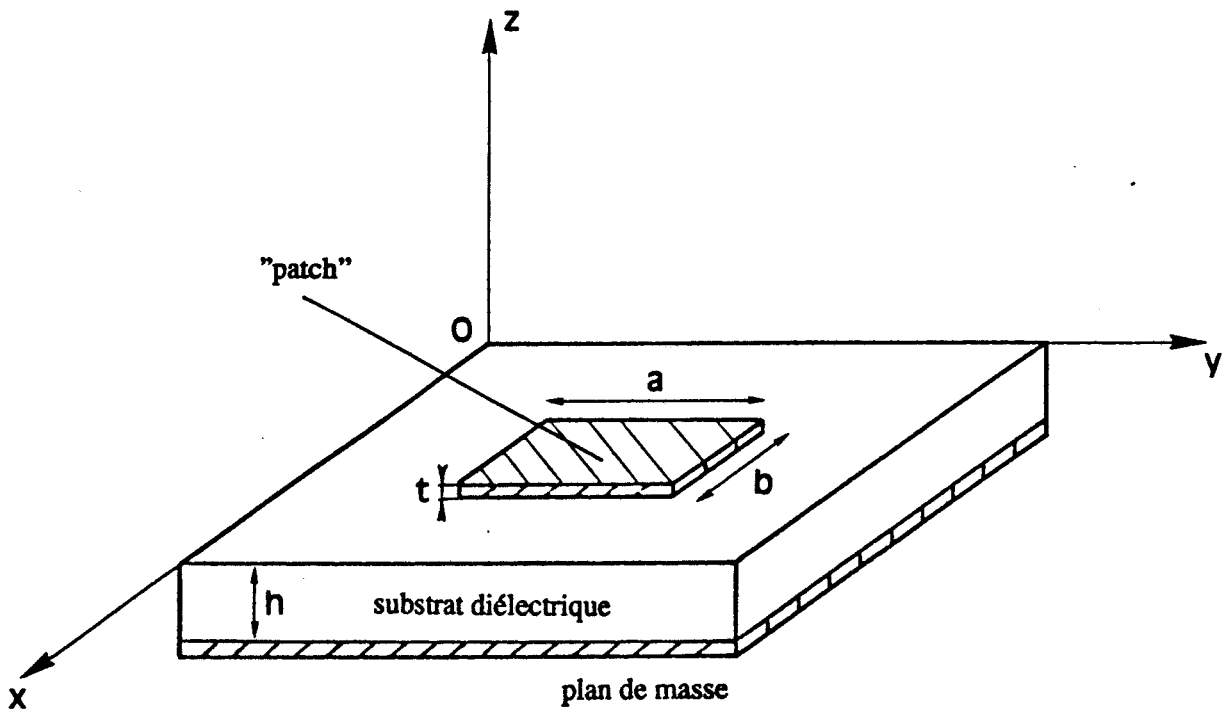
### **2.2.2.1 Antennes plaquées classiques**

On distingue deux principaux types d'antennes plaquées :

- antenne microruban à fente : "slot antenna"



**Figure 2.5 :** Antenne microruban à fente



**Figure 2.6 :** Antenne microruban plaquée rectangulaire dite "patch"

- antenne microruban plaquée : "microstrip antenna"

Après un bref rappel concernant l'antenne microruban à fente, notre étude portera essentiellement sur le deuxième type d'élément rayonnant qui constituera le point de départ de l'antenne finalement développée.

### Antenne microruban à fente (A.M.F.)

L'A.M.F. consiste [6], [7] en une ouverture rectangulaire pratiquée dans le plan de masse d'une ligne microruban qui lui est perpendiculaire et se termine en circuit ouvert ou en court-circuit (Fig. 2. 5). L'élément rayonnant est donc constitué par une fente rayonnante dans un plan métallique.

On distingue des antennes à fente étroite (largeur  $W_F$  petite vis-à-vis de  $\lambda_0$ ), dont la bande passante est faible, et des antennes à fente large ( $W_F$  comparable à  $\lambda_0$ ), qui présentent une bande passante plus importante, utilisables par exemple pour la télévision par satellite (11,7 à 12,5 GHz) [8].

Ce type d'antenne est bidirectionnel et peut être rendu unidirectionnel par l'utilisation d'un réflecteur métallique derrière l'ouverture.

Notre système requiert des éléments rayonnants unidirectionnels, et préférant éviter l'adjonction d'un réflecteur nécessitant un ajustement mécanique (effet de sa position sur les caractéristiques de l'antenne), nous nous orienterons vers l'utilisation d'une antenne du type microruban plaquée.

### Antenne microruban plaquée rectangulaire dite "patch"

Cette antenne consiste en un rectangle conducteur séparé d'un plan de masse par une fine couche de diélectrique sans pertes (Fig. 2. 6). Elle constitue principalement un résonateur demi-onde que nous choisissons selon la largeur  $b$  qui sera donc relativement voisine de  $\lambda_g / 2$ ,  $\lambda_g$  étant la longueur d'onde guidée dans le substrat considéré ( $\lambda_g = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}$ ).

#### • *Modélisation de l'antenne plaquée*

De nombreux modèles ont été développés [9]. Nous nous contentons ici de résumer deux de ces approches, parmi les plus simples, qui permettent une bonne compréhension physique du phénomène ainsi qu'ultérieurement la mise au point d'une démarche de conception débouchant sur la définition de règles pratiques de savoir-faire.

##### – **Modèle de la ligne de transmission [10]**

On considère que l'antenne rayonne par ses deux extrémités ouvertes, le rayonnement



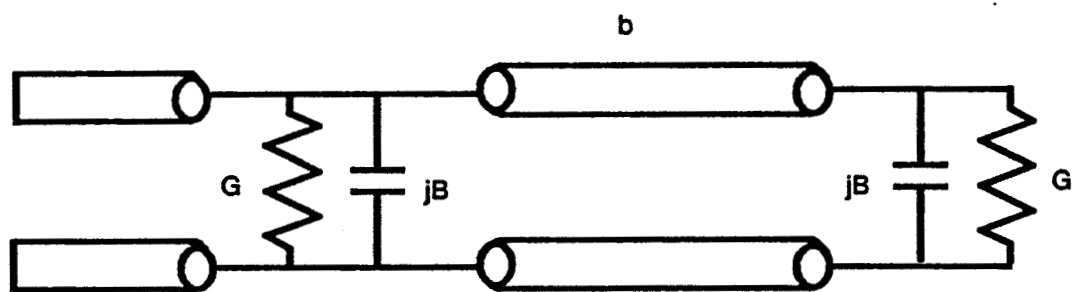
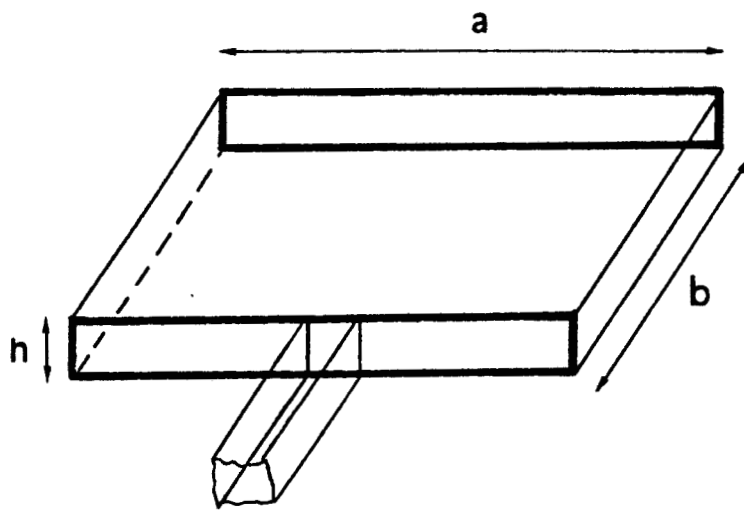


Figure 2.7 : Antenne "patch" : modèle de la ligne de transmission

du ruban métallique proprement dit étant négligeable. Ceci permet de représenter l'antenne par deux fentes rayonnantes étroites de longueur  $a$  et de largeur  $h$  séparées par une ligne de transmission de faible impédance caractéristique de longueur  $b$  (Fig. 2.7).

Pour une ligne d'alimentation perpendiculaire aux ouvertures, dont on néglige l'effet, l'admittance d'entrée peut s'écrire :

$$Y_e = G + jB + Y_c \frac{G + j(B + Y_c \operatorname{tg} \beta b)}{Y_c - B \operatorname{tg} \beta b + jG \operatorname{tg} \beta b} \quad (2-4)$$

où  $\beta$  est la constante de propagation  $2\pi/\lambda_g$ , et où l'admittance de l'ouverture est donnée par [11] :

$$G + jB = \frac{\pi a}{\lambda_0 \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}} \left[ 1 + j \left( 1 - 0,636 \ln \frac{2\pi}{\lambda_0} h \right) \right] \quad (2-5)$$

A la résonance on a :

$$\operatorname{tg} \beta b = \frac{2Y_c B}{G^2 + B^2 - Y_c^2} \quad (2-6)$$

et l'admittance d'entrée vaut alors  $2G$ .

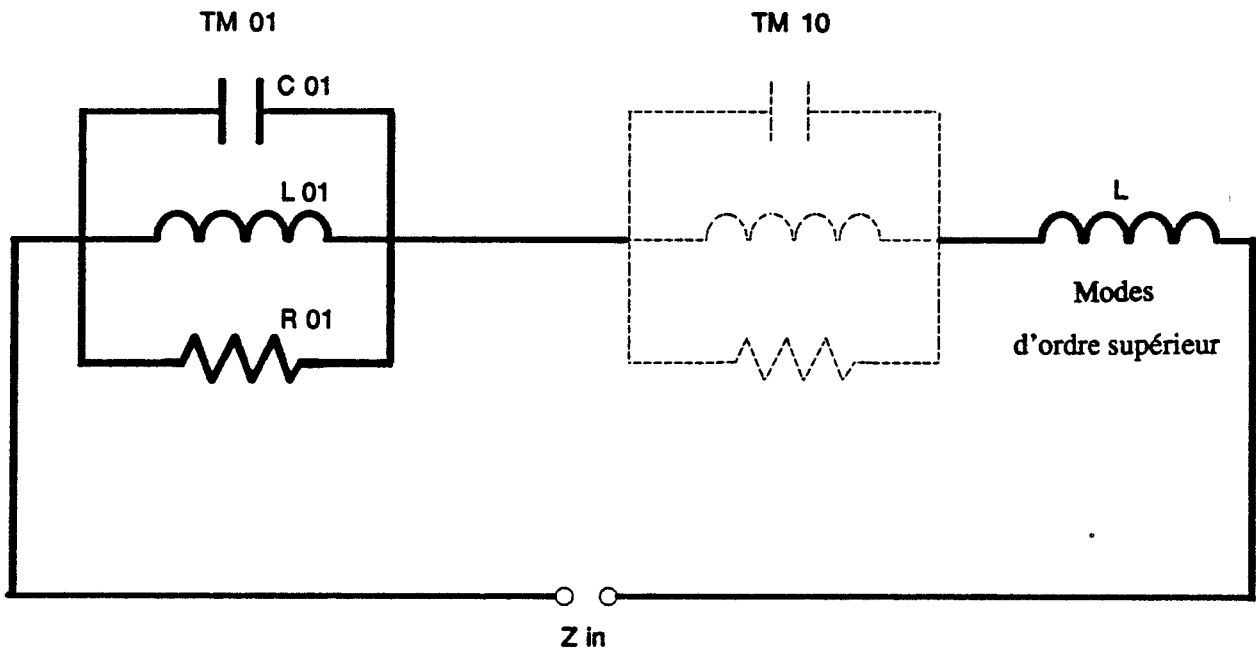
On obtient pratiquement une largeur  $b$  légèrement inférieure à  $\lambda_g/2$ , essentiellement due au débordement des lignes de champs aux extrémités de l'antenne. On introduit alors un facteur correctif  $q$  voisin de 1, déterminé expérimentalement pour un substrat donné, et ainsi la fréquence de résonance s'écrit [12] :

$$f_r = \frac{c}{\lambda_g \sqrt{\epsilon_r}} = q \frac{c}{2b \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-7)$$

Ce modèle a l'avantage de la simplicité, mais nécessite la connaissance empirique du facteur  $q$ .

#### - Modèle de la cavité modale [12]

On assimile à une cavité la région délimitée par des murs électriques constitués par la surface rectangulaire du ruban conducteur et le plan de masse, et par des murs



**Figure 2.8 :** Antenne "patch" : modèle de la cavité

magnétiques sur les côtés. Le champ électrique est dirigé selon z et il apparaît ainsi une famille de modes  $TM_{mn}$ .

Ceci permet la représentation donnée figure 2.8 et l'écriture de la fréquence de résonance du mode  $TM_{mn}$  suivante :

$$f_r = \frac{1}{2\sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (2-8)$$

Remarquons que si  $a = b$ , nous avons un mode dégénéré ( $TM_{10}$  identique à  $TM_{01}$ ), ce que nous éviterons (apparition de polarisation elliptique, ...) en choisissant toujours  $a > b$ .

L'effet d'épanouissement des lignes de champ en bordure du rectangle conducteur mène encore à des valeurs de  $f_r$  différentes de la réalité. Il faut alors donner à la cavité des dimensions effectives plus grandes et introduire la permittivité relative effective  $\epsilon_{r,eff}$ , ce que nous ferons lors des calculs de conception.

• **Caractéristiques de l'antenne plaquée**

– **Bande passante et efficacité**

La bande passante est reliée au facteur de qualité de la cavité et au taux d'onde stationnaire S sur la ligne d'alimentation [6] :

$$BP = \frac{100(S-1)}{Q\sqrt{S}} \% \quad (2-9)$$

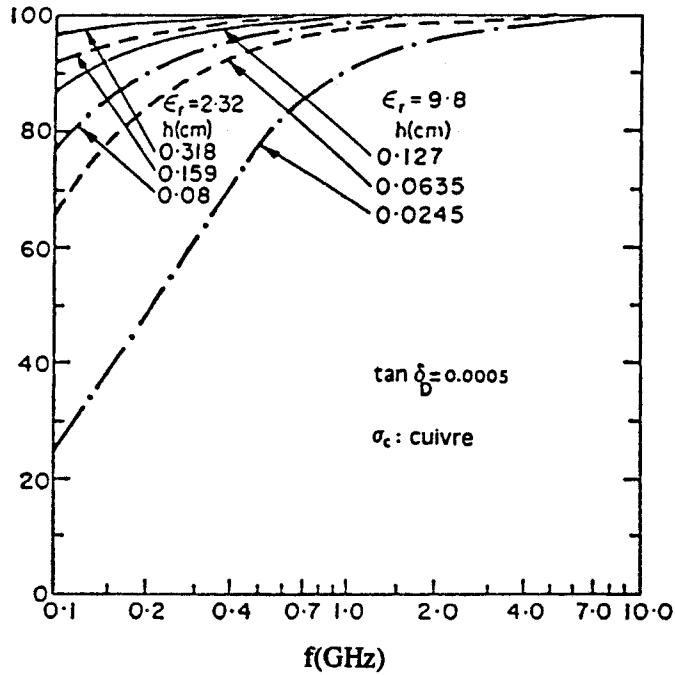
Le coefficient de qualité de la cavité  $Q = f_r / \Delta f_r$  s'écrit :

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_R} + \frac{1}{Q_C} + \frac{1}{Q_D} \quad (2-10)$$

$Q_R$  représente les pertes par rayonnement et peut s'exprimer en fonction de différents paramètres, par exemple [6] :

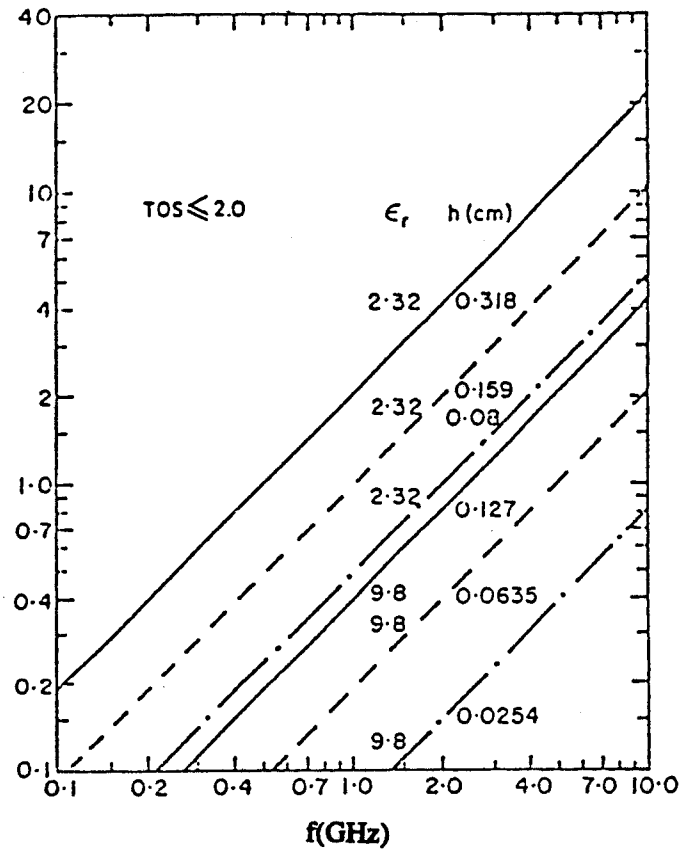
$$Q_R = \frac{c\sqrt{\epsilon_{r,eff}}}{4f_r h} \quad (2-11)$$

Efficacité  $\eta$  (%)

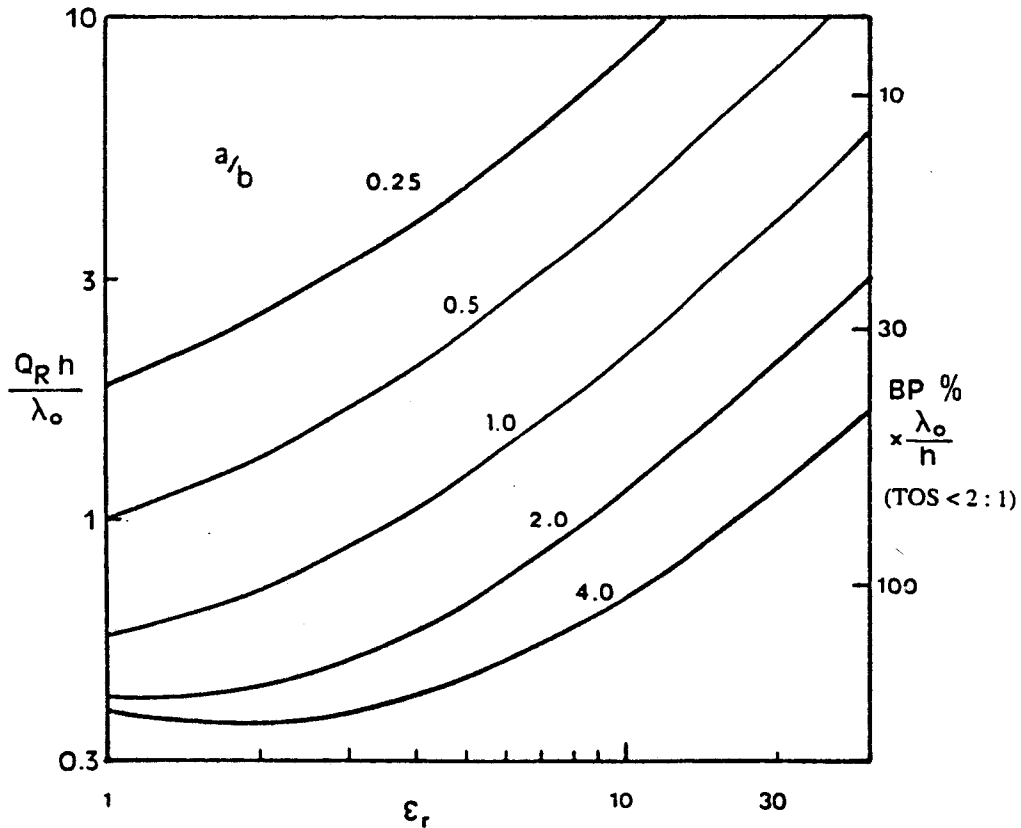


Efficacité en fonction de  $h$  et  $\epsilon_r$

Bande passante (%)

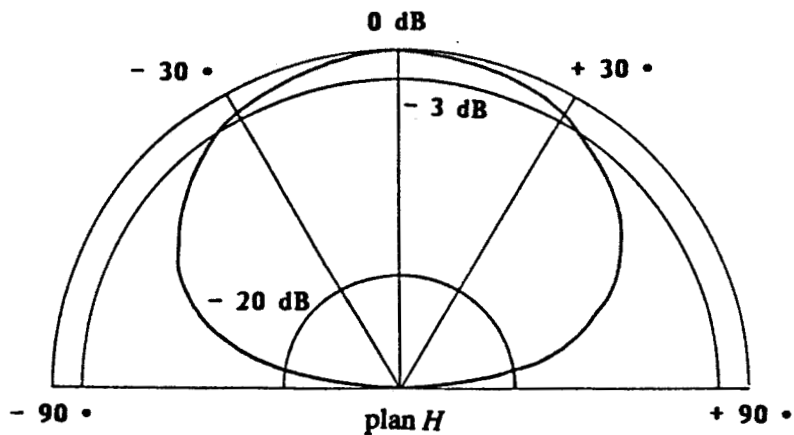
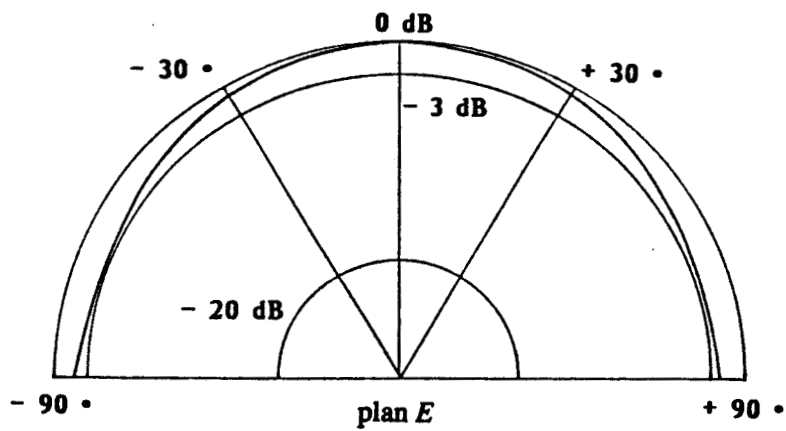
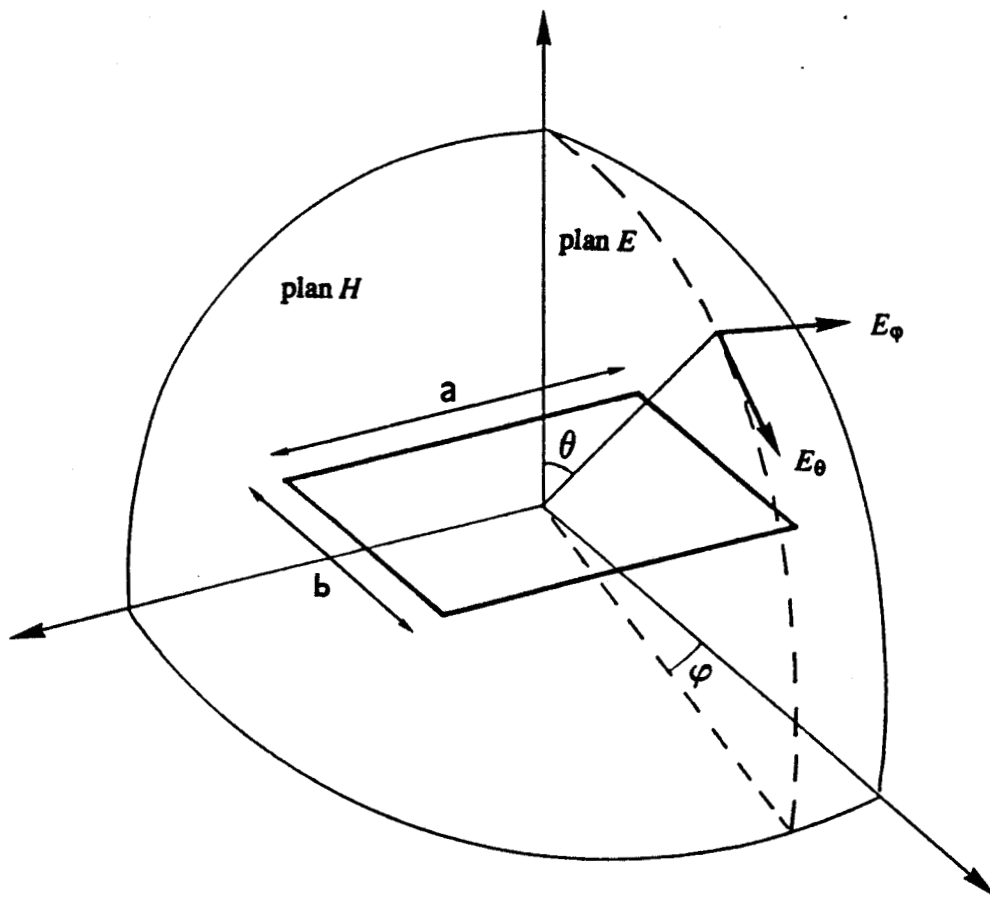


Bande passante en fonction de  $h$  et  $\epsilon_r$



Efficacité en fonction de  $a/b$  et  $\epsilon_r$

Figure 2.9 : Antenne "patch" : bande passante, efficacité et coefficient de qualité.



**Figure 2.10 :** Référentiel associé à l'antenne "patch" et diagrammes de rayonnement pour  $f_r = 10 \text{ GHz}$ ,  $\epsilon_r = 2,33$ ,  $h = 0,79 \text{ mm}$  et  $a = \lambda_0/2$

$Q_C$  représente les pertes dans le conducteur :

$$Q_C = h \sqrt{\mu_0 \pi f_r \sigma_c} \quad (2-12)$$

avec  $\sigma_c$  la conductivité du microruban.

$Q_D$  représente les pertes dans le diélectrique :

$$Q_D = \frac{1}{\text{tg } \delta_D} \quad (2-13)$$

On peut aussi alors définir l'efficacité  $\eta$  de l'antenne qui représente le rapport de l'énergie rayonnée à l'énergie injectée dans l'antenne :

$$\eta(\%) = \frac{Q}{Q_R} \times 100 \quad (2-14)$$

Nous présentons figure 2.9 les courbes de la bande passante, du coefficient de qualité et de l'efficacité en fonction de différents paramètres [6], [13]. La bande passante est typiquement de l'ordre du %, elle augmente avec  $h$  et  $f_r$  et diminue avec  $\epsilon_r$ . L'efficacité  $\eta$  varie faiblement entre 1 et 10 GHz.

#### – Champ rayonné et gain

Le diagramme de rayonnement en champ lointain d'une antenne plaquée rectangulaire est large : l'antenne rayonne quasiment dans tout le demi-espace qui lui fait face.

Carver [12] donne les expressions de champ suivantes (Fig. 2. 10) qui tiennent compte de l'épaisseur du substrat :

dans le plan E :  $-\pi/2 < \theta < \pi/2$

$$E_\theta(\varphi = 0, \theta) = -j \frac{V_0 k_0 a e^{-jk_0 r}}{\pi r} \cos(kh \cos \theta) \cos(k_0 \frac{b}{2} \sin \theta)$$

$$E_\varphi(\varphi = 0, \theta) = 0 \quad (2-15)$$

dans le plan H :  $-\pi/2 < \theta < \pi/2$

$$E_\theta(\varphi = \frac{\pi}{2}, \theta) = 0 \quad (2-16)$$

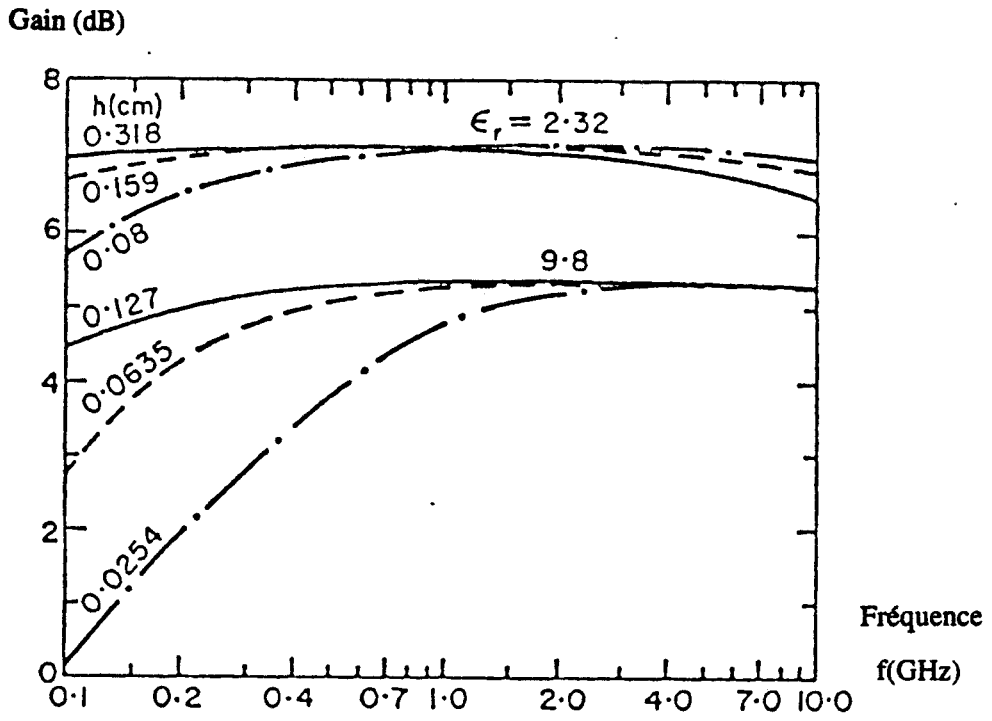
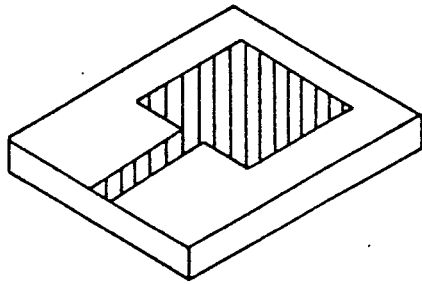
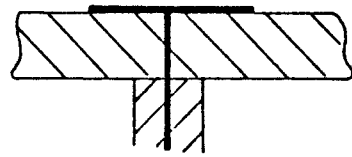


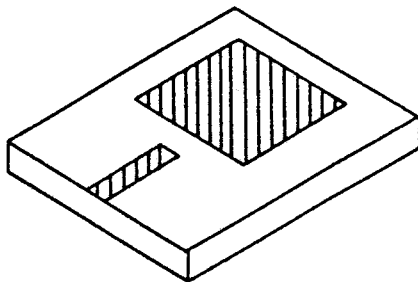
Figure 2.11 : Gain de l'antenne plaquée rectangulaire en fonction de la fréquence.



ligne microruban



alimentation par minicoaxial



alimentation par couplage capacitif



alimentation par couplage en ligne triplaque

Figure 2.12 : Différents types d'alimentation de l'antenne "patch"



$$E_{\varphi}(\varphi = \frac{\pi}{2}, \theta) = j \frac{V_0 k_0 a e^{-jk_0 r}}{\pi r} \cos(kh \cos \theta) \frac{\sin(k_0 \frac{a}{2} \sin \theta)}{k_0 \frac{a}{2} \sin \theta}$$

où  $k$  et  $k_0$  sont les nombres d'onde respectivement dans le substrat et dans l'air. Pour une antenne donnée,  $b$  est choisi, ce qui fixe le diagramme de rayonnement dans le plan E. On pourra faire varier la directivité dans le plan H en agissant sur la longueur  $a$ , qui n'a qu'un faible effet sur la fréquence de résonance.

Ceci donne par exemple à 10 GHz, pour une longueur  $a = \lambda_0/2$ , sur un substrat  $\epsilon_r = 2,33$  de hauteur  $h = 0,79$  mm, une ouverture à -3dB de  $85^\circ$  dans le plan E et de  $72^\circ$  dans le plan H.

Quant au gain, l'antenne étant peu directionnelle, il n'atteint pas des valeurs élevées, typiquement entre 5 et 8 dB selon le substrat utilisé (Fig. 2.11), il augmente avec l'épaisseur du substrat et diminue avec sa permittivité.

Nous avons donc résumé les principales caractéristiques de l'antenne plaquée rectangulaire, il nous faut maintenant envisager ses différents modes d'alimentation.

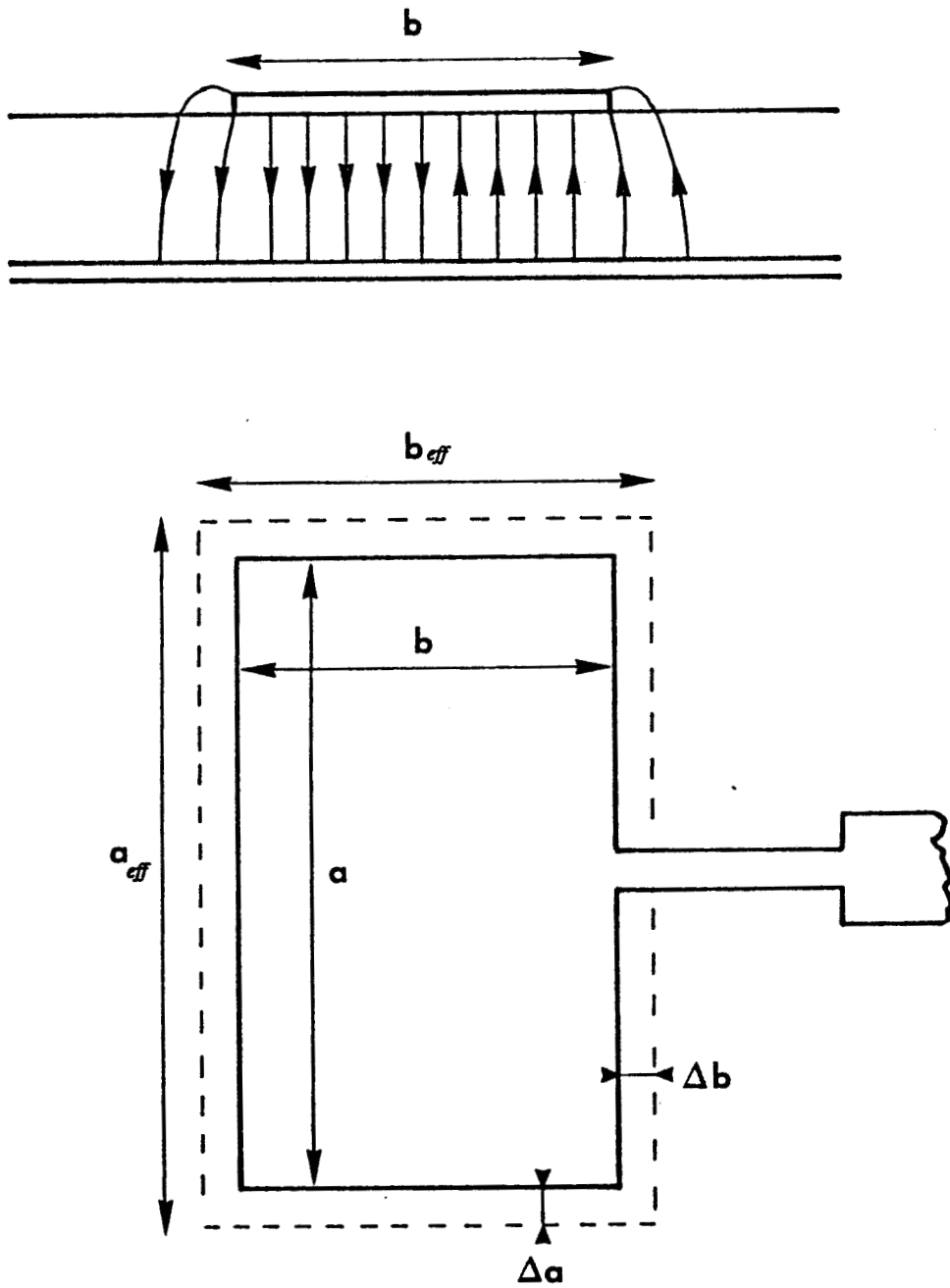
• **Excitation de l'antenne plaquée rectangulaire**

Elle doit se faire de manière à ce que l'antenne soit adaptée à la ligne d'alimentation, en général d'impédance  $50 \Omega$ . Il faut également qu'elle modifie le plus faiblement possible le comportement de l'élément rayonnant proprement dit (en ne décalant pas la fréquence de résonance et en évitant l'apparition de rayonnement parasite).

– **alimentation par ligne microruban (Fig. 2.12)**

Cette ligne attaque le bord de l'antenne. Cette localisation du point d'alimentation permet de choisir le mode excité. Nous excitons le mode dominant  $TM_{01}$  en nous reliant au milieu du bord de l'antenne. L'impédance d'entrée est alors assez importante ( $>100 \Omega$ ) et requiert une adaptation par ligne  $\lambda_g/4$ . La détermination de l'impédance d'entrée peut se faire soit par calcul [10], soit en la mesurant en reliant directement l'antenne par une ligne d'impédance caractéristique  $50 \Omega$ .

Ce type d'alimentation est d'une réalisation aisée dans la mesure où la ligne quart-d'onde n'a pas une impédance caractéristique trop importante, la largeur des lignes



**Figure 2.13 : Dimensions effectives de l'antenne "patch"**

réalisables étant limitée. Il existe par ailleurs une modélisation par la ligne de transmission tentant de prendre en compte l'effet de la ligne d'alimentation [14].

On peut citer une autre méthode d'alimentation par ligne microruban  $50 \Omega$  où l'adaptation est faite au moyen d'un couplage capacitif entre son extrémité et le bord de l'antenne. Cependant, la faiblesse de l'intervalle les séparant pose d'importants problèmes de réalisation.

– **alimentation par minicoaxial**

On détermine alors la localisation d'un point de l'antenne présentant l'impédance  $50 \Omega$ . On relie ce point à l'âme centrale d'un minicoaxial traversant le substrat, dont le conducteur extérieur est relié au plan de masse [15]. La localisation du point de connection se révèle assez critique : cette méthode requiert une réalisation mécanique très soignée (affleurement de l'âme centrale, ajustement du minicoaxial).

– **alimentation par couplage sur ligne triplaque**

Cette méthode, présentée par H. G. Oltman [16], élimine tout contact physique entre la ligne d'alimentation et le "patch" mais nécessite l'utilisation de substrat triplaque. Par ailleurs, elle tend à élargir la bande passante de l'antenne.

Nous choisissons d'utiliser la première méthode d'alimentation décrite pour ses facilités de mise au point et de réalisation.

• **Conception d'antennes plaquées rectangulaires alimentées par ligne quart-d'onde**

Nous avons adopté une démarche qui prend en compte les dimensions effectives de l'antenne (Fig. 2.13).

1. **Choix de la longueur efficace  $a$**

Cette dimension n'a qu'un faible impact sur la fréquence de résonance. Il ne faut pas lui donner une valeur trop petite car on réduit alors l'efficacité et la directivité de l'antenne tandis qu'on augmente son impédance d'entrée. On évite une dimension favorisant l'apparition d'un mode selon cette longueur à la fréquence de travail :  $a \neq n \lambda$ . Pratiquement, nous prenons :

$$a_{eff} = \lambda_0/2 \quad (2-17)$$

2. **Calcul de la permittivité effective :  $\epsilon_{r,eff}$**

On la calcule par la formule de Schneider :

$$\epsilon_{r\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \left(1 + 10 \frac{h}{a_{\text{eff}}}\right)^{-1/2} \frac{\epsilon_r - 1}{2} \quad (2-18)$$

3. **Calcul des élargissements de ligne  $\Delta a$  et  $\Delta b$  typiques par utilisation de la formule de Hammerstadt [17] :**

$$\Delta a = 0,412 \frac{\epsilon_{r\text{eff}} + 0,3}{\epsilon_{r\text{eff}} - 0,258} \frac{a_{\text{eff}} / h + 0,262}{a_{\text{eff}} / h + 0,813} \quad (2-19)$$

$$\Delta b = 0,412 \frac{\epsilon_{r\text{eff}} + 0,3}{\epsilon_{r\text{eff}} - 0,258} \frac{b_{\text{eff}} / h + 0,262}{b_{\text{eff}} / h + 0,813}$$

4. **Détermination des dimensions physiques a et b :**

$$a = a_{\text{eff}} - 2\Delta a \quad \text{et} \quad b = b_{\text{eff}} - 2\Delta b \quad (2-20)$$

La correction de l'épanouissement des lignes de champs est surtout importante pour la largeur b.

5. **On calcule alors l'impédance d'entrée de l'antenne excitée au point milieu de sa longueur a.** Nous choisissons l'expression qui a fourni les meilleurs résultats expérimentaux :

$$R_e = 1 / 2G \quad (2-21)$$

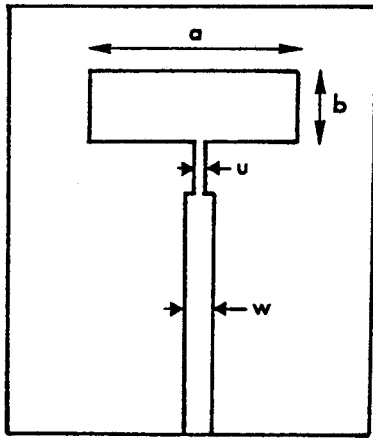
où G est donné par la formule d'Ass [15] :

$$G = \frac{1}{90} \left(\frac{a}{\lambda_0}\right)^2 \left(1 - \frac{9}{16} \left(\frac{a}{\lambda_0}\right)^2\right) \left(1,32 + 0,68 \cos\left(4,85 \frac{b}{\lambda_0}\right)\right) \quad (2-22)$$

valable pour  $b/\lambda_0 < 0,4$  et  $0,2 < a/\lambda_0 < 0,6$ .

6. **On adapte alors cette impédance à une ligne 50  $\Omega$  par l'intermédiaire d'un tronçon quart-d'onde microbande dont l'impédance est donnée par**

$$Z_{\lambda/4} = \sqrt{50R_e} \quad (2-23)$$



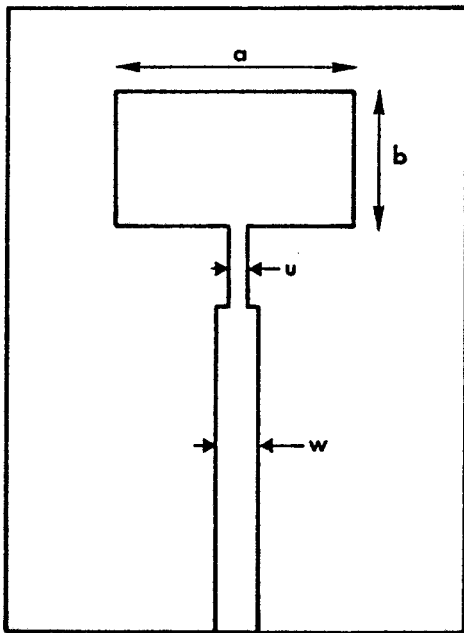
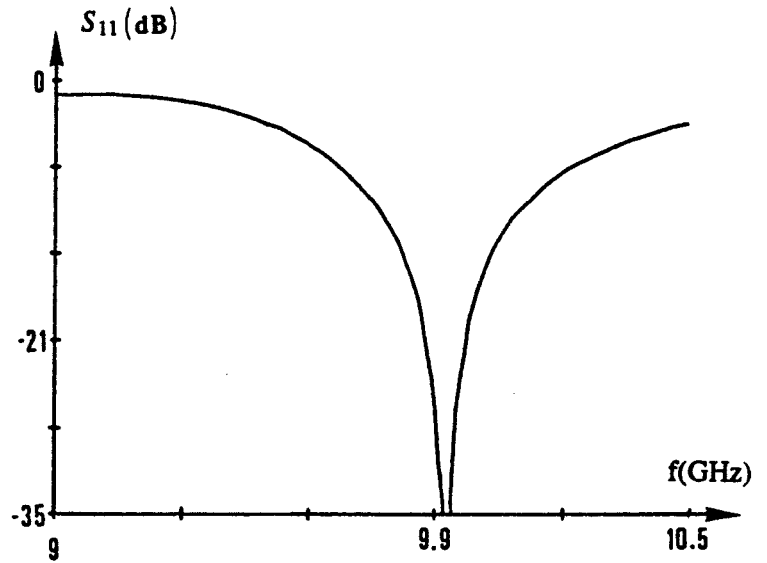
$h = 0,635 \text{ mm}$   $\epsilon_r = 10,5$

$a = 14,65 \text{ mm}$

$b = 4,10 \text{ mm}$

$w = 0,49 \text{ mm}$

$u = 0,12 \text{ mm}$



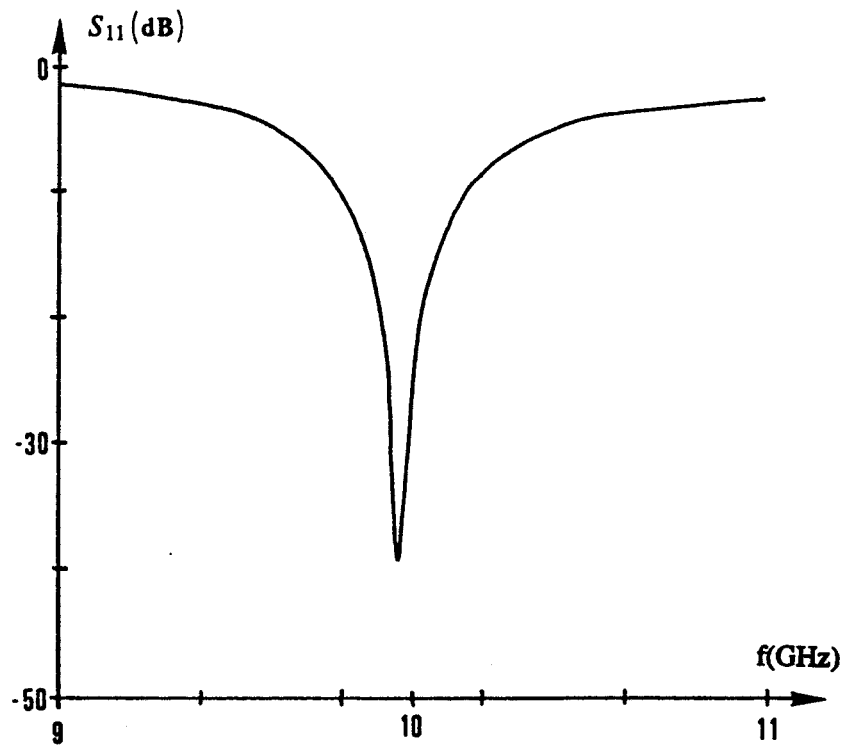
$h = 0,79 \text{ mm}$   $\epsilon_r = 2,33$

$a = 14,35 \text{ mm}$

$b = 9,05 \text{ mm}$

$w = 2,25 \text{ mm}$

$u = 1,47 \text{ mm}$



**Figure 2.14 :** Dimensions et paramètre  $S_{11}$  d'antennes "patch" alimentées par ligne quart d'onde.

• **Antennes réalisées**

La réalisation est faite en technologie couche mince sur des substrats à très faibles pertes ( $\text{tg } \delta_D = 0,001$  à 10 GHz) qui sont recouverts d'une fine épaisseur de cuivre de  $17,5 \mu\text{m}$  (épaisseur de peau de  $1,3$  et  $0,7 \mu\text{m}$  à  $2,45$  et  $10$  GHz).

Les antennes sont réalisées à  $9,9$  puis  $10$  GHz et à  $2,45$  GHz. Les fréquences de résonance obtenues à partir des données fournies par le programme de conception diffèrent de quelques pour-cents par rapport aux fréquences souhaitées. Ce décalage de fréquence incombe tout autant au caractère approché du modèle utilisé qu'à la précision de réalisation (sous-gravure, la gravure étant effectuée dans un premier temps avec un bain à mousse de perchlorure de fer).

Un calcul d'erreur sur la fréquence de résonance effectué par Bahl [6] montre également l'influence du  $\Delta\epsilon_r$  et du  $\Delta h$  sur les paramètres du substrat, l'erreur majeure restant liée à la précision sur la largeur résonnante (typiquement 1% d'erreur sur  $b$  donne 1% d'erreur sur la fréquence).

La largeur de bande de l'antenne étant faible, un ajustement empirique de sa dimension s'avère nécessaire : on effectue plusieurs réalisations pour des valeurs voisines de  $b$  et on déduit par régression linéaire la valeur à adopter pour la fréquence choisie.

Nous indiquons figure 2.14 les dimensions des antennes fonctionnant à  $9,9$  GHz sur un substrat de permittivité relative  $\epsilon_r = 10,5$  et à  $10$  GHz sur un substrat de permittivité relative  $\epsilon_r = 2,33$  ainsi que leur paramètre  $S_{11}$  mesuré à l'analyseur de réseau HP 8410.

L'antenne réalisée sur le substrat de plus haute permittivité présente les inconvénients d'une largeur  $b$  faible et d'une ligne quart-d'onde d'adaptation très fine qui altèrent sa reproductibilité.

L'antenne conçue sur le substrat de faible permittivité est moins sensible à ce problème, mais la largeur de la ligne d'impédance caractéristique  $50 \Omega$  ainsi que les discontinuités de largeur de ligne amènent un rayonnement parasite plus important. En effet, la conductance de rayonnement  $G_r$  d'une ligne microbande peut s'approximer [18] :

$$G_r Z_0 \# \frac{4 \pi h w_{eff}}{3 \lambda_0^2 \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (2-24)$$

où  $Z_0$  est l'impédance caractéristique de la ligne,  $w_{eff}$  et  $\epsilon_{reff}$  respectivement la largeur et la permittivité effectives de la ligne, ce qui donne à  $10$  GHz :

pour le substrat Duroïd RT/D 6010.5 :  $\epsilon_r = 10,5$   $h = 0,635$  mm

$$G_r Z_0 \# 4,5 \cdot 10^{-4}$$

pour le substrat Duroïd RT/D 5870 :  $\epsilon_r = 2,33$   $h = 0,79$  mm

$$G_r Z_0 \# 3,0 \cdot 10^{-3}$$

## Conclusion

Nous avons réalisé des antennes plaquées rectangulaires alimentées par ligne quart-d'onde sur différents substrats. Le gain et la bande passante des antennes sont d'autant plus importants que la permittivité relative  $\epsilon_r$  du substrat utilisé est faible. Par ailleurs les structures de propagation guidée que constituent les lignes microbandes rayonnent plus faiblement et assurent de meilleures performances à la circuiterie hyperfréquence quand elles sont réalisées sur des substrats de forte permittivité.

Cela nous amène à mettre au point des antennes plaquées originales satisfaisant à des impératifs contradictoires, situant à la fois :

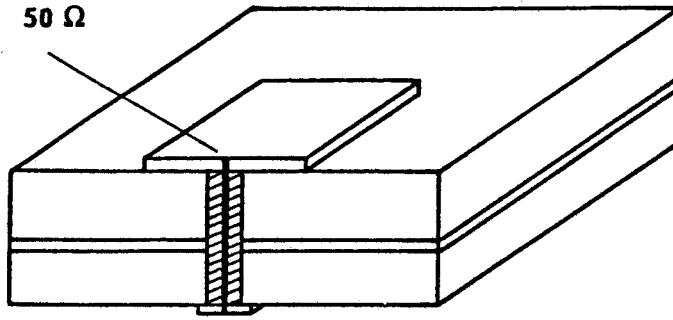
- l'élément rayonnant sur un substrat favorisant le rayonnement,
- la ligne d'alimentation sur un substrat assurant un bon confinement du champ propagé.

### 2.2.2.2 Antenne plaquée alimentée par ouverture de couplage

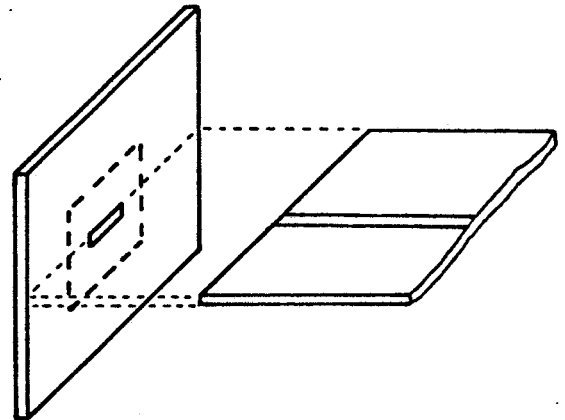
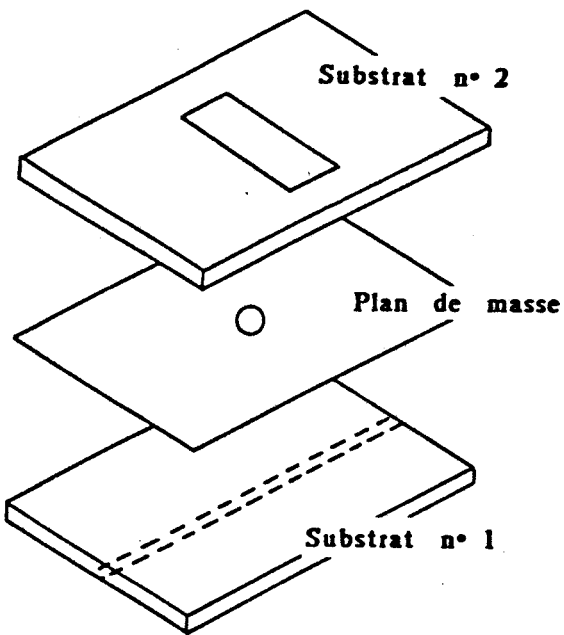
La dissociation de l'antenne et de sa ligne d'alimentation va donc nous apporter les avantages suivants :

- meilleurs gain et bande passante pour l'antenne proprement dite ( $\epsilon_r$  faible),
- bonne qualité des fonctions hyperfréquences réalisées en hybride (couplage, détection, modulation, déphaseur, oscillateur) ( $\epsilon_r$  fort), et possibilité à terme d'incorporer directement des circuits intégrés (utilisation de substrats en alumine) pour effectuer ces fonctions,
- diminution du rayonnement parasite des lignes d'alimentation qui, en outre, ne peut plus

Point  $50 \Omega$



(a) à traversée coaxiale



(c) à couplage par ouverture dans le plan de masse commun

(b) à couplage par ouverture à un substrat perpendiculaire

**Figure 2.15 :** Différents types d'antennes plaquées utilisant deux substrats différents.



perturber l'antenne compte tenu de la présence du plan de masse commun aux deux types de circuits.

Les solutions envisagées pour utiliser simultanément deux substrats de permittivité différente sont les suivantes :

- traversée coaxiale reliant la ligne d'excitation au "point 50  $\Omega$ " de l'antenne [15] (Fig. 2.15a),
- couplage par une ouverture à un substrat perpendiculaire à l'antenne plaquée [19] (Fig. 2.15b),
- couplage à une ligne microruban 50  $\Omega$  au moyen d'une ouverture pratiquée dans leur plan de masse commun [20] (Fig. 2.15c).

La première solution demande une localisation précise du "point 50  $\Omega$ " et une réalisation mécanique soignée. L'absence de contact direct antenne-alimentation joue en faveur des deux dernières solutions, la dernière possédant une meilleure tenue mécanique (et ne présentant pas l'ouverture à l'air). C'est donc la troisième possibilité que nous retenons.

• *Théorie simplifiée*

La modélisation exacte de ce type d'antennes reste actuellement un sujet d'intérêt en électromagnétisme [21]. Nous nous contentons donc d'une première approche qui va nous permettre une étude expérimentale de ce type d'antennes.

On utilise d'une part une représentation par le modèle de la cavité pour l'antenne et d'autre part la théorie du couplage par trou circulaire pour l'ouverture. Ceci mène aux coefficients de couplage capacitif  $C_P$  et magnétique  $C_M$  entre la cavité et la ligne d'alimentation [22] (Fig. 2.16) :

$$C_P = \frac{\frac{2}{3} r_0^3 \epsilon_r k_0^2}{P_{10}} \cos \frac{\pi x_0}{b} \quad (2-25)$$

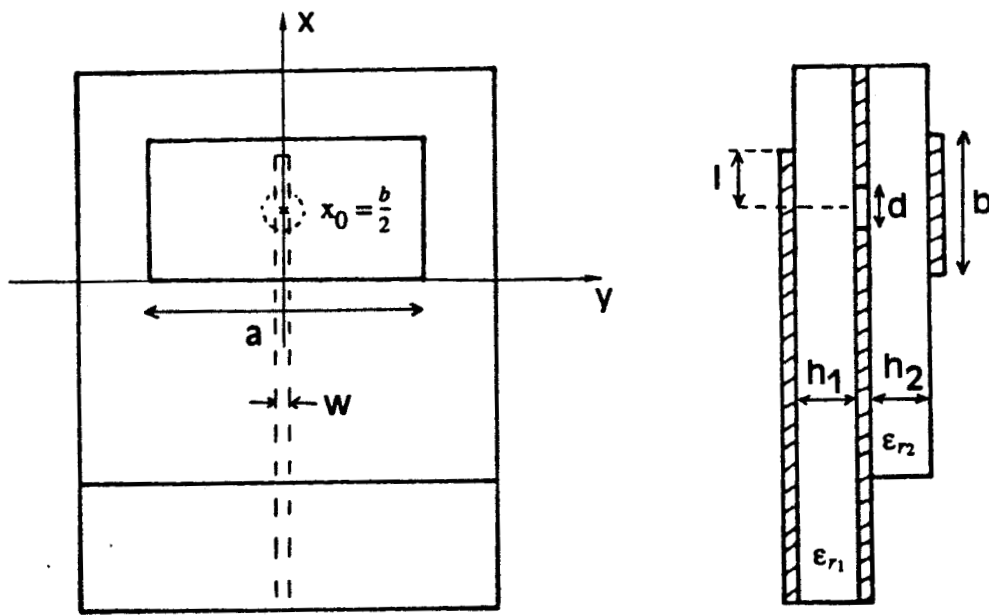
$$C_M = \frac{-jk_0 Z_0 \frac{4}{3} r_0^3 \frac{\pi h_1}{bw}}{P_{10} Z_c} \sin \frac{\pi x_0}{b} \quad (2-26)$$

où

$Z_0$  est l'impédance du vide valant 377  $\Omega$ ,

$Z_c$  est l'impédance caractéristique de la ligne d'alimentation,

$P_{10}$  représente le flux de puissance sur cette ligne,



**Figure 2.16 :** Structure de l'antenne "patch" alimentée par couplage

- $\epsilon_{r_1}$  est la permittivité relative du substrat supportant cette ligne,
- $h_1$  est l'épaisseur du substrat de permittivité  $\epsilon_{r_1}$ ,
- $w$  est la largeur de la ligne d'alimentation,
- $r_0$  est le rayon de l'ouverture dans le plan de masse,
- $x_0$  détermine la position de l'ouverture,
- $b$  est la largeur résonnante de l'antenne.

$C_P^{\max}$  et  $C_M^{\max}$  peuvent s'écrire, en approximant  $b$  à  $\lambda_0/2\sqrt{\epsilon_{r_{eff2}}}$ , en fonction de la même constante  $A$  :

$$C_P^{\max} = A \quad (2-27)$$

$$C_M^{\max} = - \frac{2jZ_0d_1\sqrt{\epsilon_{r_{eff2}}}}{\epsilon_{r_1}Z_cw} A \quad (2-28)$$

Ceci montre que le couplage d'origine magnétique est le plus important (par exemple : si  $\epsilon_{r_1} = 10.5$ ,  $d_1 = 0,635$  mm,  $Z_c = 50 \Omega$  alors  $C_M^{\max} / C_P^{\max} \# 5$ ). C'est donc ce dernier qui est choisi : en prenant  $x_0 = \frac{b}{2}$ , on rend ainsi  $C_M$  maximal.

Néanmoins ce modèle ne prend pas en compte la perturbation apportée par l'ouverture au comportement du "patch" proprement dit.

### • *Etude expérimentale*

Une démarche expérimentale systématique effectuée pour une antenne fonctionnant en bande X, sur un substrat de permittivité  $\epsilon_{r_2} = 2,33$  et d'épaisseur  $h_2 = 0,79$  mm, l'alimentation étant réalisée sur un substrat de haute permittivité  $\epsilon_{r_1} = 10,5$  et d'épaisseur  $h_1 = 0,635$  mm, nous permet de tirer les enseignements suivants (Fig. 2.17) :

- il existe un diamètre optimal du trou de couplage, tel qu'il ne soit ni trop petit ( $C_M$  varie comme  $r_0^3$ ), ni trop grand (il perturbe alors trop le fonctionnement de l'antenne et de la ligne d'alimentation).
- l'extrémité en circuit-ouvert du stub que constitue la ligne d'alimentation doit être à 1 à 2 mm du centre de l'ouverture, permettant ainsi l'adaptation de l'antenne.
- la fréquence de résonance de l'antenne ainsi alimentée est plus basse que celle d'une antenne de même largeur résonnante  $b$  alimentée classiquement par ligne quart-d'onde.

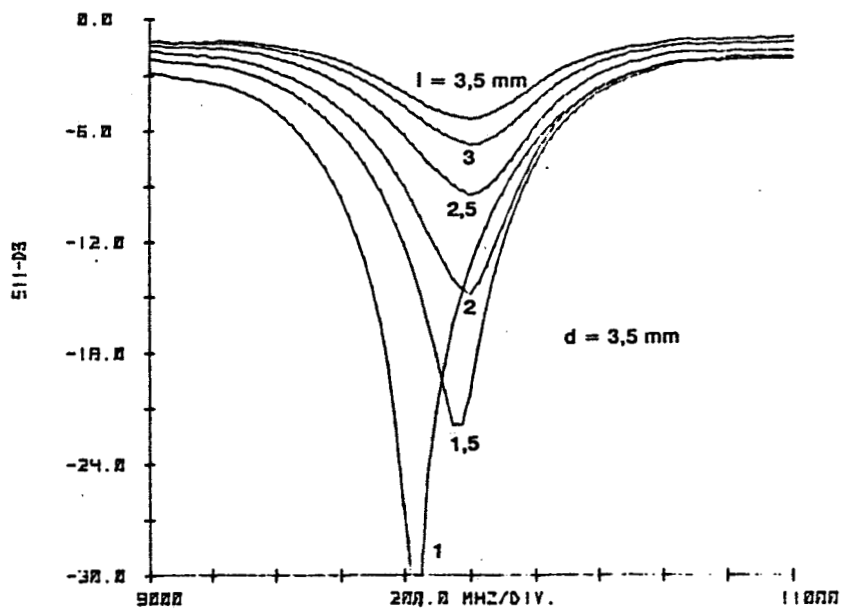
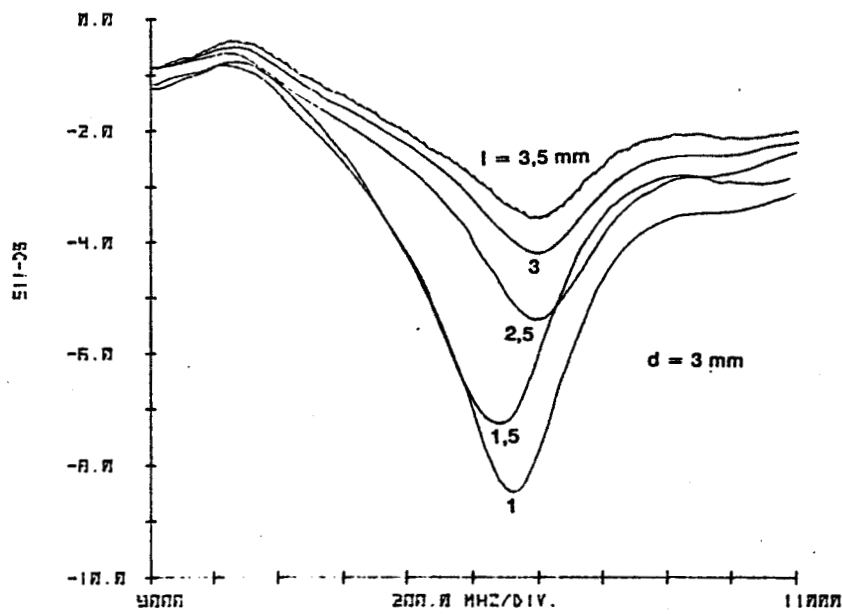
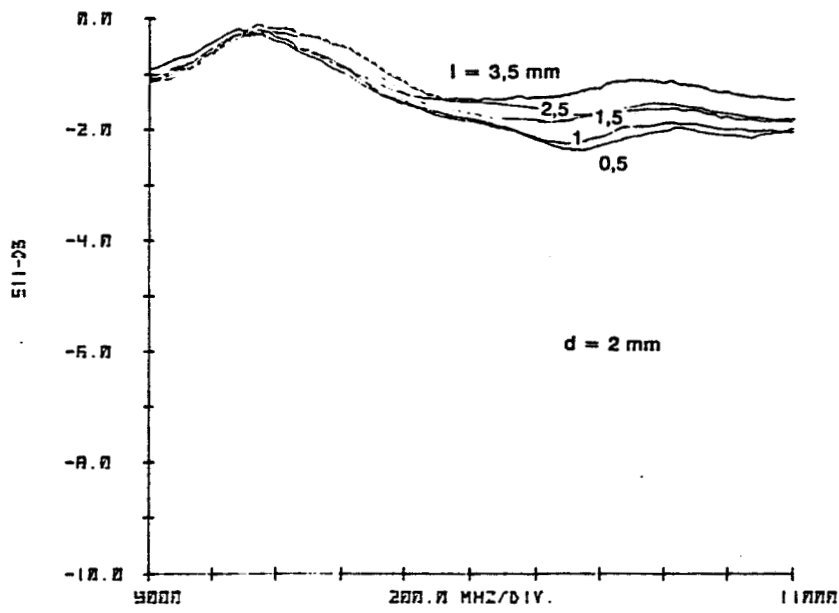
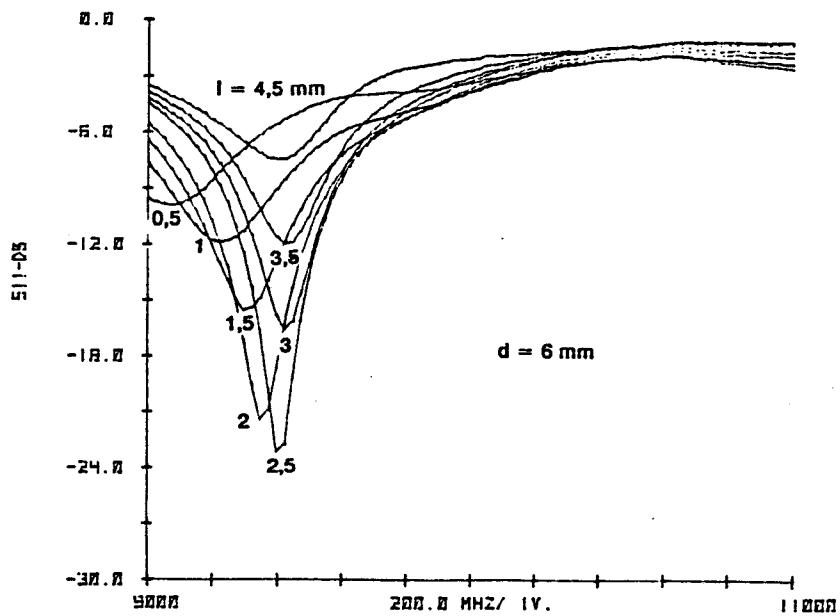
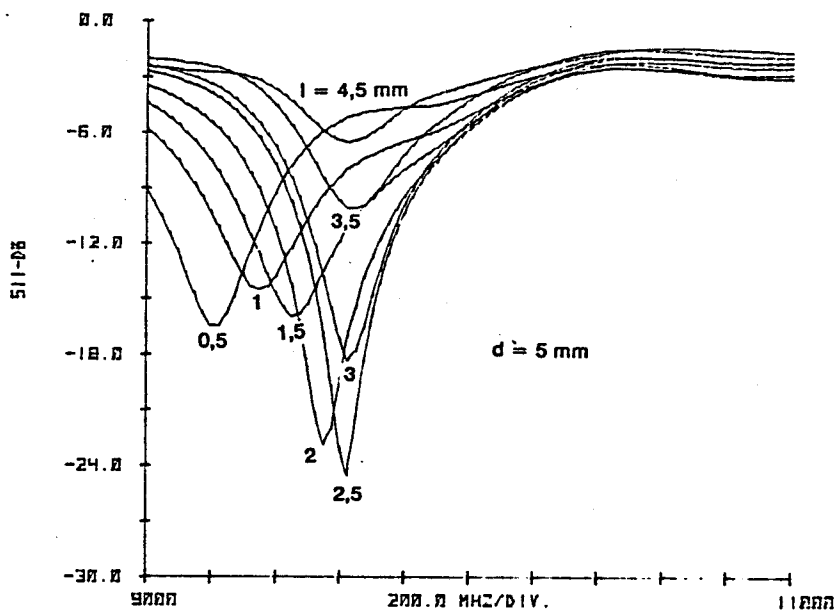
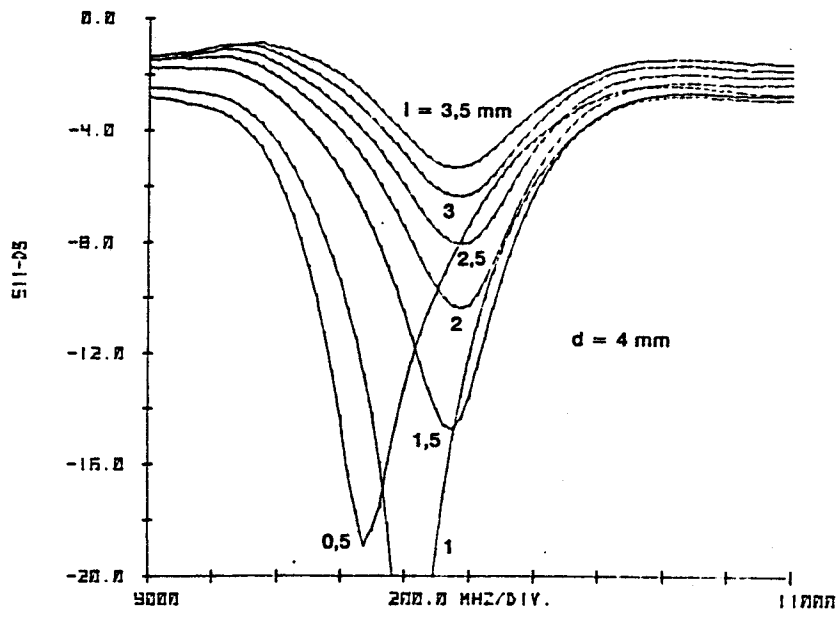


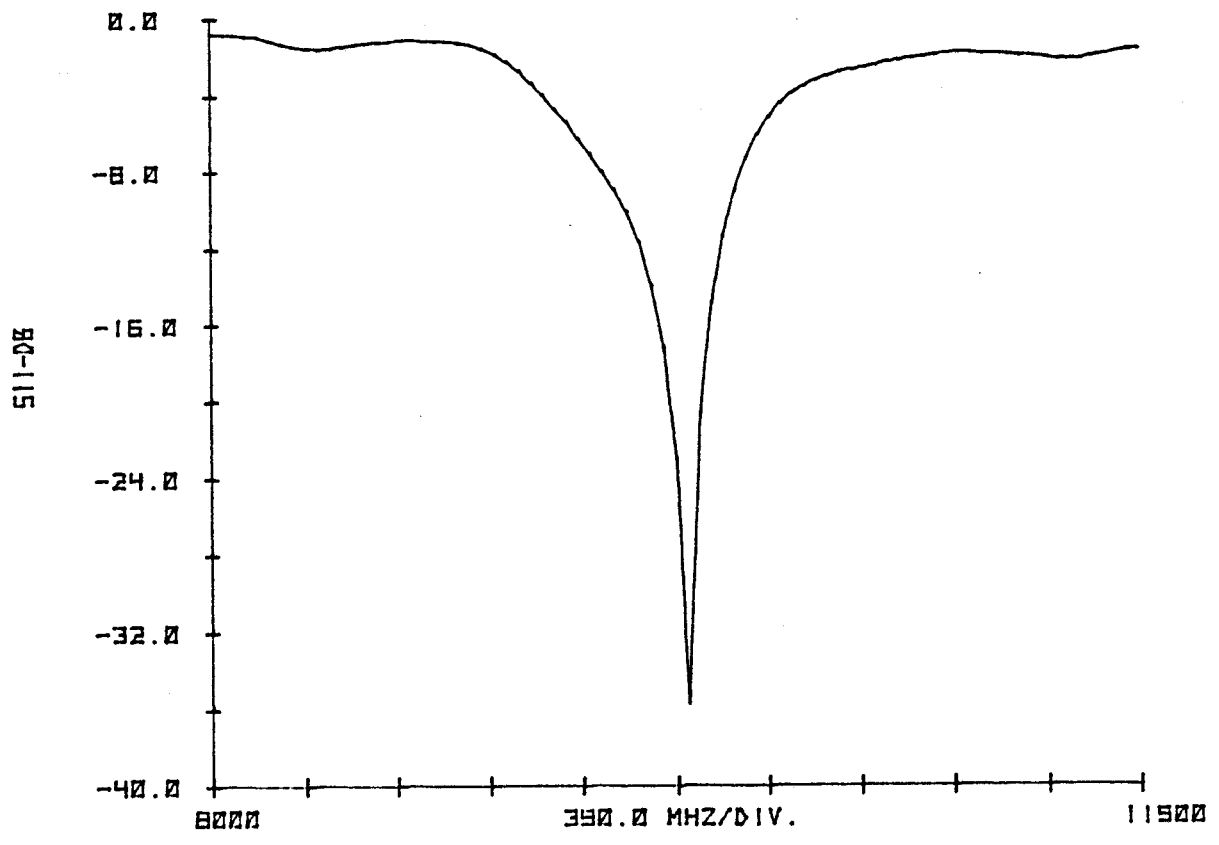
Figure 2.17 : Paramètre  $S_{11}$  d'une antenne alimentée par couplage pour différents diamètres  $d$  et longueurs de stub  $l$ .



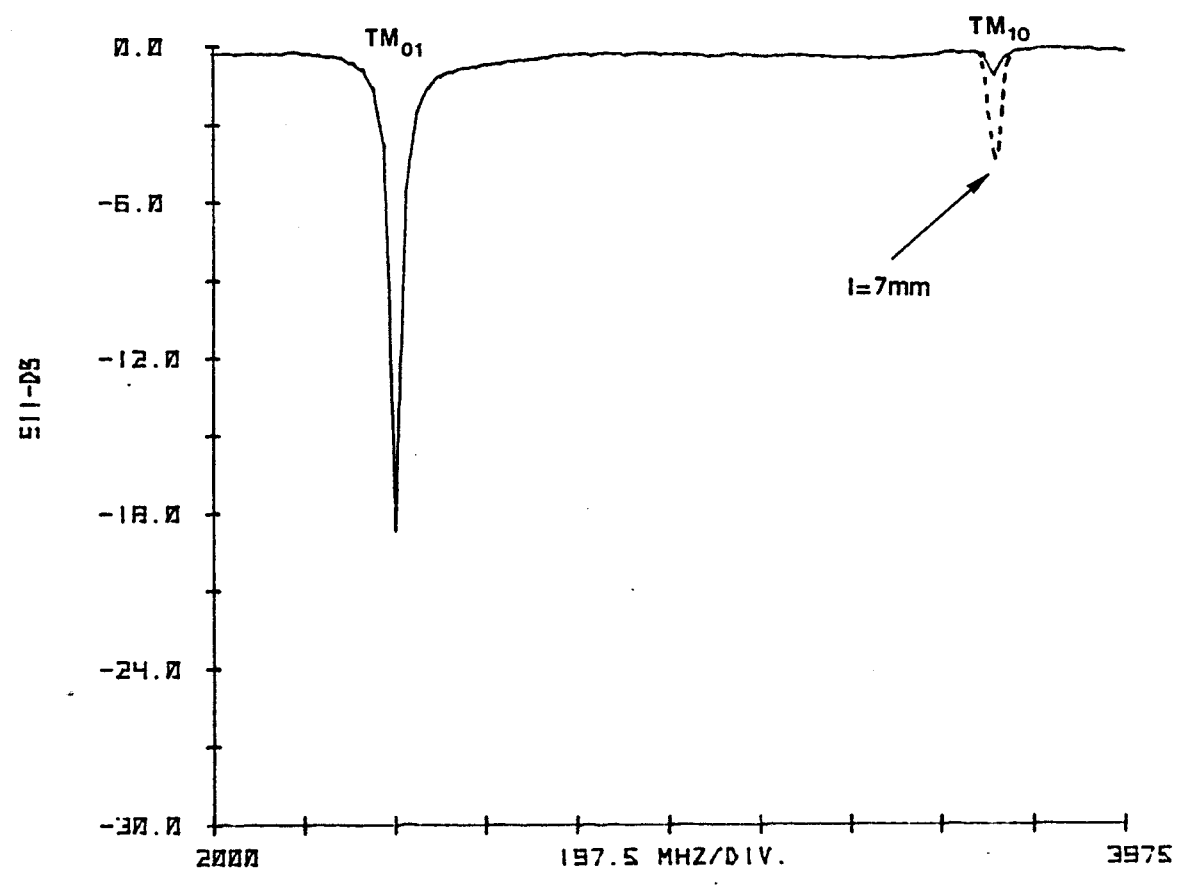
$a = 15$  mm  
 $b = 8.5$  mm

$\epsilon_{r1} = 10.5$   
 $\epsilon_{r2} = 2.33$

$h1 = 0.635$  mm  
 $h2 = 0.79$  mm



$f_0 = 10 \text{ GHz}$       $a = 14,2 \text{ mm}$       $b = 8,5 \text{ mm}$       $\epsilon_r = 2,33$   
 $d = 4 \text{ mm}$       $l = 1 \text{ mm}$       $h_2 = 0,79 \text{ mm}$



$f_0 = 2,45 \text{ GHz}$       $a = 25 \text{ mm}$       $b = 17,5 \text{ mm}$       $\epsilon_r = 10,5$   
 $d = 6 \text{ mm}$       $l = 7,25 \text{ mm}$       $h_1 = 1,27 \text{ mm}$

**Figure 2.18 :** Dimensions et paramètre  $S_{11}$  d'antennes alimentées par couplage à 2,45 GHz et 10 GHz.

Ceci peut être interprété comme lié à une augmentation apparente de la permittivité relative effective  $\epsilon_{r_{eff2}}$  due à la présence par delà l'ouverture d'une permittivité plus forte. En effet, la fréquence de résonance diminue quand le diamètre du trou augmente.

• **Réalisation**

Partant d'un diamètre d'ouverture et d'une longueur de ligne déterminés au préalable, la largeur  $b$  correspondant à la fréquence désirée est obtenue par interpolation des résultats issus de deux valeurs expérimentales de  $b$ . Pratiquement, l'ouverture circulaire est faite dans le plan de masse du substrat de l'antenne, celui de la ligne d'alimentation étant enlevé. Il est préférable d'avoir au moins l'un des deux substrats relativement rigide afin d'assurer une bonne tenue mécanique de l'ensemble. Enfin, on évite la présence de lame d'air entre les deux substrats grâce à l'utilisation du film de collage "MPC Polyguide" qui est un copolymère de polyoléfine de constante diélectrique  $\epsilon_r = 2,34$ , de facteur de pertes 0,002 et d'épaisseur 50 microns. Son collage s'effectue en appliquant une pression constante au sandwich constitué par les deux substrats et le film à une température de 120 à 150° C pendant 5 minutes.

Nous avons mis au point ces antennes à 2,45 et 10 GHz :

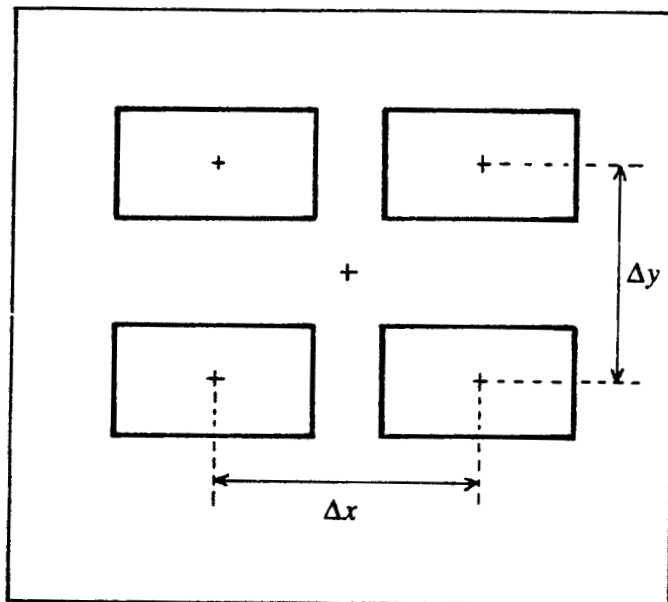
–  **$f_r = 10$  GHz :**

L'élément rayonnant est réalisé sur le RT/Duroïd 5870 ( $\epsilon_r = 2,33$  et  $h = 0,79$  mm, rigide) tandis que la ligne d'alimentation se trouve sur le RT/Duroïd 6010.5 ( $\epsilon_r = 10,5$  et  $h = 0,635$  mm, mou).

Les dimensions de l'antenne et le paramètre  $S_{11}$  mesuré sont donnés figure 2.18. La largeur  $b$  est passée de 9050  $\mu m$ , pour une alimentation classique par ligne quart-d'onde, à 8500  $\mu m$ , pour l'alimentation par couplage. Le diagramme de rayonnement arrière se situe en-dessous de -20 dB. Le gain est du même ordre que du "patch" classique, à savoir 7 à 8 dB.

–  **$f_r = 2,45$  GHz :**

La ligne d'alimentation est toujours réalisée sur le même substrat, mais, pour réduire son encombrement, l'élément rayonnant est réalisé sur RT/D 6010.5 de permittivité  $\epsilon_r = 10,5$ . Sa hauteur  $h$  a été choisie plus importante, égale à 1,27 mm, pour assurer la rigidité de l'ensemble et compenser un peu l'effet de la permittivité plus élevée sur les caractéristiques de l'antenne. L'examen du  $S_{11}$  mesuré entre 2 et 4 GHz (Fig. 2.18) montre deux pics relativement étroits, l'un à 2,45 GHz, l'autre à 3,75 GHz. Ce dernier



**Figure 2.19 :** Structure du réseau de quatre antennes plaquées rectangulaires



correspond au mode de résonance  $TM_{10}$  selon la longueur  $a$  de la cavité que constitue le "patch". L'action sur la longueur de ligne d'alimentation par-delà l'ouverture permet de favoriser l'une ou l'autre résonance.

Par ailleurs, un essai effectué à 2,45 GHz sur un substrat verre-époxy montre un  $S_{11}$  de -3 dB à la résonance (mode  $TM_{01}$ ) lié à l'importance des pertes dans ce type de substrat, mais n'exclut pas totalement son utilisation (autres épaisseurs, autres diamètres d'ouverture ...)

Aux deux fréquences souhaitées, nous avons donc atteint notre objectif, qui est de réaliser des antennes dissociant l'élément rayonnant de la ligne d'alimentation afin d'obtenir des performances optimales à la fois des antennes et des circuits associés. Mais le gain des antennes reste faible et leur rayonnement très peu directif. Afin de nous rapprocher des caractéristiques d'un cornet, hormis en bande passante, nous allons maintenant associer les antennes en réseau.

### 2.2.2.3 Réseau d'antennes alimentées par couplage [23]

- **Choix du type de réseau**

L'association d'antennes en réseau permet, par la combinaison des champs issus des différents éléments rayonnants qui le constituent, et par l'augmentation de la surface rayonnante, d'aboutir à un gain et une directivité accrus. Pour obtenir une ouverture angulaire à -3 dB proche de celle du cornet, un arrangement de deux "patches" dans chaque direction suffit, ce qui permet en outre de limiter l'encombrement de l'antenne. L'utilisation de quatre antennes élémentaires permet d'espérer une augmentation du gain pouvant aller jusque 6 dB.

L'écartement entre antennes va essentiellement conditionner le niveau des lobes secondaires et l'ouverture à -3 dB. Pour des antennes élémentaires omnidirectionnelles, les écartements  $\Delta x$  et  $\Delta y$  (Fig. 2. 19) optimaux valent  $\frac{\lambda_0}{2}$ , les multiples de  $\frac{\lambda_0}{2}$  augmentant la directivité mais faisant apparaître des lobes secondaires.

C'est une alimentation en parallèle ("corporate feed") que nous retenons, l'alimentation en série imposant les longueurs de ligne entre éléments et se prêtant mal au type d'antennes élémentaires utilisées. Les "patches" sont alimentés de manière équiphasé et équiamplitude.

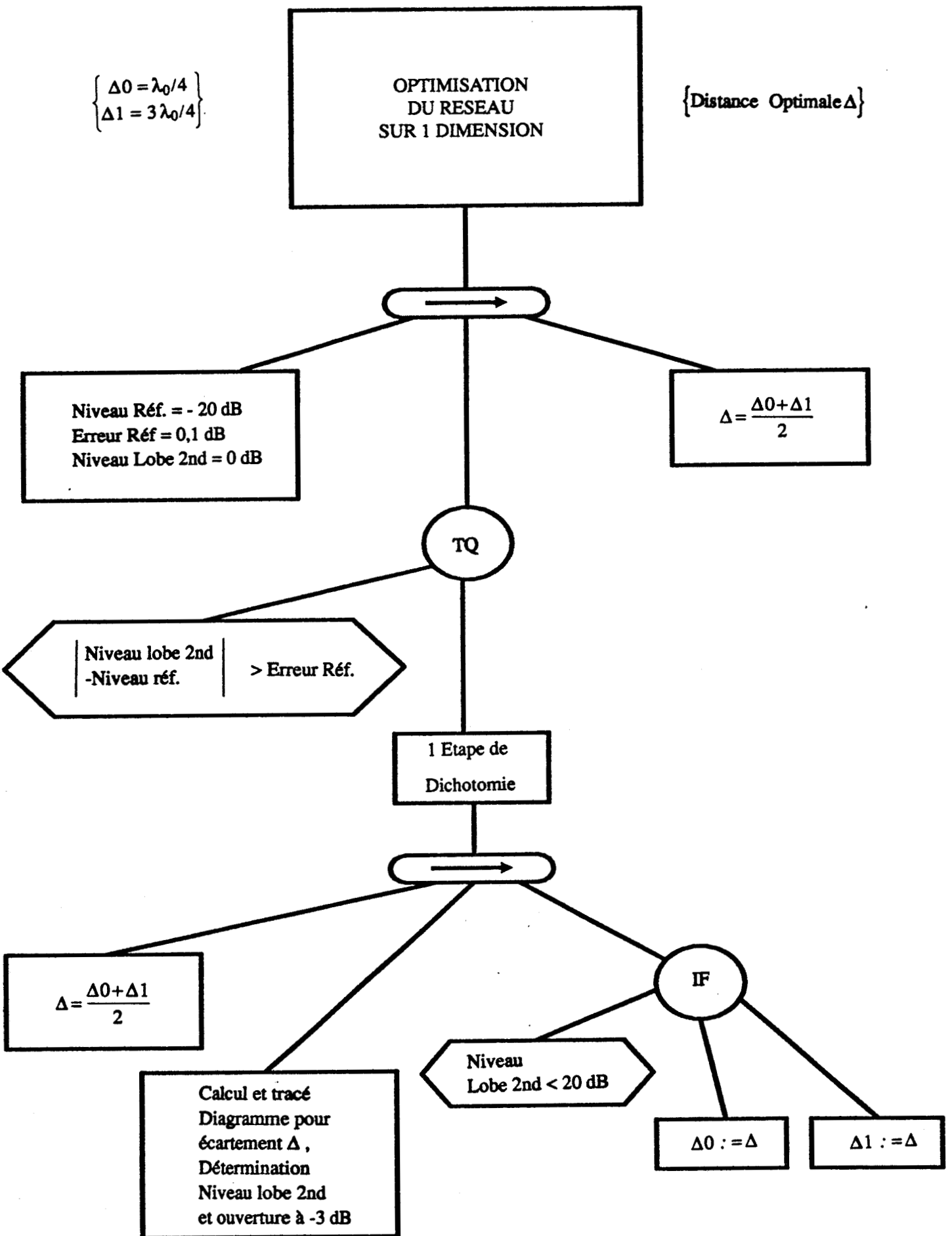


Figure 2.20 : Arbre programmatique d'optimisation de la distance entre "patches".

Dans ce cadre, la dissociation de l'alimentation et de l'élément rayonnant, permise par les antennes excitées par couplage, présente deux avantages majeurs :

- répartition des "patches" élémentaires non limitée par la géométrie de l'alimentation,
- absence de lobes de rayonnement parasites liés à la présence sur le plan de l'antenne d'un réseau d'alimentation plus ou moins complexe.

• **Optimisation des distances entre "patches"**

Les antennes plaquées rectangulaires ont des diagrammes de rayonnement qui diffèrent, dans le plan E et surtout dans le plan H, de ceux d'une antenne omnidirectionnelle dans un demi-espace.

Ceci a pour effet de remettre en question les conditions  $\Delta x = \Delta y = \frac{\lambda_0}{2}$  habituellement choisies pour des réseaux d'antennes omnidirectionnelles. Pour remédier à cela, nous déterminons le diagramme du réseau sur ordinateur à partir des expressions théoriques de rayonnement des antennes plaquées rectangulaires (formules 2-15 et 2-16). Le problème à deux dimensions est séparé en deux études à une dimension :

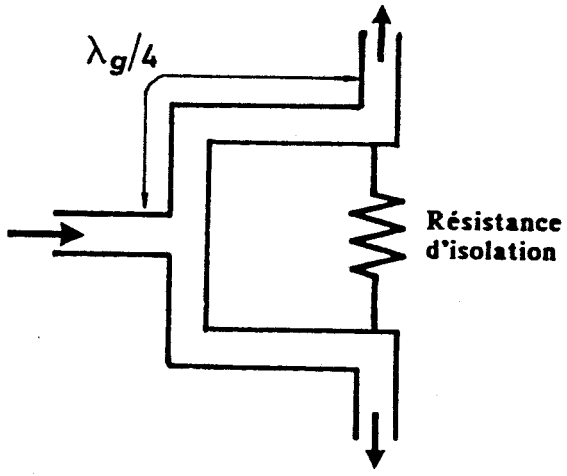
- dans le plan H, on combine les champs  $E_\varphi (\varphi = \frac{\pi}{2}, \theta)$  émis par deux éléments séparés de  $\Delta x$ .
- dans le plan E, ce sont les champs  $E_\theta (\varphi = 0, \theta)$  issus de deux éléments distants de  $\Delta y$  qui sont sommés.

Dans chacun des cas, on calcule le diagramme de rayonnement résultant de l'association d'où l'on extrait, toujours numériquement, l'ouverture angulaire à -3 dB et le niveau des lobes secondaires. Le calcul du diagramme de rayonnement est inséré dans une routine qui optimise par dichotomie l'écartement  $\Delta x$  ou  $\Delta y$  considéré dans l'intervalle  $[\lambda_0/4, 3\lambda_0/4]$ , de manière à obtenir des lobes secondaires situés à -20 dB avec une précision de 0,1 dB (Fig. 2.20). Nous ne cherchons pas à descendre en dessous de -20 dB car plus le niveau des lobes secondaires diminue, plus l'ouverture à -3 dB augmente.

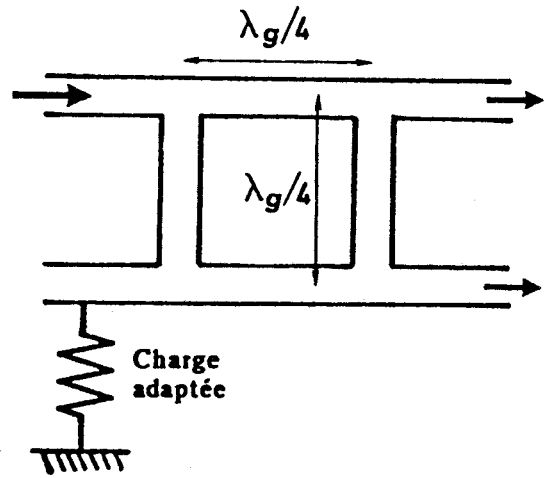
Ceci mène à des écartements entre "patches" tels que la distance séparant leurs bords reste toujours supérieure à  $\lambda_0/10$ , d'où un couplage entre éléments rayonnants inférieur à -20 dB [24].

• **Optimisation de l'alimentation**

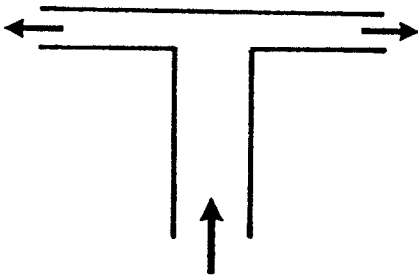
L'alimentation en parallèle s'effectue de manière équiphase et équiamplitude ; elle nécessite l'utilisation de diviseurs de puissance. Nous choisissons une structure mettant en oeuvre



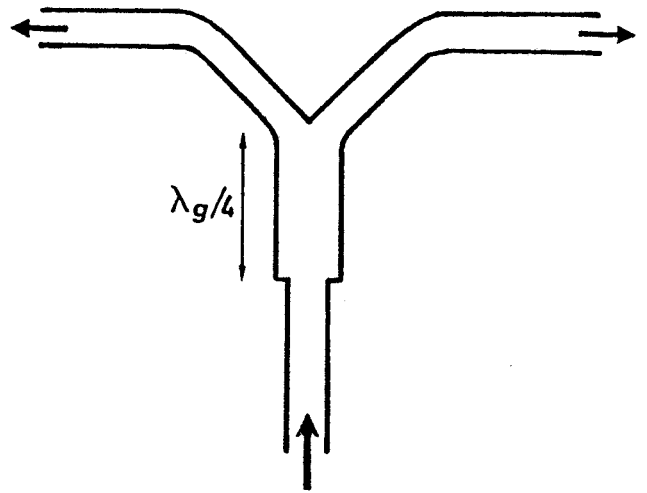
Diviseur "Wilkinson"



"Branch line"



Jonction en "T"



Jonction en "Y"

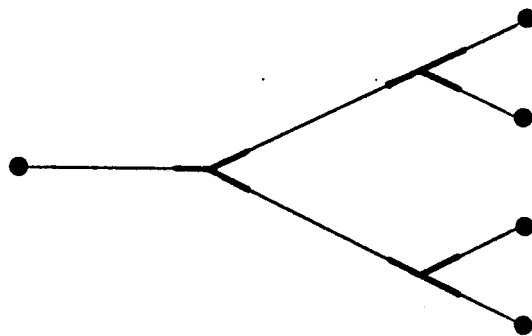


Figure 2.21 : Diviseur de puissance et alimentation du réseau.

trois de ces diviseurs (Fig. 2.21).

Ils peuvent être réalisés de différentes manières :

- par une structure de type Wilkinson utilisant une résistance d'isolation,
- à l'aide d'un coupleur "branch line" ayant une charge adaptée sur l'un de ses "ports",
- avec une jonction de lignes microbandes.

Les deux premières solutions présentent l'avantage d'une bonne isolation mais nous les éliminons car elles requièrent le report d'une résistance.

Considérons le troisième cas : soit  $Z_{C_1}$  et  $Z_{C_2}$  les impédances caractéristiques respectives des lignes d'entrée et de la ligne de sortie, il faut :

$$\frac{1}{Z_{C_2}} = \frac{1}{Z_{C_1}} + \frac{1}{Z_{C_1}} \quad (2-29)$$

L'impédance présentée dans le plan sortie vaut  $25 \Omega$  ;  $Z_{C_1}$  valant  $50 \Omega$  ; nous l'adaptions à une ligne  $50 \Omega$  par tronçon quart-d'onde d'impédance  $35,36 \Omega$ . L'utilisation du logiciel de C.A.O. "Touchstone" et la réalisation de circuits test nous montrent alors que l'utilisation d'une jonction en "Y" [25] présente de meilleures caractéristiques qu'une jonction en "T" (par exemple l'isolation passe typiquement de -6 à -7 dB, l'énergie couplée de -3,5 à -3,2 dB).

Le réseau d'alimentation est donc constitué de jonctions en "Y", les coudes sont réalisés au moyen d'arrondis. On veillera à lui donner une longueur minimale pour réduire l'atténuation ( $\alpha \approx 0,1 \text{ dB} / \lambda_g$ ).

• **Réseaux réalisés à 2,45 et 10 GHz[26]**

Ils utilisent les antennes élémentaires alimentées par couplage mises au point au paragraphe 2.2.2.2.

- à 10 GHz :

L'élément rayonnant élémentaire a les dimensions  $b = 8,50 \text{ mm}$  et  $a = 15,00 \text{ mm}$ . Leur écartement théorique devrait être de  $\lambda_0/2 = 15 \text{ mm}$ , ce qui serait impossible dans le plan H, il faudrait alors choisir  $\lambda_0$ . Notre méthode d'optimisation fournit les distances entre "patches"  $\Delta y = 16,47 \text{ mm}$  dans le plan E et  $\Delta x = 20,10 \text{ mm}$  dans le plan H qui permettent de conserver un faible couplage entre les "patches". La figure 2.22 donne la géométrie du réseau et celle de l'alimentation.

La mesure du paramètre d'entrée  $S_{11}$  met en évidence la résonance à 10 GHz. Le gain et le diagramme de rayonnement sont relevés en chambre anéchoïque sur un banc

comportant un générateur, deux cornets de référence et un détecteur quadratique (méthode par comparaison [27]), les antennes étant montées sur un positionneur MICROCONTROLE . Ceci nous donne un gain d'environ 13 dB (3 dB de moins que pour le cornet) soit un peu plus de 5 dB au-dessus de celui du "patch" unique. Les angles d'ouverture à -3 dB sont respectivement de 45 et 35° dans les plans E et H, le niveau des lobes secondaires étant voisin de -20 dB, ce qui très voisin des résultats attendus (Fig. 2.23). La bande passante à -3 dB mesurée vaut environ 700 MHz (7%). Il est à noter que lors de la présence de mauvais contacts entre les deux substrats, il apparaît des pics de largeur faible (environ 25 MHz) dans la courbe du gain fonction de la fréquence.

Trois exemplaires de cette antenne sont réalisés pour le système que nous développons, ils ont des caractéristiques similaires (les tensions détectées dans une configuration donnée à 10 GHz valent respectivement 10,3, 10,4 et 11,2 m V).

#### - à 2,45 GHz

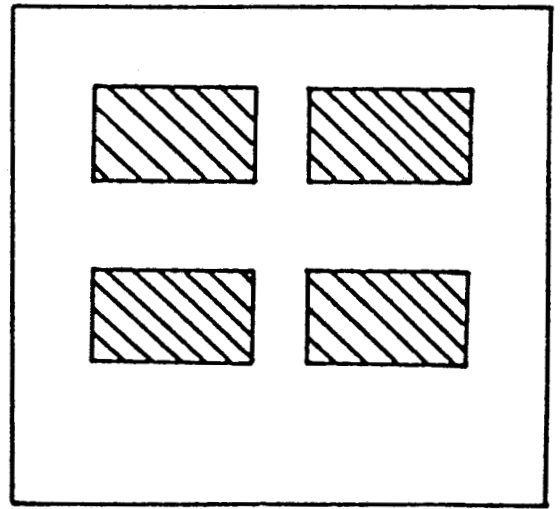
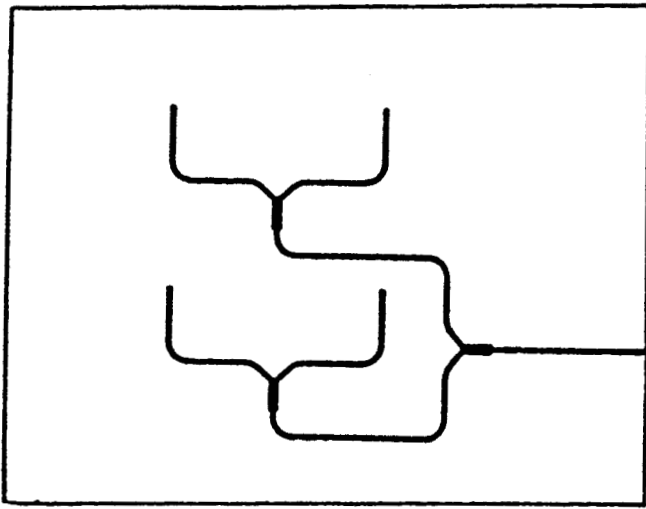
Pour des raisons d'encombrement, l'élément rayonnant utilise un substrat de forte permittivité, et ses dimensions sont  $b = 17,50$  mm et  $a = 25,00$  mm, ce qui ne pose plus de problème de taille vis-à-vis de l'écartement théorique  $\lambda_0/2$  qui vaut 61,22 mm. Les distances entre "patches" optimisées valent  $\Delta y = 65,23$  mm dans le plan E et  $\Delta x = 77,43$  mm dans le plan H. Afin de minimiser la taille du réseau d'alimentation, on excite les antennes deux à deux en opposition, ce que l'on compense en introduisant alors une différence de longueur d'alimentation de  $\lambda_g/2$  (Fig. 2.24).

Les caractéristiques mesurées sont données figure 2.25. La bande passante vaut environ 70 MHz (3%), l'angle d'ouverture est de 45° dans le plan H, un niveau de lobe secondaire est de -13 dB à environ 75° de la direction principale. Cet écart par rapport aux valeurs escomptées peut être en partie dû à des problèmes de support mécanique de l'antenne (présence de verre-époxy et de vis assurant la rigidité des éléments rayonnants). Néanmoins ces caractéristiques sont suffisantes dans le cadre du système développé ; une réalisation en trois exemplaires se révèle satisfaisante.

Signalons qu'à 2,45 GHz les mesures absolues de gain n'ont pu être faites, faute de cornet de référence.

Nous avons donc à notre disposition des éléments rayonnants faible coût, peu encombrants, qui répondent aux besoins de notre système.

Nous allons maintenant aborder l'étude du multiplieur qui constitue le deuxième élément du système.



**Figure 2.22 :** Géométrie du réseau et de son alimentation à 10 GHz.

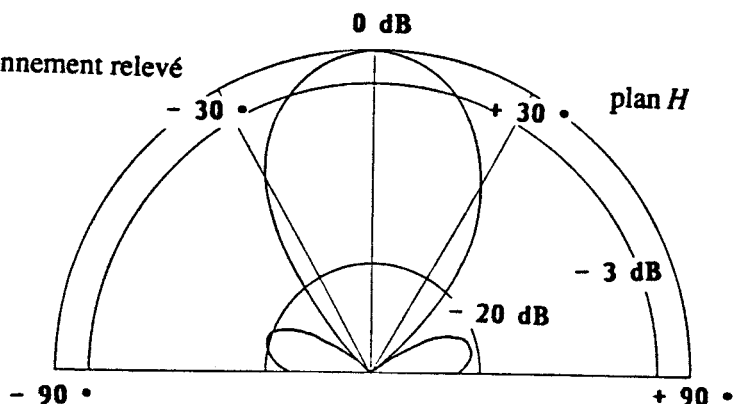
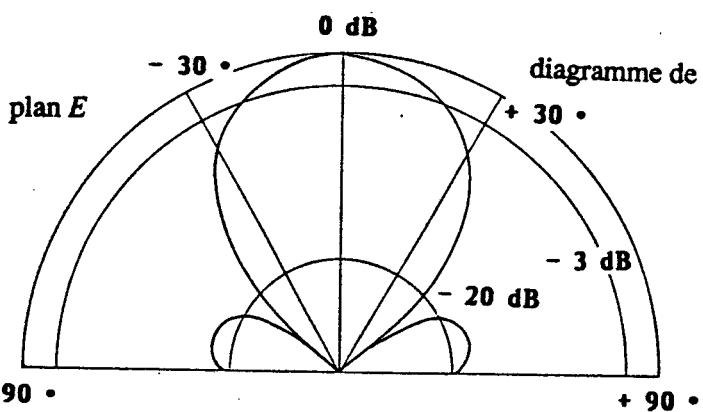
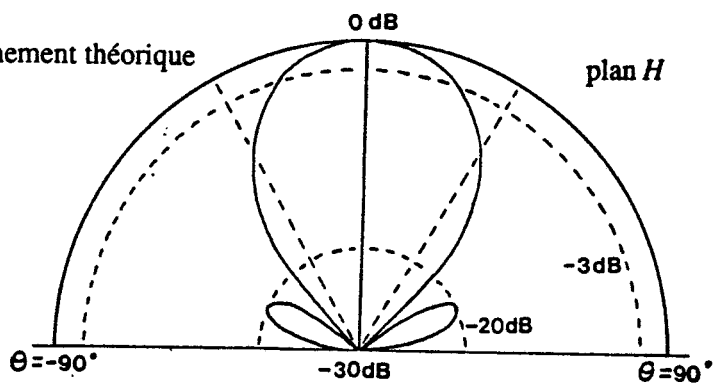
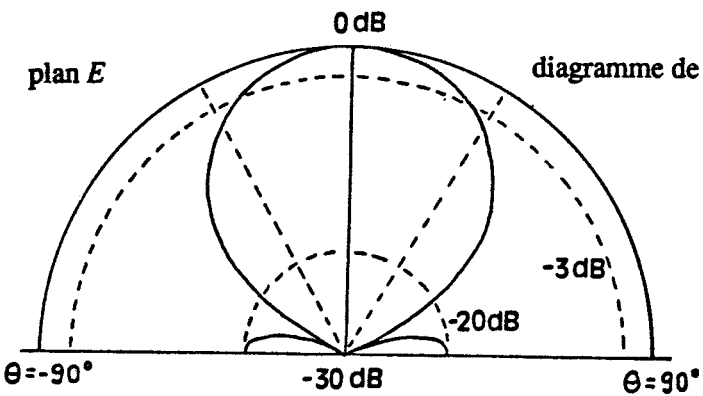
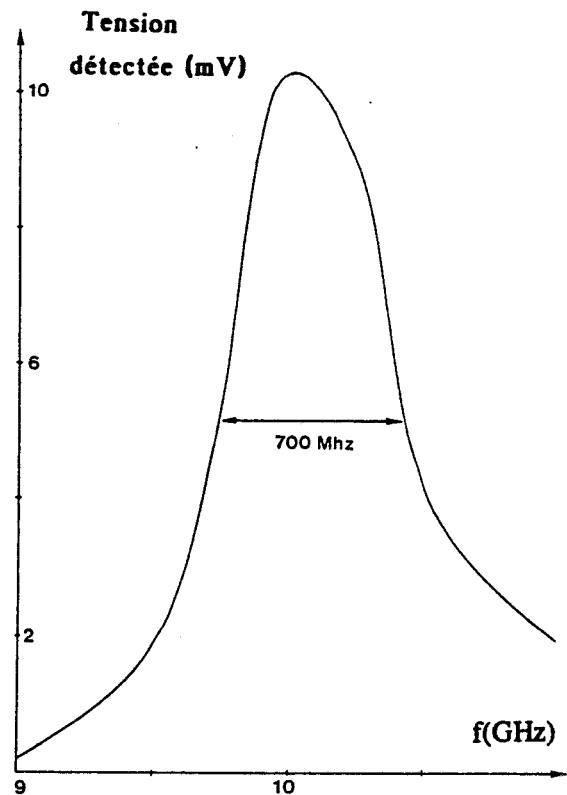
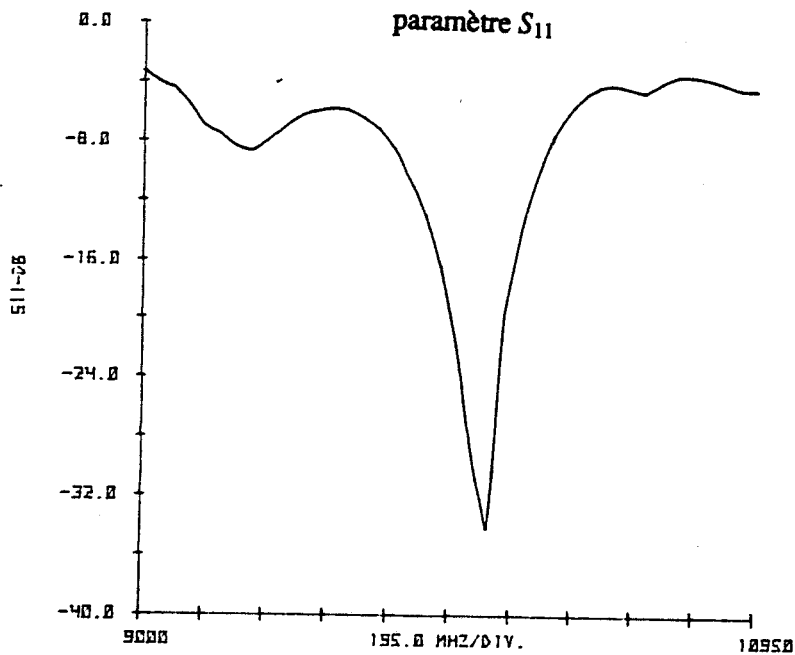
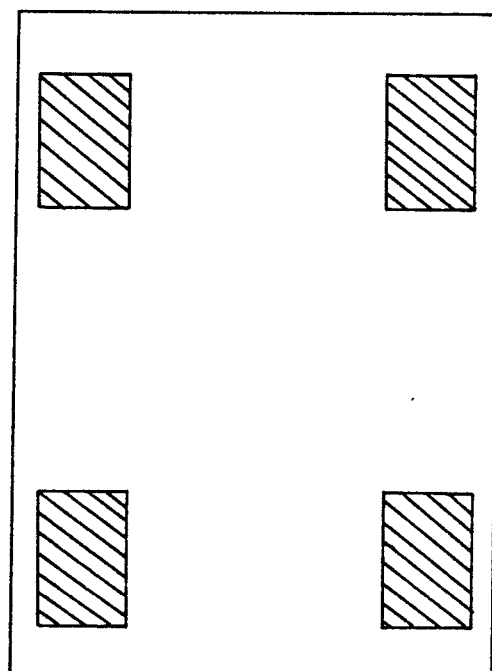
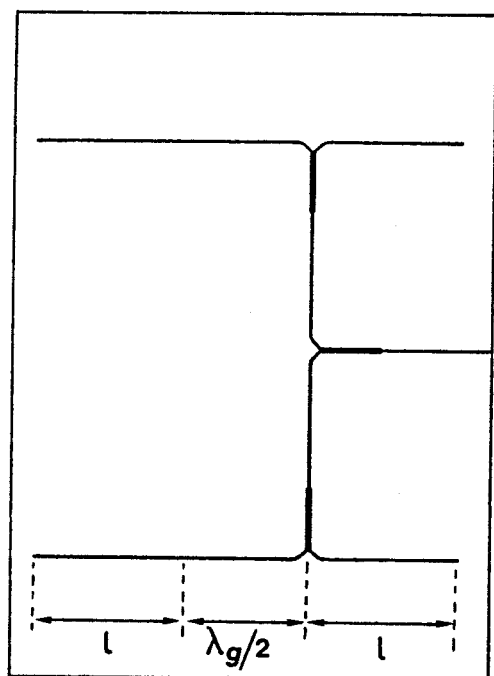


Figure 2.23 : Caractéristiques du réseau à 10 GHz.





**Figure 2.24 :** Géométrie du réseau et de son alimentation à 2,45 GHz.

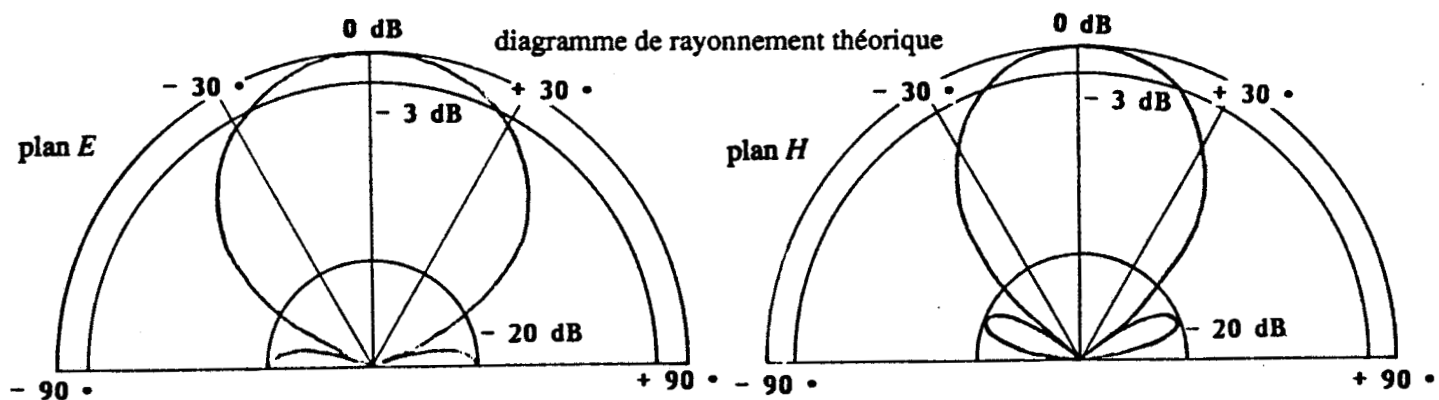
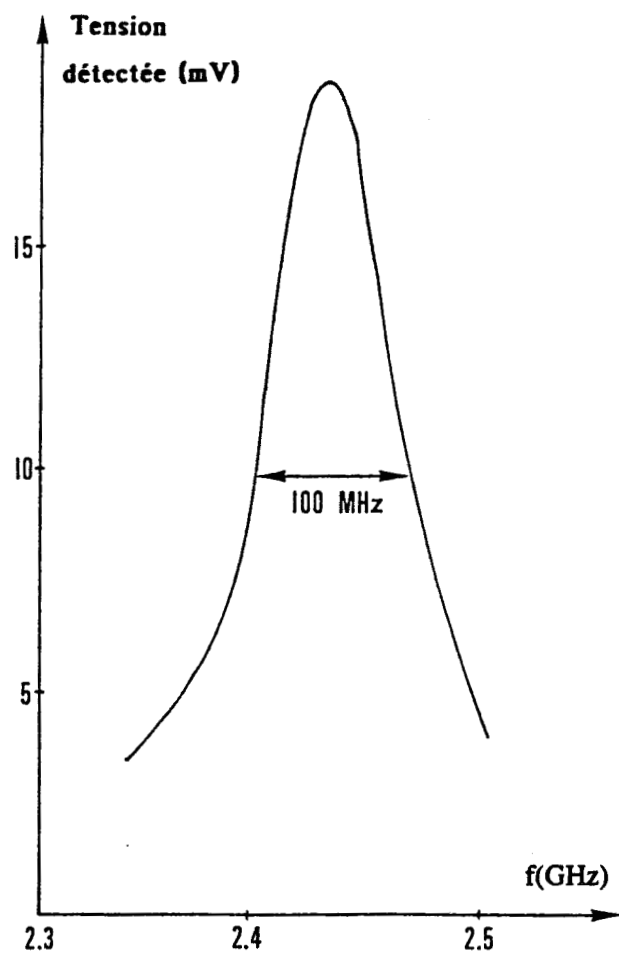
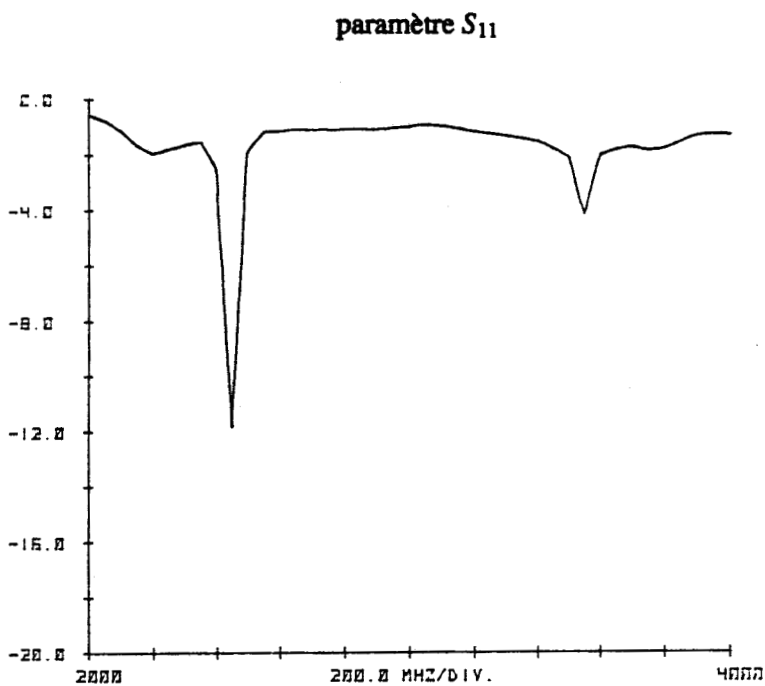


diagramme de rayonnement relevé

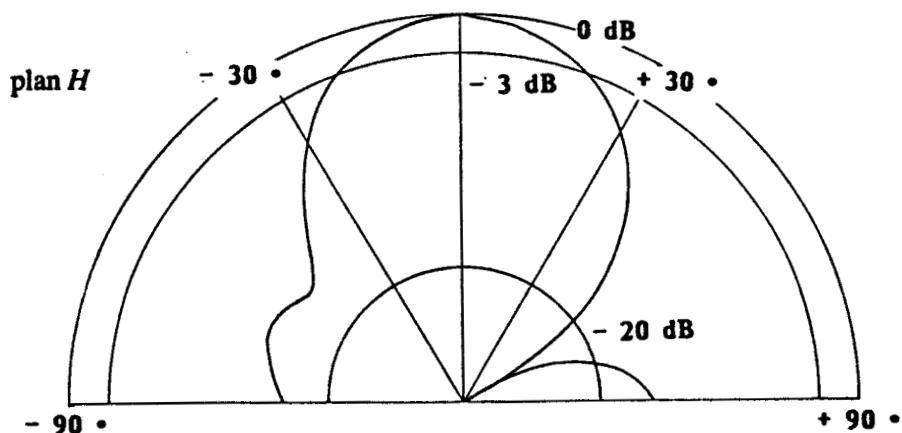


Figure 2.25 : Caractéristiques du réseau à 2,45 GHz

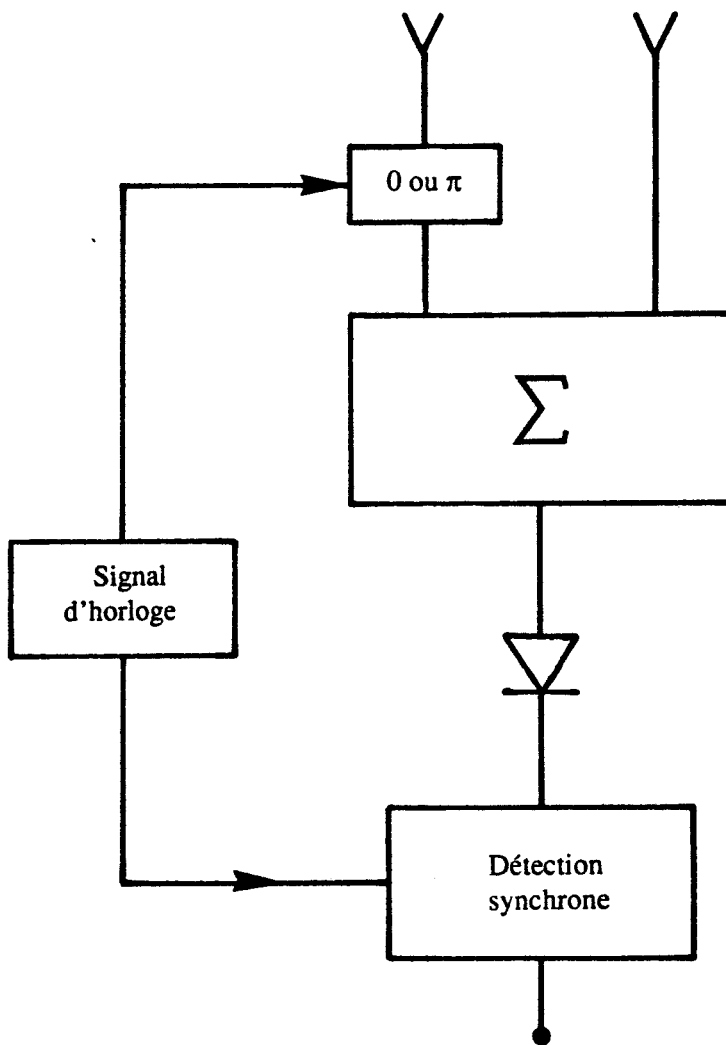


Figure 2.26 : Synoptique de la multiplication par modulation de phase.

## 2.3 Techniques de multiplication des signaux

Nous envisageons ici plusieurs méthodes qui diffèrent par leurs performances, coût et complexité de mise en oeuvre.

### 2.3.1 Multiplication par modulation de phase

Cette technique [28], introduite par Ryle en radioastronomie [29], consiste à moduler en phase l'une des deux tensions reçues par les antennes au rythme du signal de référence d'une détection synchrone (Fig. 2.26), ce qui requiert les éléments suivants :

- un modulateur de phase, commandé par un signal d'horloge, introduisant une phase nulle ou égale à  $\pi$ ,
- un coupleur hybride 3 dB effectuant la somme des deux tensions, l'une modulée, l'autre non,
- un détecteur quadratique,
- une détection synchrone.

Analysons brièvement son fonctionnement :

- les deux tensions reçues par les antennes peuvent s'écrire

$$v_1(t) = V_1 e^{j(\omega_0 t + \Phi_1)} \quad \text{et} \quad v_2(t) = V_2 e^{j(\omega_0 t + \Phi_2)} \quad (2-30)$$

- pendant la première alternance du signal d'horloge, la phase introduite est nulle :

$$v(t) = V_1 e^{j(\omega_0 t + \Phi_1)} + V_2 e^{j(\omega_0 t + \Phi_2)} \quad (2-31)$$

d'où après détection quadratique :

$$s = V_1^2 + V_2^2 + 2V_1 V_2 \cos(\Phi_2 - \Phi_1) \quad (2-32)$$

- pendant la deuxième alternance, on introduit une phase égale à  $\pi$  :

$$v(t) = V_1 e^{j(\omega_0 t + \Phi_1 + \pi)} + V_2 e^{j(\omega_0 t + \Phi_2)} \quad (2-33)$$

d'où après détection quadratique :

$$s = V_1^2 + V_2^2 - 2V_1V_2 \cos (\Phi_2 - \Phi_1) \quad (2-34)$$

- on obtient alors après détection synchrone la tension :

$$S = 4V_1V_2 \cos (\Phi_2 - \Phi_1) \quad (2-35)$$

qui réalise ainsi le produit de corrélation de  $v_1(t)$  et  $v_2(t)$ .

La réalisation pratique du modulateur de phase peut se faire de différentes manières :

- en transmission, à l'aide d'une ligne à retard demi-onde et de deux commutateurs ("switchs"),
- en réflexion sur un court-circuit ou un circuit ouvert, en utilisant un seul commutateur mais deux circulateurs pour symétriser le système.

Cette méthode de multiplication présente l'avantage de pouvoir amplifier fortement le signal par détection synchrone. Il faut pour cela choisir convenablement la fréquence de modulation (grande par rapport à la fréquence du signal  $S$  lorsque celui-ci varie au cours des temps) et son temps d'intégration (petit vis-à-vis du temps caractéristique de l'évolution du signal  $S$ ).

L'inconvénient majeur réside en l'utilisation de composants (commutateurs, circulateurs) dont le coût est relativement important.

### 2.3.2 Utilisation d'un mélangeur

La fonction classiquement impartie à un mélangeur est le changement de fréquence. Il peut aussi être utilisé en détecteur de phase quand l'oscillateur local (L.O.) et le signal (R.F.) sont à la même fréquence.

Les dispositifs les plus couramment employés sont les mélangeurs doubles équilibrés (D.B.M. : "double balanced mixer"). Ils sont conçus pour assurer les caractéristiques suivantes :

- haute isolation entre les différents accès ("ports") LO, RF et IF "intermediate frequency",
- faibles pertes de conversion,
- large bande de fréquence de fonctionnement,
- filtrage et adaptation du signal IF.

Leur structure met en général en oeuvre deux transformateurs et un pont de diodes ; leur

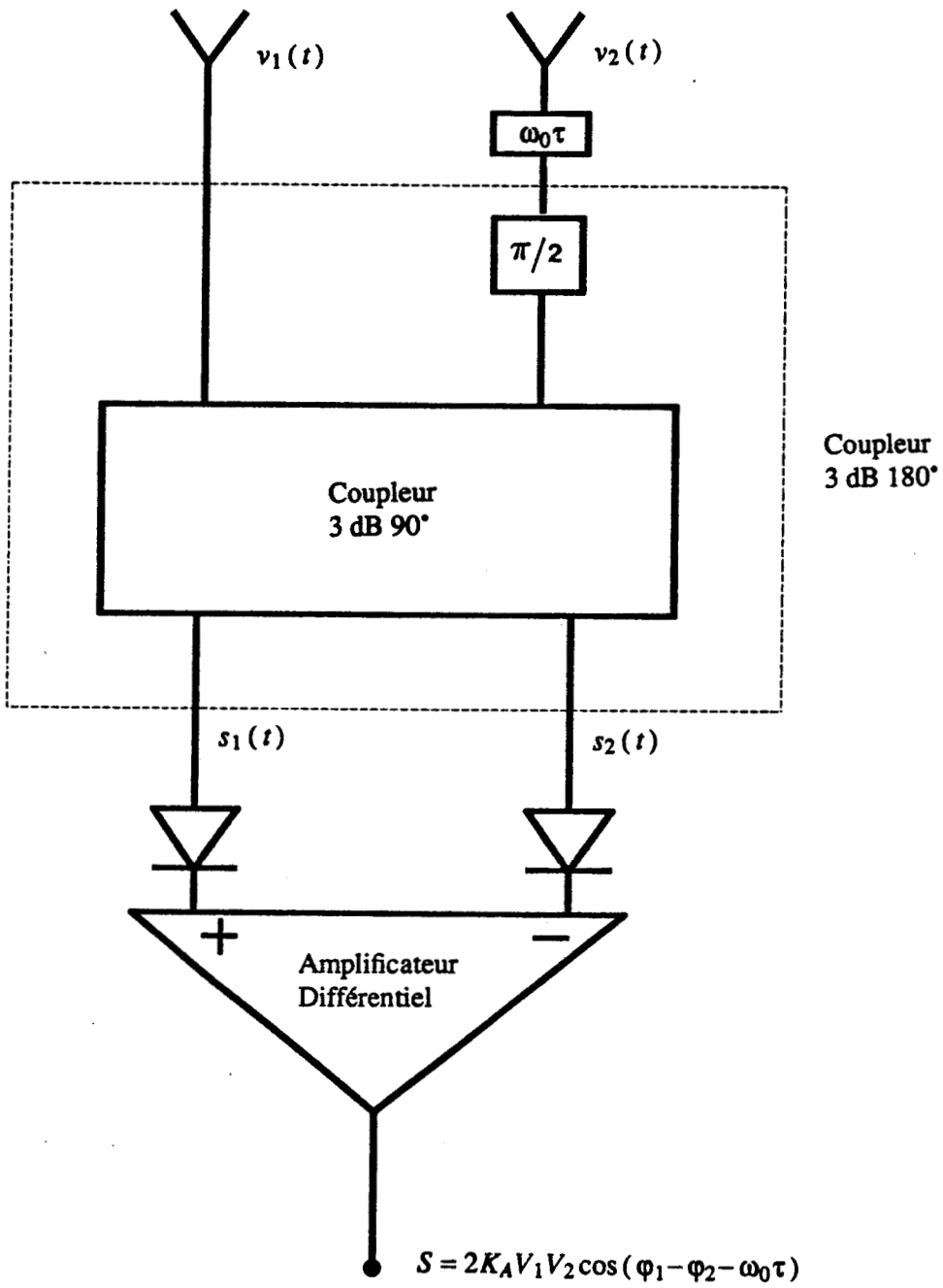


Figure 2.27 : Réalisation d'un produit de corrélation pour un retard  $\tau$ .

fonctionnement requiert alors un oscillateur local de niveau suffisamment élevé pour amener alternativement les diodes dans les états passant et bloqué. Leur utilisation en détecteur de phase requiert des niveaux LO et RF suffisamment voisins et importants (supérieurs à des valeurs comprises entre -10 à 0 dBm).

Ce dernier point, ainsi qu'un coût élevé, nous fait écarter l'utilisation de tels mélangeurs. Nous allons maintenant présenter une structure plus simple, conçue spécifiquement pour réaliser le produit de corrélation, même pour de faibles niveaux des signaux d'entrée (inférieur à -10 dBm).

### 2.3.3 Multiplication par soustraction des termes quadratiques

On utilise un coupleur 3 dB (90 ou 180°), deux diodes de détection à barrière de Schottky et un amplificateur différentiel basse fréquence de gain important (Fig. 2.27)

Soit les tensions  $v_1(t)$  et  $v_2(t)$  reçues par les antennes :

$$v_1(t) = V_1 e^{j(\omega_0 t + \Phi_1)} \quad \text{et} \quad v_2(t) = V_2 e^{j(\omega_0 t + \Phi_2)} \quad (2-36)$$

on obtient les grandeurs  $s_1(t)$  et  $s_2(t)$  en sortie du coupleur 3 dB 90° :

$$\begin{aligned} s_1(t) &= \frac{V_1}{\sqrt{2}} e^{j(\omega_0 t + \Phi_1)} + \frac{V_2}{\sqrt{2}} e^{j(\omega_0 t + \Phi_2 + \pi/2)} \quad \text{et} \\ s_2(t) &= \frac{V_1}{\sqrt{2}} e^{j(\omega_0 t + \Phi_2 + \pi/2)} + \frac{V_2}{\sqrt{2}} e^{j(\omega_0 t + \Phi_1)} \end{aligned} \quad (2-37)$$

ce qui fournit après détection quadratique les tensions :

$$\begin{aligned} \langle s_1 s_1^* \rangle &= \frac{V_1^2}{2} + \frac{V_2^2}{2} + V_1 V_2 \cos\left(\Phi_1 - \Phi_2 - \frac{\pi}{2}\right) \quad \text{et} \\ \langle s_2 s_2^* \rangle &= \frac{V_1^2}{2} + \frac{V_2^2}{2} - V_1 V_2 \cos\left(\Phi_1 - \Phi_2 - \frac{\pi}{2}\right) \end{aligned} \quad (2-38)$$

d'où après amplification différentielle (facteur  $K_A$ ) :

$$S = 2K_A V_1 V_2 \cos\left(\Phi_1 - \Phi_2 - \frac{\pi}{2}\right) = 2K_A V_1 V_2 \sin(\Phi_1 - \Phi_2) \quad (2-39)$$

Pour se ramener à l'expression (1-4) du produit de corrélation, il faut donc ajouter un déphasage de  $\frac{\pi}{2}$  sur l'accès n° 2 du coupleur ainsi qu'un temps de retard  $\tau$  sur cette même voie. Ceci donne alors :

$$S = 2K_A V_1 V_2 \cos(\Phi_1 - \Phi_2 - \omega_0 \tau) \quad (2-40)$$

Le retard  $\tau$  est constitué par une différence de longueur électrique des accès du coupleur 3 dB 180° aux antennes. Il peut être rendu variable par l'utilisation d'un circulateur associé à un piston de court-circuit mobile (commande mécanique) ou à un déphaseur à réflexion par diode varactor (commande électronique).

### 2.3.4 Multiplication par transistor à effet de champ bigrille

Dans ce cas, on applique sur chaque grille du transistor un des signaux issus des antennes réceptrices, un point de polarisation optimal pour la multiplication ayant été déterminé au préalable [30].

La fonction de transfert du TEC bigrille peut s'écrire :

$$v_s = a_1 v_1 + a_2 v_2 + b_1 v_1^2 + b_2 v_2^2 + k v_1 v_2 \quad (2-41)$$

où  $v_1$  et  $v_2$  sont les tensions respectivement présentées sur les grilles 1 et 2, et  $v_s$  est la tension de sortie.

Il apparaît donc une variation sinusoïdale de courant drain  $I_{DS}$  en fonction du déphasage  $\Delta\Phi$  entre les grilles 1 et 2. La faiblesse des niveaux recueillis oblige la réalisation d'une modulation d'amplitude des signaux à la fréquence  $\Omega$ . On obtient alors en sortie une raie à  $\Omega$  qui contient un terme



significatif variant en  $\cos \Delta\Phi$ , auquel s'ajoute les termes résiduels quadratiques fonction des niveaux d'entrée (relation 2-41) qui rendent cette méthode inopérante.

Y. Bonnaire [31] propose alors une modulation de phase à la fréquence  $\Omega$  et conçoit des aménagements qui permettent de s'affranchir des termes quadratiques. Cette modulation est réalisée en modulant en amplitude la tension de polarisation d'une varactor montée en circuit résonnant. On obtient alors en sortie le signal :

$$v_s = 2KJ_1 \sin \Delta\Phi \cos \Omega\tau \quad (2-42)$$

où  $J_1$  est la fonction de Bessel d'ordre 1.

Ce dispositif, dont la dynamique de fonctionnement couvre environ 40 dB (signaux d'entrée de -30 à +10 dBm), réalise le produit de corrélation des deux signaux injectés sur les grilles. Ses seuls inconvénients résident actuellement dans sa relative complexité (1 TEC bigrille, 1 circulateur, 1 varactor dont la résonance est asservie à la fréquence de travail) et son coût.

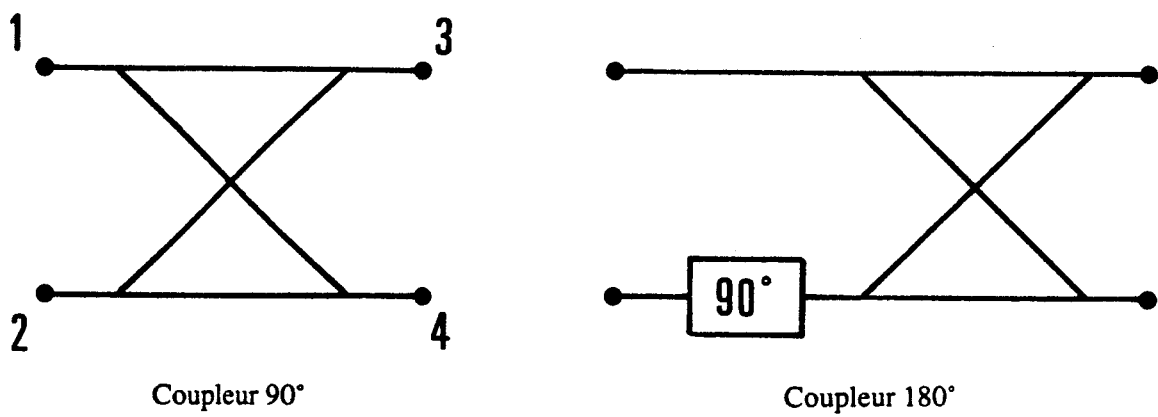
## 2.4 Réalisation du multiplieur par soustraction des termes quadratiques

La méthode de multiplication choisie, décrite au 2.3.3, nécessite essentiellement les éléments suivants :

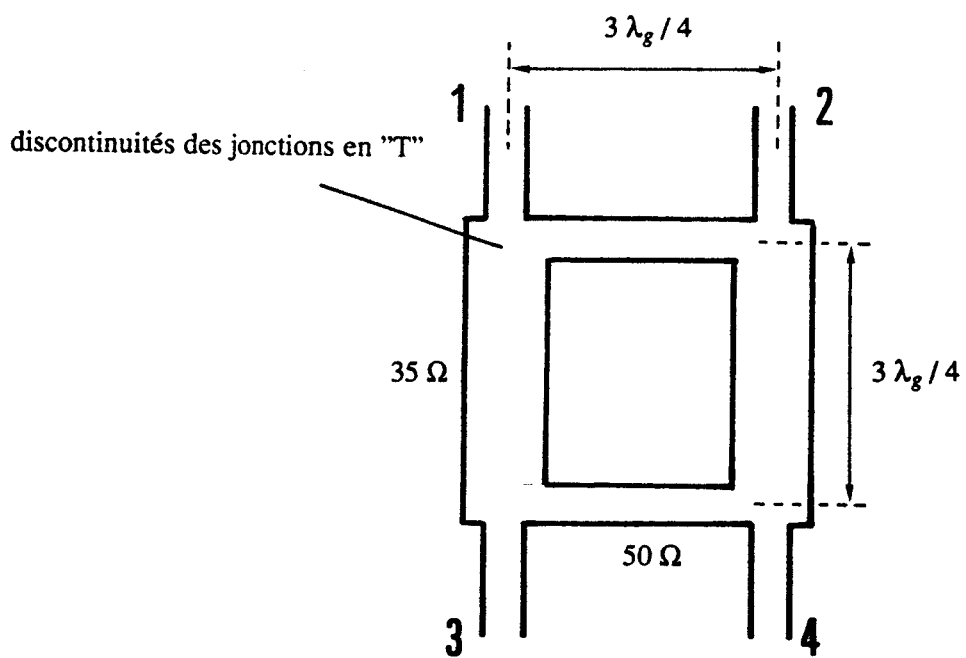
- 1 coupleur 3 dB 90°,
- 2 diodes de détection à barrière de Schottky

Nous utilisons d'abord des éléments sous forme de sous-systèmes disponibles sur le marché, puis réalisons ces fonctions en structure microbande.

### 2.4.1 Coupleur 3 dB 90°



**Figure 2.28 :** Schéma des coupleurs 3 dB 90° et 180°



**Figure 2.29 :** Coupleur "Branchline" 3 dB 90°

### 2.4.1.1 Sous-système

Dans l'étape de faisabilité du système, nous utilisons un coupleur 3dB-90° "RADIAL R 433721" (bande X) et un autre du même type à 2,45 GHz. La caractérisation du coupleur à 10 GHz montre des signaux de sortie situés à -3,4 dB des signaux d'entrée, la différence de phase s'écartant d'au plus 2° des 90° annoncés ainsi qu'une bonne isolation (<-18 dB). Nous employons également un coupleur 3dB-180° "TRIANGLE MH-54" qui est constitué d'un coupleur 3dB-90° auquel une longueur de ligne de 90° est ajoutée (Fig. 2.28). Ce type de coupleur possède une large bande de fonctionnement qui se traduit, entre autres, par un prix élevé. Notre système travaillant à bande étroite, nous développons alors un coupleur en structure microruban de type "Branchline" qui suffit à nos besoins.

### 2.4.1.2 Coupleur "Branchline" 3dB 90° en structure microruban à 10 GHz

L'utilisation d'antennes alimentées classiquement par ligne quart-d'onde nous oblige à effectuer sa réalisation sur le substrat RT/Duroïd 5870 ( $\epsilon_r = 2,33$  et  $h = 0,79$  mm) [32]. Bien qu'utilisant le logiciel de C.A.O. "Touchstone" nous n'aboutissons pas à des caractéristiques correctes (effet des discontinuités formées par les jonctions en "T" de dimensions non négligeables vis-à-vis de  $\lambda_g$ , rayonnement parasite des lignes de largeur relativement importante).

La mise au point d'antennes alimentées par couplage nous permet d'utiliser un substrat de forte permittivité RT/Duroïd 6010.5 ( $\epsilon_r = 10,5$  et  $h = 0,635$  mm) autorisant de meilleures performances. Le coupleur "Branchline" présenté figure 2.29 est composé de lignes  $3 \lambda_g/4$  et non  $\lambda_g/4$  pour minimiser les effets de couplage (des lignes de largeur 1 mm seraient alors séparées de 2 mm). Les accès sur 50  $\Omega$  du coupleur sont disposés dans la direction des lignes 35  $\Omega$  pour favoriser une bonne isolation. Les longueurs  $3 \lambda_g/4$  du coupleur sont optimisées par "Touchstone" qui indique alors un couplage de -3,2 dB au lieu des -3dB escomptés, probablement dû à la prise en compte de l'effet des discontinuités formées par les jonctions en "T" [33].

La caractérisation à l'analyseur de réseau du coupleur ainsi réalisé donne les résultats suivants :

- paramètres d'entrée  $S_{ii} < -16$  dB,  $i \in \{1,2,3,4\}$ ,
- isolation  $S_{12} < -20$  dB,
- amplitudes transmises de -3,6 dB pour  $S_{13}$  et  $S_{24}$  et de -4,2 dB pour  $S_{14}$  et  $S_{23}$ ,
- différences de phase entre  $S_{14}$  et  $S_{13}$ ,  $S_{23}$  et  $S_{24}$  de 92° et 88°.

Précisons ici que toutes ces mesures requièrent le montage du circuit dans un boîtier aux accès en connectique SMA (bon plaquage du plan de masse, bon contact au niveau des transitions coaxial-microbande).

L'écart entre expérience et simulation concernant le niveau des amplitudes transmises doit être lié aux pertes dans les lignes, et également aux discontinuités qui sont pourtant théoriquement prises en compte par "Touchstone".

Ceci n'est néanmoins pas préjudiciable pour notre application qui nécessite essentiellement que les déphasages apparaissant dans la matrice (S) soient respectés.

Nous allons maintenant aborder la détection des signaux par diode Schottky.

## 2.4.2 Détection quadratique

Cette détection est réalisée en tirant parti du comportement quadratique des diodes Schottky recevant un signal d'un faible niveau de signal (typiquement < -20 dBm).

### 2.4.2.1 Théorie de la détection

La caractéristique courant-tension des diodes à barrière de Schottky peut s'écrire [34] :

$$I = I_s \left[ e^{V_J / U_T} - 1 \right] = I_0 + i \cos \omega_0 t \quad (2-43)$$

avec

- I le courant dans la diode, somme d'un terme de polarisation continu  $I_0$  et d'une composante hyperfréquence  $i$ ,
- $V_J$  la tension aux bornes de la jonction,
- $I_s$  le courant de saturation inverse,
- $U_T$  la tension thermique égale à  $nkT/q$ ,  $n$  facteur d'idéalité ( $1 < n < 2$ ),  $k$  la constante de Boltzmann,  $q$  la charge de l'électron et  $T$  la température absolue.

La tension aux bornes de la jonction vaut :

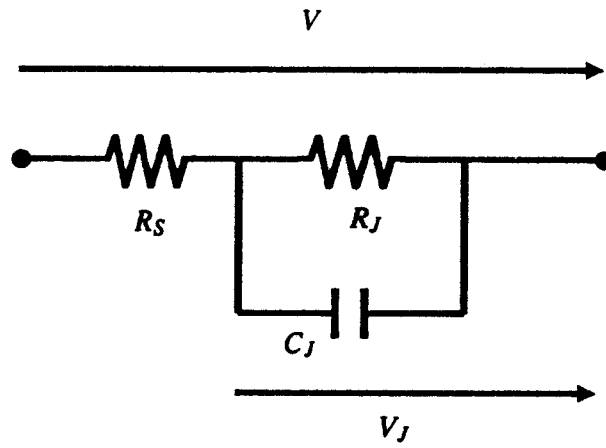


Figure 2.30 : Modèle simplifié de la diode Schottky

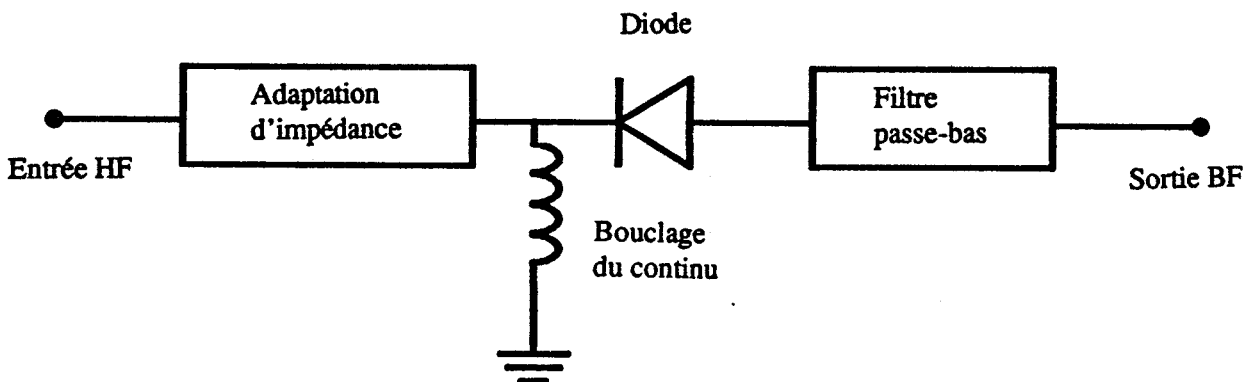


Figure 2.31 : Synoptique d'un détecteur.

$$V_J = V - IR_S \quad (2-44)$$

où  $V$  est la tension aux bornes de la diode et  $R_S$  sa résistance série liée au substrat la constituant (Fig. 2.30).

Ceci permet d'aboutir, aux faibles niveaux, à la tension aux bornes de la jonction :

$$V_{DC} + V_J \cos \omega_0 t + \text{termes harmoniques de } \omega_0 \quad (2-45)$$

où la tension continue détectée  $V_{DC}$  met en évidence le comportement quadratique :

$$V_{DC} = 0,028 \ln \left( 1 + \frac{I_0}{I_S} \right) - \frac{V_J^2}{4U_T} \quad (2-46)$$

La résistance de jonction  $R_J$  s'écrit :

$$R_J = \frac{nkT}{q(I_0 + I_S)} = \frac{U_T}{I_0 + I_S} \quad (2-47)$$

et le courant redressé ("rectified current") vaut, en l'absence de polarisation :

$$I = \frac{V_{DC}}{R_J} = - \frac{I_S}{4} \left( \frac{V_J}{U_T} \right)^2 \quad (2-48)$$

Notons que le comportement de la diode est très dépendant de la température via  $U_T$ .

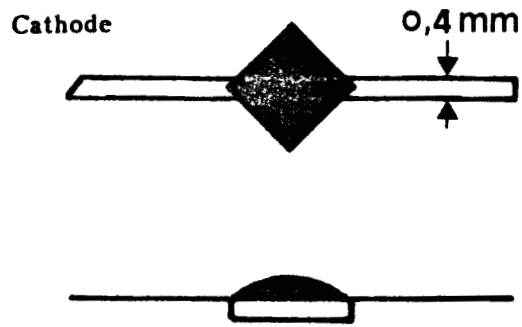


Figure 2.32 : Diode Schottky HP 5082-2208, modèle C-2

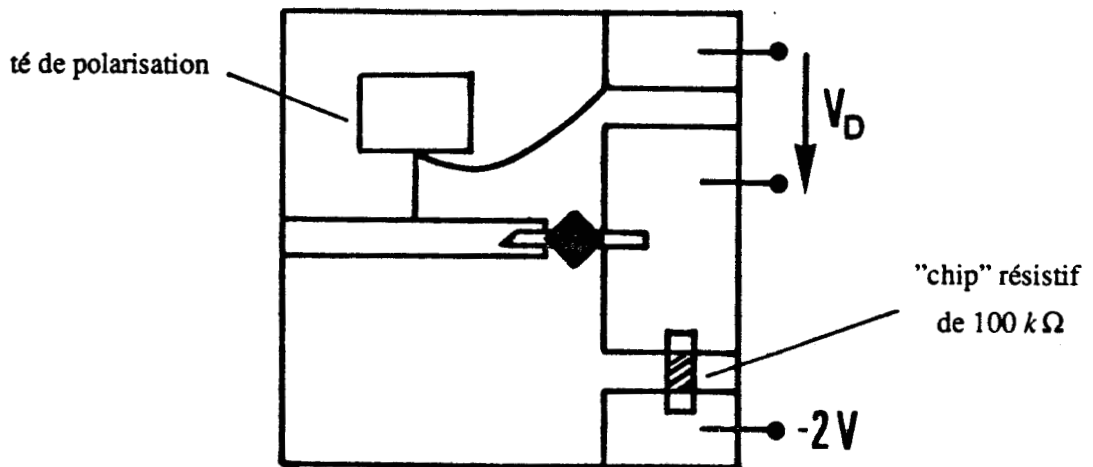
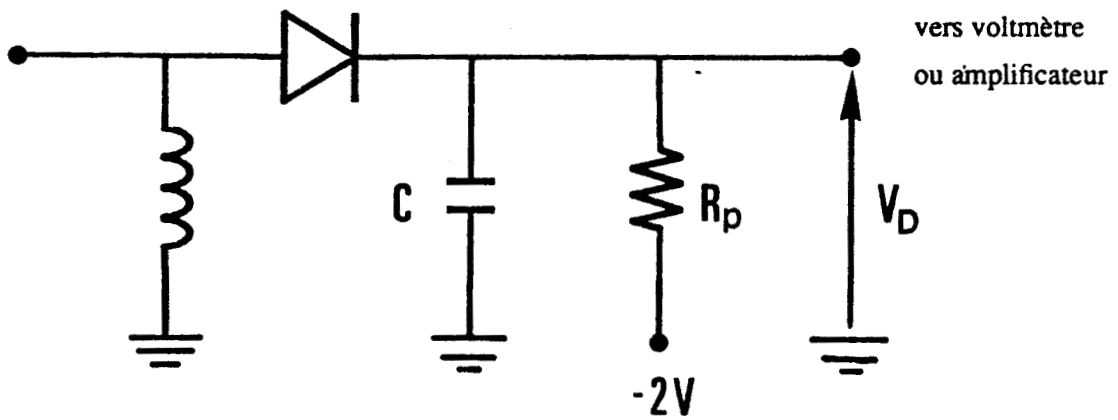


Figure 2.33 : Détection par diode Schottky polarisée.

### 2.4.2.2 Le détecteur coaxial HP 8473 B

Il est constitué d'une diode Schottky "low barrier", précédée d'un réseau d'adaptation (Fig. 2.31), essentiellement formé par une charge  $50 \Omega$  montée en parallèle sur l'entrée, et suivie d'un filtre passe-bas fournissant le signal de sortie vidéo. L'adaptation permet une large bande de fonctionnement (T.O.S.  $< 1,5$  de 10 MHz à 18 GHz), mais en contrepartie la sensibilité en tension reste relativement faible ( $0,5 \text{ mV}/\mu \text{ W}$  pour des niveaux inférieurs à  $-20 \text{ dBm}$ ). Nous utilisons deux de ces détecteurs appairés, en polarité de sortie négative, dont les accès hyperfréquences sont des connecteurs SMA.

La faible sensibilité, le T.S.S. important (diode "low barrier"), le coût, l'encombrement, ainsi que la faible bande de fonctionnement requise nous amènent à mettre en oeuvre des diodes Schottky "medium barrier" polarisées qui s'incorporent facilement dans les circuits en structure microbande.

### 2.4.2.3 Détecteur en structure microbande

Les composants utilisés sont des diodes "beam lead" noyées dans un boîtier d'où sortent deux connexions microbandes, permettant un report facile sur les circuits, à l'aide de colle conductrice (Fig. 2.32). Nous choisissons des diodes de type "medium barrier" que nous polarisons. Comparées à celles des diodes "low barrier" non polarisées du même type, leurs caractéristiques sont les suivantes :

- sensibilité tangentielle (T.S.S.) meilleure ( $-54 \text{ dBm}$  au lieu de  $-44 \text{ dBm}$ ),
- sensibilité en tension deux fois plus faible,
- résistance vidéo ( $R_V = R_J + R_S$ ) beaucoup plus faible (typiquement  $1400 \Omega$  au lieu de  $1,8 \text{ M} \Omega$ ).

Cette diode nous permet donc de détecter des niveaux qui, selon les situations rencontrées ("coopératives" ou "non coopératives"), seront compris entre  $-20$  et  $-50 \text{ dBm}$ .

Les diodes retenues sont les HP 5082-2208 dans une version dite "batch matched" [35] (littéralement issues de la même fournée) provenant du même "wafer", ce qui assure leur appairage.

La polarisation dans le sens direct par un courant de  $20 \mu \text{ A}$  est réalisée (Fig. 2.33) en appliquant en aval de la diode une tension de  $-2 \text{ V}$  sous une résistance de  $100 \text{ k} \Omega$  qui sert également de résistance de charge (de grande valeur vis-à-vis de la résistance vidéo  $R_V$  qui vaut alors environ  $450 \Omega$ ). Le bouclage de ce courant de polarisation doit se faire en amont de la diode, sans perturber le signal hyperfréquence. Pour cela on réalise un té de polarisation microbande formé de la succession de deux lignes quart-d'onde en parallèle sur la ligne d'entrée : l'une de forte impédance caractéristique ( $Z_C = 98 \Omega$ ), réalisant une inductance (circuit ouvert pour le signal hyperfréquence), suivie d'une autre



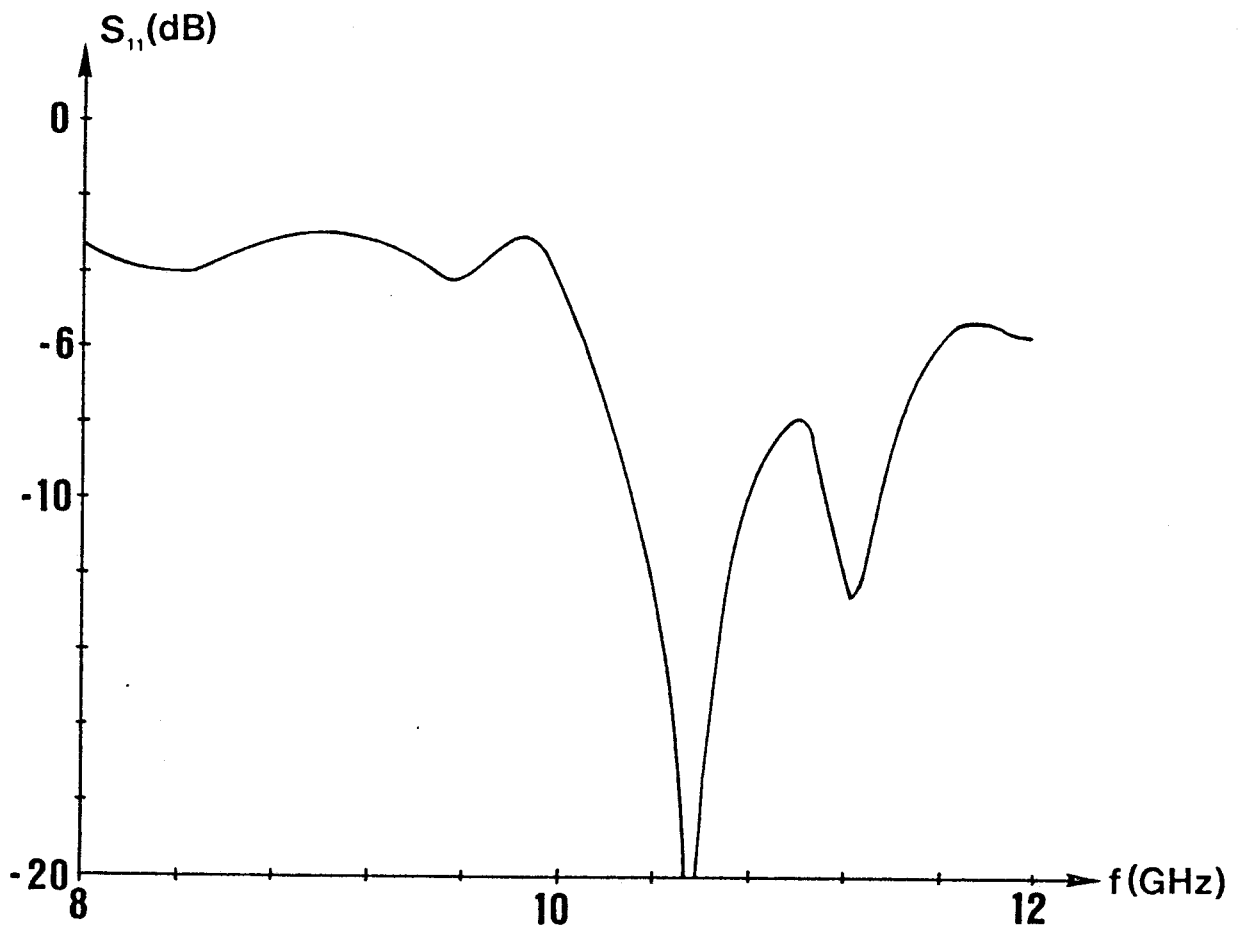


Figure 2.34 : Paramètre  $S_{11}$  en entrée du détecteur réalisé en structure plaquée.

de faible impédance caractéristique ( $Z_C = 13,5 \Omega$ ) se terminant en circuit ouvert, qui permet par ailleurs la soudure d'un fil d'accès.

Il est à noter que sur le substrat retenu pour la réalisation (RT/Duroïd 6010.5 :  $\epsilon_r = 10,5$  ,  $h = 0,635$  mm) la reproductibilité d'une ligne de forte impédance de largeur 50 microns n'est permise que par l'utilisation d'une machine de gravure de circuits de haute définition. (EUROPRIM GP 200 DF).

Une capacité C est placée en aval de la diode pour éliminer le signal hyperfréquence dans cette partie du circuit (et ainsi éviter par exemple toute réflexion parasite de signaux micro-ondes sur la diode). Sa réalisation est effectuée au moyen d'une ligne microruban de largeur importante dont la capacité, supposée localisée, vaut environ 15 pF.

L'adaptation d'entrée de la diode n'est pas réalisée, essentiellement à cause de la méconnaissance des caractéristiques exactes des accès du boîtier ainsi que de la position de la diode dans ce boîtier. Sa réalisation demanderait une mesure précise de son impédance dans un plan bien déterminé ou l'utilisation de diodes "en puce" permettant alors d'agir sur les éléments de connexion (inductance des fils d'or).

La figure 2.34 nous montre que le paramètre  $S_{11}$  vaut -4 dB à 10 GHz et -20 dB à 10,6 GHz mais la mesure de la sensibilité en tension à ces deux fréquences n'indique qu'une amélioration de 25% quand la diode est adaptée. La sensibilité mesurée à 10 GHz vaut 2 m V/ $\mu$  W, soit plus de deux fois celle obtenue avec le détecteur coaxial.

Notons enfin que, la diode étant sensible à une tension, nous avons simulé avec le logiciel de C.A.O. "Touchstone" une adaptation du circuit d'entrée permettant d'aboutir à une tension maximale au niveau de la jonction, mais ceci mène à un paramètre  $S_{11}$  prohibitif de l'ordre de -0,5 dB.

### 2.4.3 Amplification différentielle

Le signal utile est constitué par la différence de niveau entre les sorties des deux diodes. Sa valeur est typiquement comprise entre un microvolt et dix millivolts ; une amplification différentielle s'avère donc nécessaire.

Une première solution consisterait à effectuer une modulation d'amplitude du signal hyperfréquence à l'émission, (par action sur le courant de commande de la source) ou à la réception (en hachant le signal au moyen d'un commutateur), et de réaliser une détection synchrone du signal

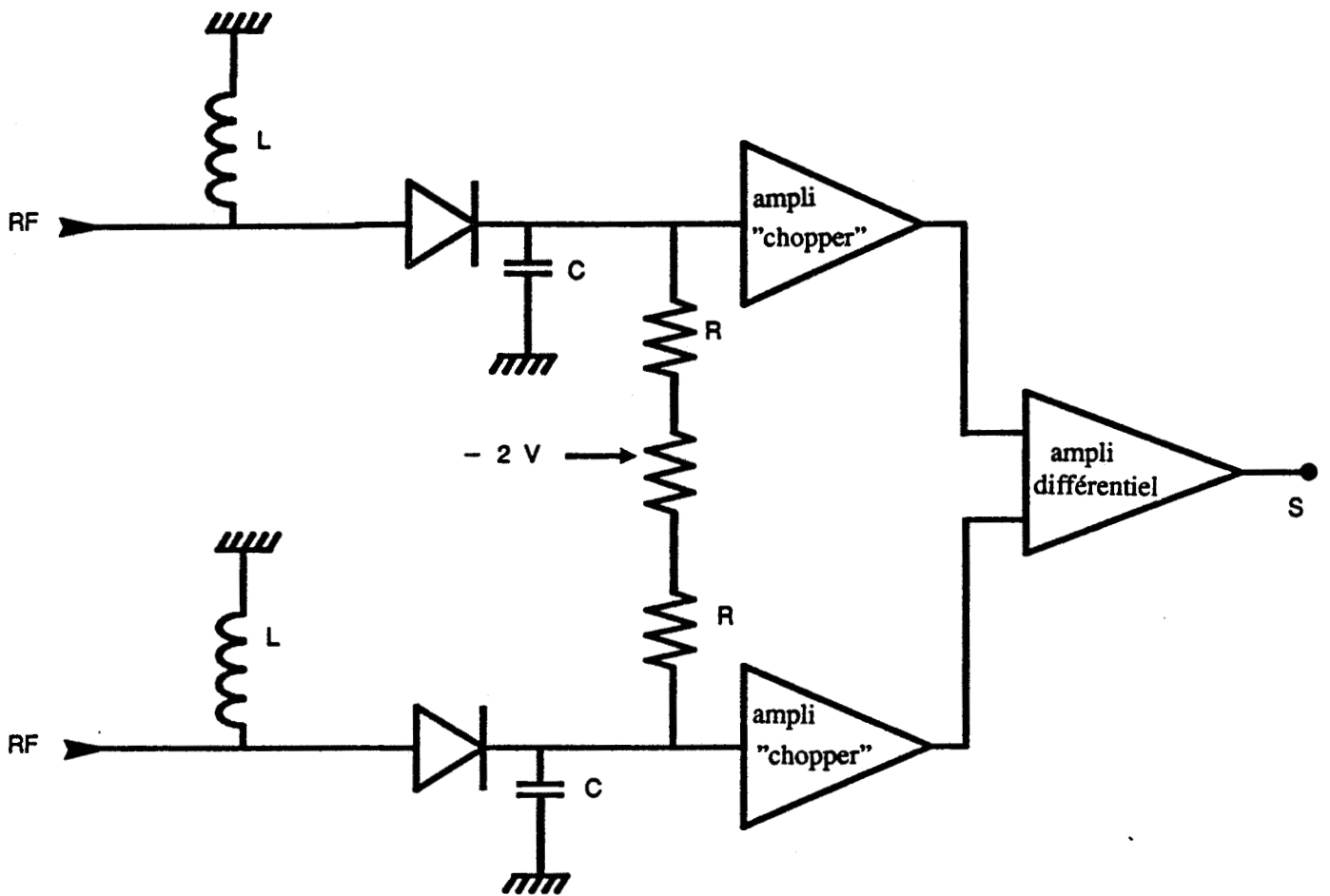


Figure 2.35 : Synoptique d'amplification différentielle.

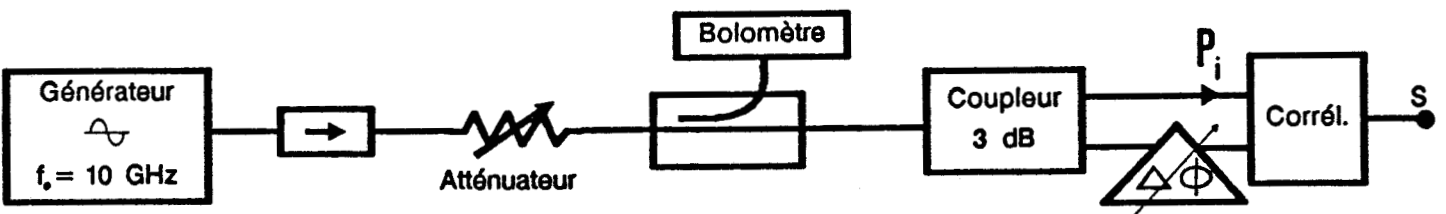


Figure 2.36 : Montage expérimental de test du corrélateur

interférométrique. On préfère appliquer chacun des signaux issus des diodes sur des amplificateurs "choppers" et réaliser ensuite une amplification différentielle en continu (Fig. 2.35). Ce système possède ainsi un gain de 500.

Les signaux recueillis après détection par les diodes polarisées comportent deux composantes :

- le terme  $\frac{V_1^2}{2} + \frac{V_2^2}{2} \pm V_1 V_2 \sin (\Phi_1 - \Phi_2)$ ,
- une tension continue issue de la polarisation de la diode.

L'amplification différentielle élimine ce dernier terme à condition qu'il ait la même valeur pour chaque diode. On s'affranchit du décalage ("offset") lié à ce phénomène par un réglage fin des courants de polarisation des diodes.

## 2.4.4 Qualification de la multiplication

L'ensemble constitué par le coupleur, les détecteurs et l'amplificateur différentiel constitue donc un corrélateur.

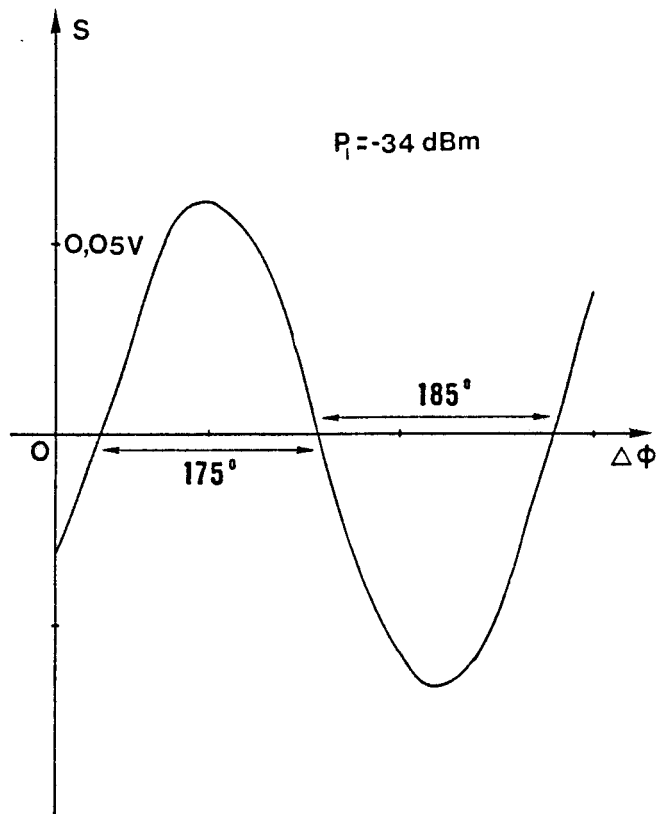
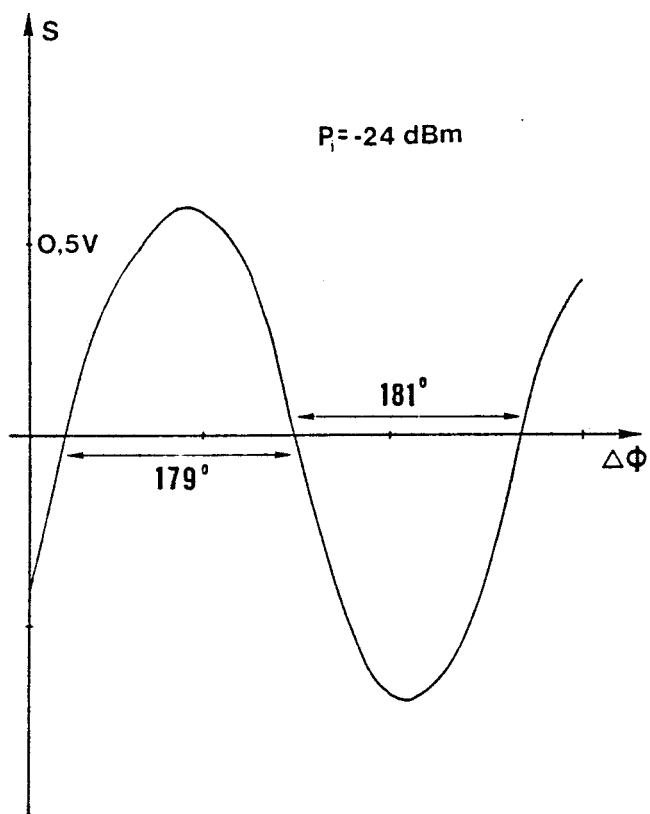
### 2.4.4.1 Corrélateur en éléments du Commerce

Il est constitué d'un coupleur RADIALL 3dB 90°, de deux détecteurs HP 8473 B suivis de l'amplificateur. Sa caractérisation s'effectue à l'aide d'un générateur, un déphaseur, des coupleurs, un atténuateur et un bolomètre (Fig. 2.36). La figure 2.37 montre les courbes relevées pour différentes puissances incidentes, en fonction du déphasage  $\Delta \Phi$ . La forme de ces courbes est tout à fait satisfaisante :

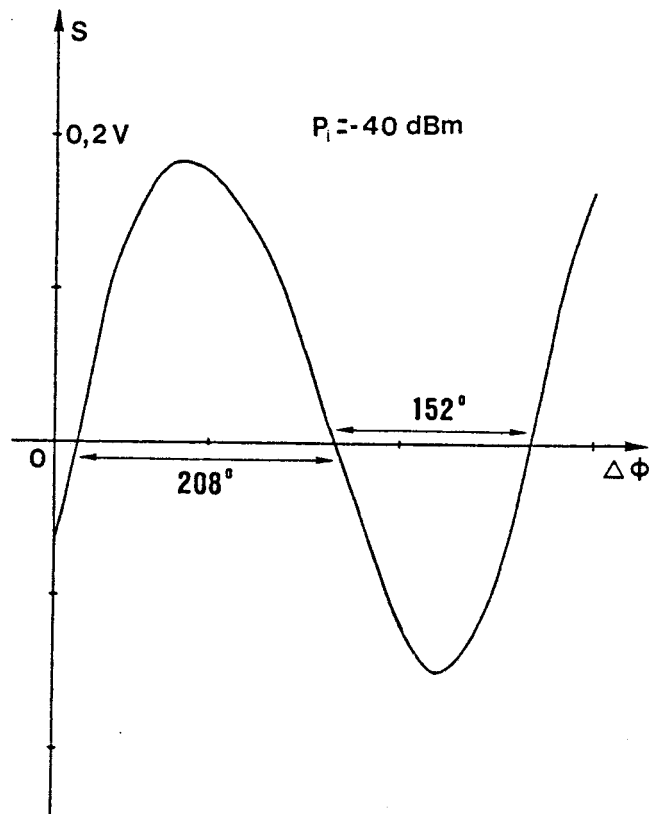
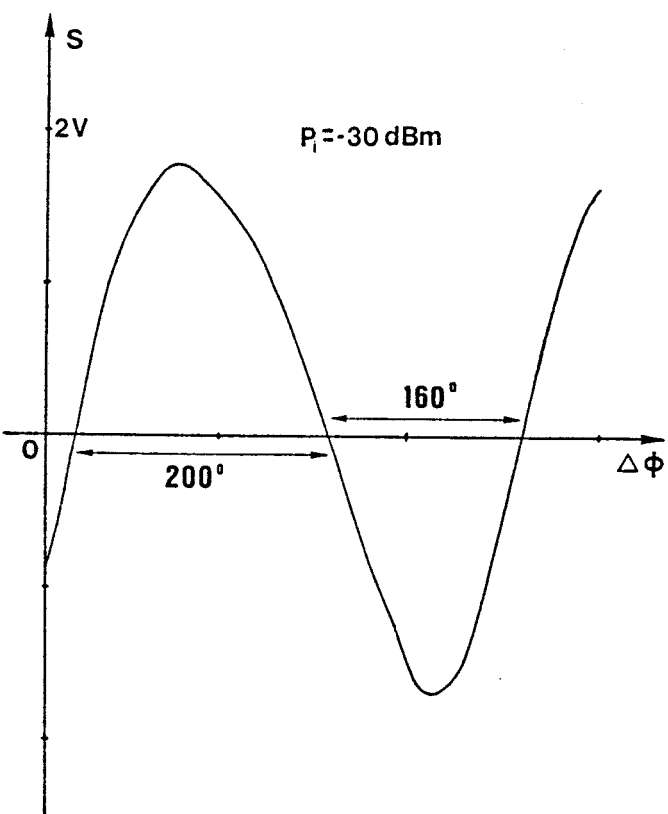
- variation sinusoïdale,
- absence d'offset.

### 2.4.4.2 Corrélateur en structure plaquée

La même mesure est effectuée sur le système constitué par le coupleur "Branchline" suivi des deux diodes polarisées. Les courants de polarisation à l'équilibre (en absence de signal hyperfréquence) ont pour valeur 14,5 et 16,5  $\mu$  A, les caractéristiques de détection des diodes étant ainsi quasiment identiques. Les relevés présentés (Fig. 2.38) appellent les remarques suivantes :



**Figure 2.37 :** Relevé de la variation de  $S$  en fonction de  $\Delta\Phi$  pour le corrélateur en éléments du commerce.



**Figure 2.38 :** Relevé de la variation de  $S$  en fonction de  $\Delta\Phi$  pour le corrélateur en structure plaquée.

- présence d'un offset de quelques pourcents de l'excursion totale,
- variation non parfaitement sinusoïdale qui se traduit par un signal périodique dont les deux demi-périodes ont des valeurs différentes (10 % d'écart à la théorie).

Ce défaut doit être dû à la non adaptation des diodes qui perturbe le fonctionnement du coupleur. En nous plaçant à 10,6 GHz, fréquence à laquelle les diodes sont adaptées, il existe néanmoins une dissymétrie et un offset plus importants liés au fait que le coupleur est conçu pour fonctionner à 10 GHz.

#### 2.4.4.3 Simulation des imperfections

Un calcul prenant en compte les imperfections en amplitude et phase du coupleur ainsi qu'un non appariage des diodes est effectué :

- calcul des signaux  $s_1$  et  $s_2$  en sortie du coupleur
- détection quadratique qui donne des grandeurs  $k_1 \langle s_1 s_1^* \rangle$  et  $k_2 \langle s_2 s_2^* \rangle$
- amplification différentielle :  $S = k_1 \langle s_1 s_1^* \rangle - k_2 \langle s_2 s_2^* \rangle$

En prenant les caractéristiques mesurées du coupleur, en affectant les valeurs respectives 1 et 1,2 à  $k_1$  et  $k_2$ , on aboutit aux effets suivants :

- 4% d'écart sur les demi-périodes, la période étant exacte,
- offset de 7% de l'excursion totale.

#### 2.4.5 Conclusion

La réalisation de corrélateurs pose encore quelques problèmes en bande X. La cause majeure d'erreur semble provenir de la désadaptation des diodes vis-à-vis des sorties du coupleur. On pourra remédier à ces problèmes :

- d'une part en menant une simulation décrivant plus précisément cet effet (par exemple en utilisant le logiciel de C.A.O. "Touchstone"),
- d'autre part, en réalisant l'adaptation des diodes ou en trouvant sur le marché des diodes présentant une impédance d'entrée de 50  $\Omega$  à 10 GHz.

## 2.5 Description des différents systèmes réalisés

Ils sont présentés figure 2.39.

### 2.5.1 Systèmes à 10 GHz

#### 2.5.1.1 En éléments du commerce

Il se compose des cornets, coupleur et détecteurs reliés en connectique SMA, ce qui permet de réaliser différents écartements (2D) entre les antennes réceptrices. Son avantage est de bien se prêter à la qualification du principe, mais son coût est élevé et son encombrement important.

#### 2.5.1.2 Système sur RT/Duroid 6010.5

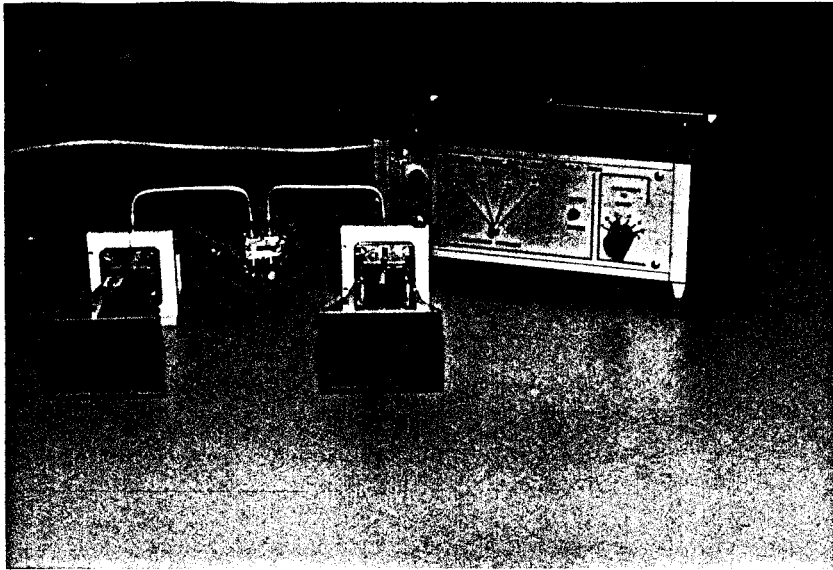
Les antennes et le circuit sont réalisés sur un substrat de forte permittivité ( $\epsilon_r = 10,5$ ) d'épaisseur  $h = 0,635$  mm. La faible largeur de ligne d'adaptation quart-d'onde des antennes microruban et la mauvaise isolation du coupleur nous amènent à abandonner cette version.

#### 2.5.1.3 Système sur RT/Duroid 5870

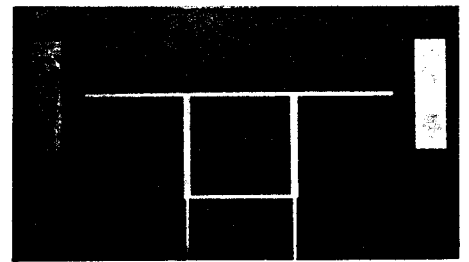
Les antennes sur ce substrat ( $\epsilon_r = 2,33$ ) d'épaisseur  $h = 0,79$  mm sont reproductibles mais les largeurs de lignes importantes. Un blindage du circuit est nécessaire ; néanmoins il ne permet pas d'assurer d'excellentes performances au multiplieur. Notons que les antennes restent des "monopatches" de faibles gain et directivité. L'intérêt de ce système réside dans son encombrement réduit : antennes, corrélateur et amplificateur différentiel (avec son alimentation) occupent un volume de  $9 \times 10 \times 4$  cm.

#### 2.5.1.4 Système utilisant 2 substrats différents

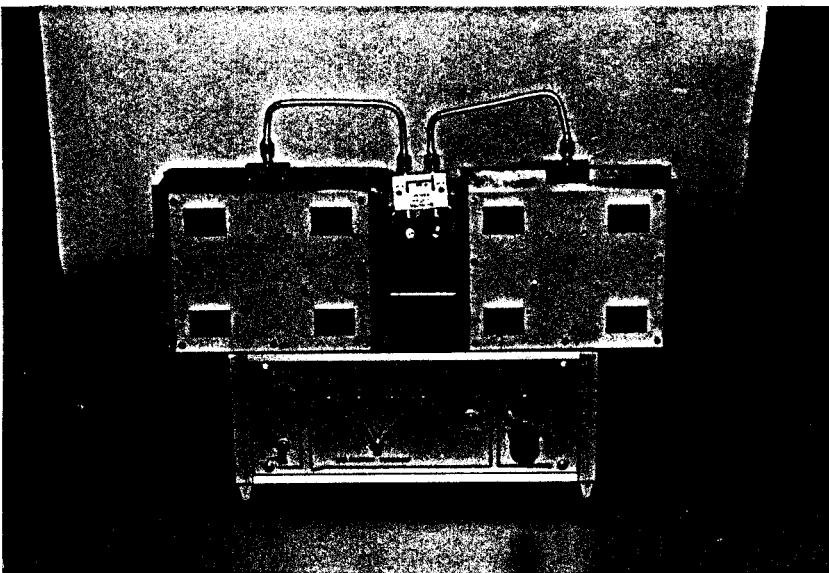
Les réseaux d'antennes alimentées par ouverture de couplage procurent gain et directivité tandis que la réalisation du multiplieur sur un substrat de permittivité  $\epsilon_r = 10,5$  et d'épaisseur  $h = 0,635$  mm est de meilleure qualité que précédemment. Dans un premier temps les antennes et le multiplieur constituent des éléments reliés en connectique SMA, pour faciliter leur qualification, mais à l'avenir



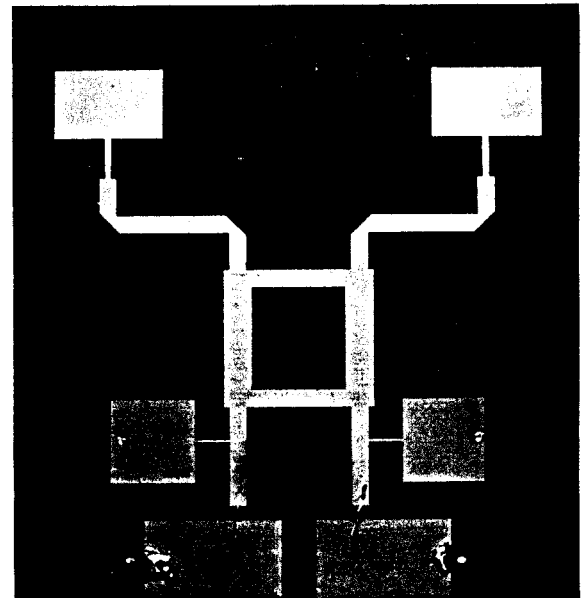
Système en éléments du commerce à 10 GHz



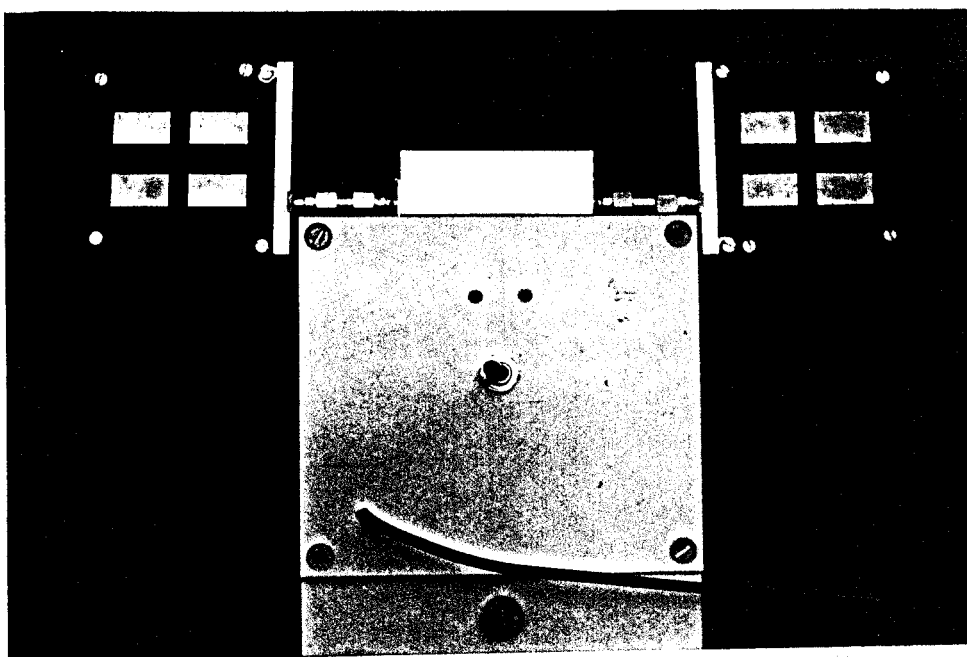
Système en structure plaquée  
sur RT/Duroïd 6010.5 à 10 GHz



Système à 2,45 GHz



Système en structure plaquée  
sur RT/Duroïd 5870 à 10 GHz



Système utilisant deux substrats différents à 10 GHz

Figure 2.39 : Photographie des différents systèmes réalisés



le coupleur et les détecteurs pourront être placés directement sur le substrat d'alimentation des antennes.

### **2.5.2 Système à 2,45 GHz**

A cette fréquence, les réseaux d'antennes alimentées par couplage permettent de pallier l'encombrement qu'amènerait l'utilisation de cornets. La multiplication est actuellement assurée par des sous-systèmes du commerce mais pourrait facilement être transposée en structure plaquée, d'autant que cela poserait alors moins de problèmes qu'à 10 GHz.

## **2.6 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous étudions la conception et la réalisation du système récepteur. Nous dissocions les problèmes et considérons d'abord les antennes puis le corrélateur avant de traiter la réalisation du système complet.

Nous faisons premièrement un bilan des antennes utilisables, cornets ou antennes plaquées, sachant que leur directivité doit être intermédiaire.

Nous sommes finalement amenés à réaliser des antennes originales fonctionnant actuellement soit à 10 GHz, soit à 2,45 GHz, possédant les caractéristiques requises grâce à :

- l'association de 4 "patches" élémentaires,
- l'utilisation de 2 substrats de permittivité différente permettant d'assurer les exigences contradictoires des éléments rayonnants et des lignes d'alimentation.

Parmi plusieurs solutions de réalisation du multiplieur, nous retenons celle qui consiste à opérer par soustraction des termes quadratiques. Plusieurs dispositifs fonctionnant à 10 GHz sont réalisés et testés.

Enfin, l'ensemble capteur à corrélation au complet a été réalisé en éléments guide d'onde (bande X) et en hybride à 10 GHz.

## BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE 2

- [1] : COMITE DE COORDINATION DES TELECOMMUNICATIONS  
"Tableau National de Répartition des Bandes de Fréquences"  
Edition 1987-1.
- [2] : E.A. WOLFF  
"Antenna Analysis"  
New York, Wiley, 1966.
- [3] : L. THOUREL  
"Les Antennes : Application aux Radars et aux Techniques Spatiales"  
Dunod, Paris, 1971.
- [4] : E.I. MUEHL DORF  
"The Phase Center of Horn Antennas"  
IEEE Transactions AP-18, pp 753-760, Nov. 1970.
- [5] : PHILIPS/SIVERS LAB  
"Hyperfréquence"  
Livrets I et V.
- [6] : I.J. BAHL, P.BHARTIA  
"Microstrip Antennas"  
Artech House, 1980.
- [7] : Y. YOSHIMURA  
"A Microstripline Slot Antenna"  
IEEE Transactions MTT-20, pp 760-762, Nov. 1972.
- [8] : M. COLLIER  
"Microstrip Antenna Array for 12 GHz TV".  
Microwave Journal, Vol. 20, Sept. 1977, pp. 67-71.
- [9] : J.R. MOSIG, F. GARDIOL  
"Techniques Analytiques et Numériques dans l'Analyse des Antennes Microruban"  
Annales des Télécommunications, Vol. 40 n° 7-8, pp. 411-437, 1985.

- [10] : A.G. DERNERYD  
"Linearly Polarized Microstrip Antennas"  
IEEE Transactions AP-24, pp. 846-851, Nov. 1976.
- [11] : R.F. HARRINGTON  
"Time Harmonic Electromagnetic Waves"  
New York, Mac Graw Hill, 1961.
- [12] : CARVER AND MINK  
"Microstrip Antenna Technology"  
IEEE Transactions AP-29, n° 1, pp. 2-24, Jan. 1981.
- [13] : J.R. JAMES, P.S. HALL, C. WOOD  
"Microstrip Antenna : Theory and Design"  
IEE Electromagnetic Waves Series, Vol. 12, Peter Peregrinus Ltd, 1981.
- [14] : H.PUES, A. VAN DE CAPELLE  
"Accurate Transmission-line Model for the Rectangular Microstrip Antenna"  
IEE Proceedings, Vol. 131, Part H, n° 6, pp. 334-340, Dec. 1984.
- [15] : E. LIER  
"Improved Formulas for Input Impedance of Coax-Fed Microstrip Patch Antennas"  
IEE Proceedings, Vol. 129, Part H, n° 4, pp. 161-164, Aug. 1982.
- [16] : H.G. OLTMAN  
"Electromagnetically Coupled Microstrip Dipole Antenna Elements"  
Proceedings of the 8<sup>th</sup> European Microwave Conference,  
pp. 281-285, 1978, Paris.
- [17] : E.O. HAMMERSTAD  
"Equations for Microstrip Circuit Design"  
Proceedings of the 5<sup>th</sup> European Microwave Conference,  
pp. 268-272, 1975, Hambourg.
- [18] : T.C. EDWARDS  
"Conception des Circuits Micro-Ondes"  
Collection Technologies, Série Electronique, Masson, 1984.
- [19] : A.C. BUCK, D.M. POZAR  
"Aperture-Coupled Microstrip Antenna with a Perpendicular Feed"  
Electronic Letters, Vol. 22, n° 3, pp. 125-126, 30 Janvier 1986.

- [20] : D.M. POZAR  
"Microstrip Antenna Aperture-Coupled to a Microstripline"  
Electronic Letters, Vol. 21, n° 2, pp. 49-50, 17 Jan. 1985.
- [21] : D.M. POZAR  
"A Reciprocity Method of Analysis for Printed Slot and Slot-Coupled Microstrip Antennas"  
IEEE Transactions AP-34, n° 12, pp. 1439-1446, Dec. 1986.
- [22] : R.E COLLINS  
"Foundations for Microwave Engineering"  
Mac Graw Hill, New York, 1966.
- [23] : D. MATTON, J.C. VAN DE VELDE, Y. LEROY, A. LEBORGNE  
"Conception d'un Capteur Télémétrique à Corrélation en Structure Plaquée"  
Journées Nationales Micro-Ondes, pp. 344-346, Juin 1987, Nice.
- [24] : E. PENARD, J.P. DANIEL  
"Mutual Coupling Between Microstrip Antennas"  
Electronic Letters, Vol. 18, n° 14, pp. 605-607, 8<sup>th</sup> July 1982.
- [25] : R. MEHRAN  
"Calculation of Microstrip Bends and Y-Junctions with Arbitrary Angle"  
IEEE Transactions MTT-26, Vol. 26, n° 6, June 1978.
- [26] : V. FLEURBAYX  
"Capteur Télémétrique à Corrélation : Modélisation des Eléments Rayonnants"  
Rapport de stage D.U.T., 1987, Lille.
- [27] : L.V. BLAKE  
"Antennas"  
Artech House, 1984.
- [28] : L. BELLARBI  
"Définition de la Thermographie Micro-onde par Corrélation (T.M.O.C.)".  
Thèse de 3<sup>ème</sup> cycle, Juillet 1984, Lille
- [29] : M. RYLE, D.D. VONBERG  
"A New Radio-Interferometer and its Application to the Observation of Weak Radio Stars"  
Proceedings of Royal Society of London, série A, Vol. 211, 1952, pp 351-375.
- [30] : Y. BONNAIRE  
"Modélisation en grand signal des T.E.C. du type bigrille"  
Rapport D.E.A., Juillet 1986, Lille

- [31] : Y. BONNAIRE  
"Conception d'un Corrélateur Micro-onde en Structure Intégrée : Nouveaux Modèles des  
TEC Mono et Bigrille en Régime Non Linéaire"  
Thèse de Docteur de l'Université, Mars 1988, Lille.
- [32] : B. HENNION  
"Réalisation d'un Capteur Télémétrique à Corrélation"  
Rapport de Stage D.U.T., Juin 1986, Lille.
- [33] : W.H. LEIGHTON  
"Junction Reactance and Dimensional Tolerance Effects on X-Band 3 dB Directional  
Couplers"  
IEEE Transactions MTT-19, n° 10, pp. 818-824, October 1971.
- [34] : ALPHA INDUSTRIES  
"Mixer and Detector Diodes"  
Application note 80800.
- [35] : HEWLETT PACKARD  
"Microwave Semiconductor Diode and Transistor Designer 's Catalog"  
pp. 146-150, 1984-1985 Edition.

## **CHAPITRE 3**

### **ETUDE DE FAISABILITE DE DIFFERENTES APPLICATIONS DU SYSTEME INTERFEROMETRIQUE**

# **Chapitre 3**

## **ETUDE DE FAISABILITE DE DIFFERENTES APPLICATIONS DU SYSTEME INTERFEROMETRIQUE**

### **3.1 Introduction**

La méthode interférométrique et de corrélation aux longueurs d'onde centimétriques, dont nous avons présenté le principe et la réalisation, nous permet d'aboutir à un nouveau type de capteur [1] [2]. Son éventail d'applications potentielles couvre les domaines suivants :

- télémétrie et vélocimétrie,
- loi horaire d'un objet sur une trajectoire linéaire,
- mesure de hauteur ou de niveau,
- goniométrie et poursuite,
- contrôle non destructif.

Ce type de capteur micro-onde possède une relative simplicité et un faible coût qui devraient lui permettre une insertion aisée dans des secteurs où les besoins, notamment en information de position et de vitesse, se font de plus en plus pressants (robotique [3], aide à la conduite des véhicules [4]). Par ailleurs, on pourra également bénéficier des possibilités d'utilisation des hyperfréquences dans des milieux (espace, brouillards, etc ...) où les capteurs classiques (signaux ultrasons, infrarouges et visibles) sont inopérants.

Chaque type d'application décidera des paramètres du capteur :

- fréquence de travail,
- distance entre antennes réceptrices,
- situation "coopérative" ou "non coopérative",
- caractéristiques des antennes,
- temps de retard  $\tau$ .

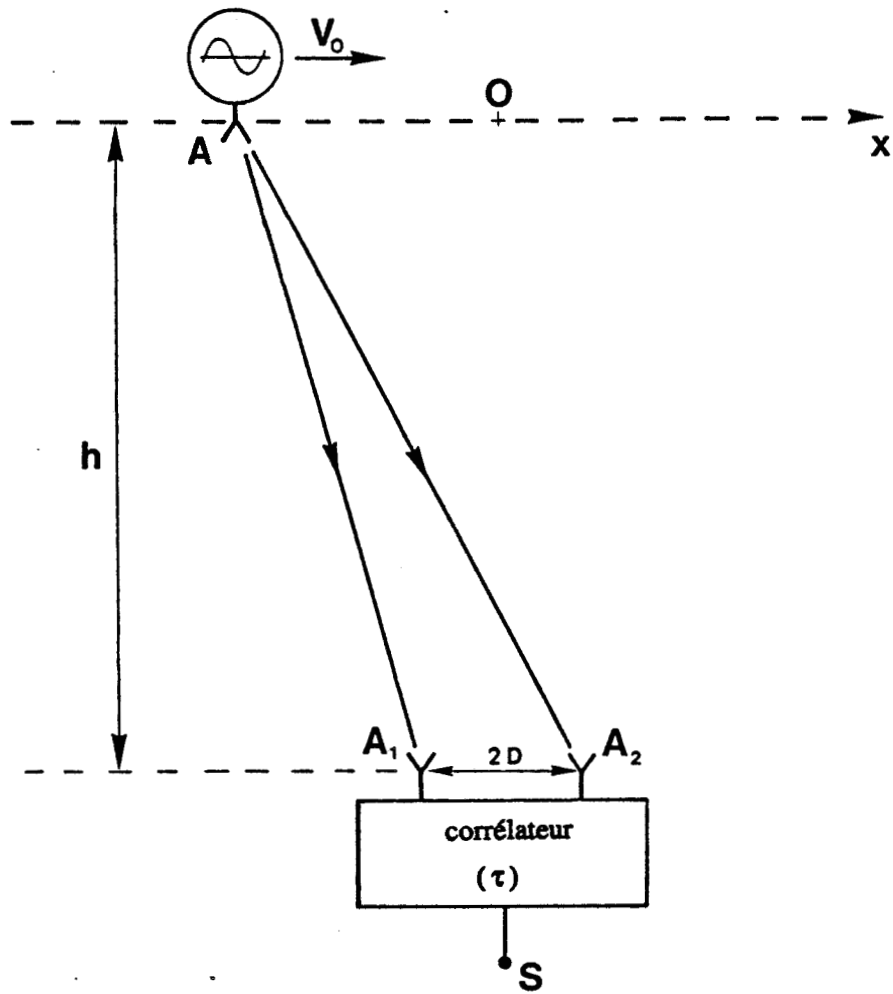


Figure 3.1 : Synoptique de mesure télémétrique ou vélocimétrique.

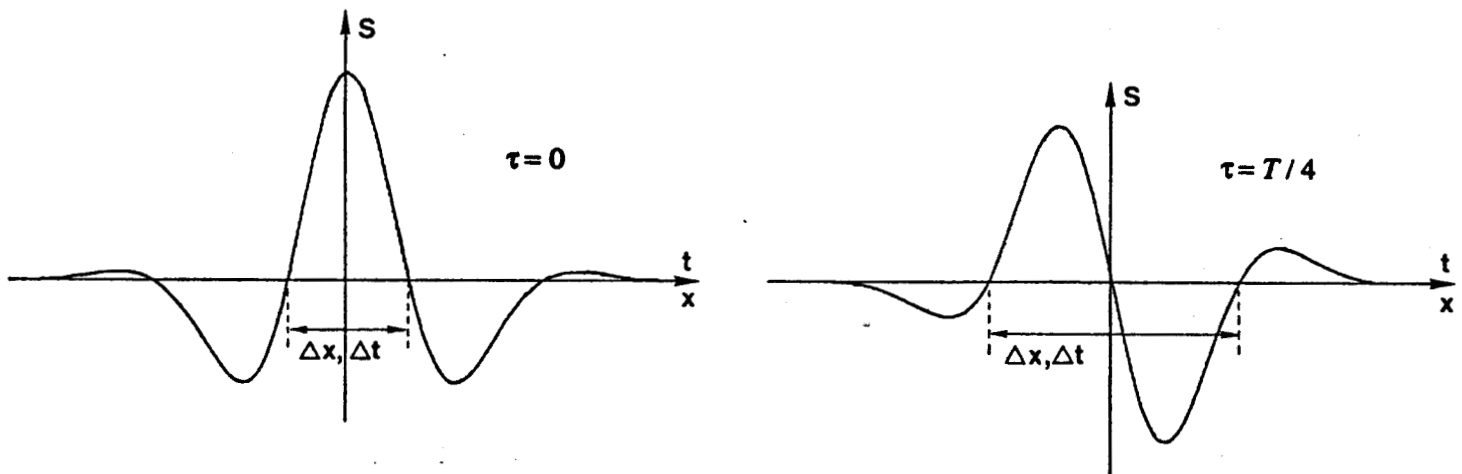


Figure 3.2 : Signal  $S(t)$  ou  $S(x)$  pour un déplacement uniforme de l'émetteur selon l'axe  $Ox$  avec  $\tau = 0$  ou  $T/4$ .



## 3.2 Télémétrie ou vélocimétrie

### 3.2.1 Situation et méthodologie

On considère une situation "coopérative" (Fig. 3.1). Un mobile muni d'un émetteur hyperfréquence se déplace à vitesse constante le long d'un axe perpendiculaire à la direction principale d'observation du capteur, parallèle à la droite  $A_1 A_2$  joignant les deux antennes réceptrices (paragraphe 1.3.1.1). Le déplacement du mobile sur sa trajectoire donne naissance à un signal  $S$  dépendant de sa position, donc également du temps.

L'écartement 2D des antennes de réception est choisi de manière à n'obtenir que quelques franges sur l'excursion d'observation, l'ouverture des antennes permettant l'observation sur cette zone. L'exploitation de l'interfrange central va nous permettre de remonter soit à la distance  $h$ , soit à la vitesse  $v_0$  du mobile lorsqu'elle est constante.

Le temps de retard  $\tau$  peut être choisi égal à 0 ou  $T/4$ , pour obtenir un signal variant sensiblement selon un sinus ou un cosinus amortis (Fig 3.2).

Nous définissons les interfranges comme les écarts séparant les zéros centraux du signal :

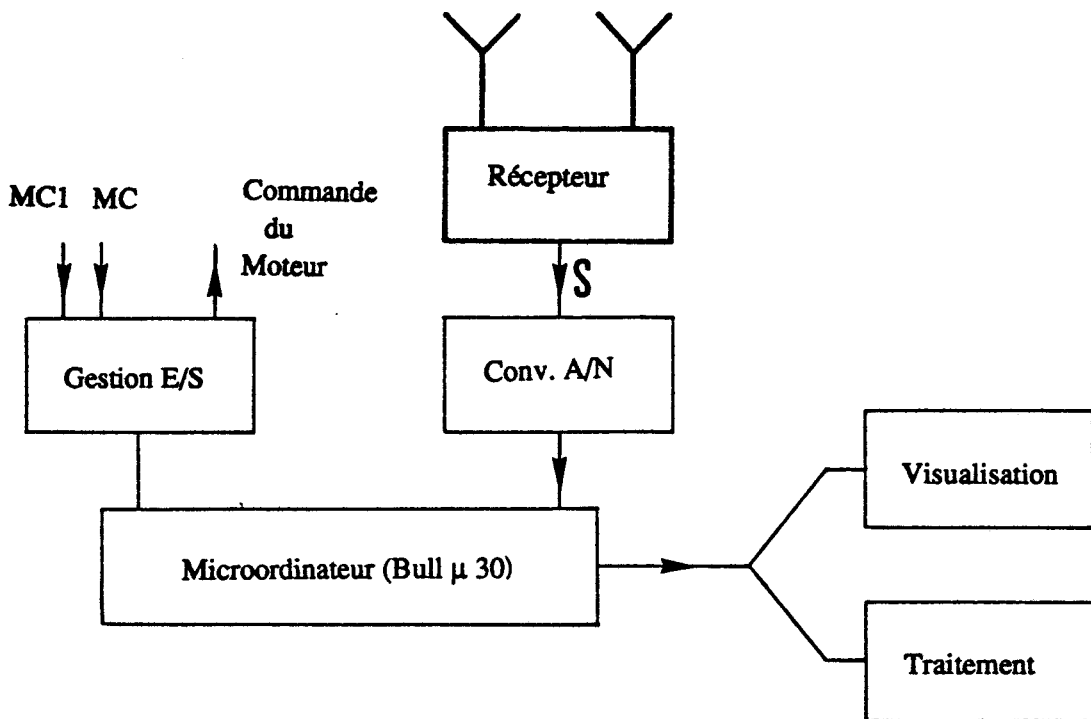
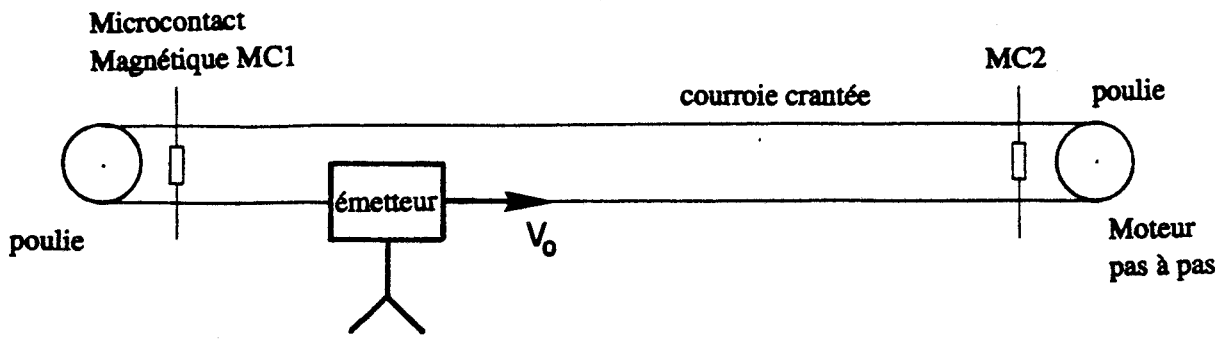
- de part et d'autre de l'extremum central pour le cosinus,
- de part et d'autre du zéro central pour le sinus.

Nous excluons l'utilisation des extrémas pour déterminer les interfranges ; en effet l'amortissement du signal (propagation en  $1/r$ , diagramme de rayonnement ) fait que leur position est différente de celle des extrémas de la sinusoïde non amortie correspondante.

Le choix  $\tau = 0$  fournit un interfrange central moins large que pour  $\tau = T/4$ , assurant alors une meilleure validité de l'approximation paraxiale. Néanmoins, la nature du système réalisé (utilisation d'un coupleur "Branch line") nous fait fixer  $\tau = T/4$ , la prise en compte de l'expression exacte de la différence de marche évitant toute erreur.

La largeur de l'interfrange central s'écrit alors (pour  $v_0 = Cste$ ) :

$$\Delta x = v_0 \Delta t = \sqrt{\frac{\lambda_0^2}{4} \frac{16h^2 + 16D^2 - \lambda_0^2}{16D^2 - \lambda_0^2}} \# \frac{\lambda_0 h}{2D} \quad (3-1)$$



**Figure 3.3 :** Synoptique du banc de mesures.

ce qui permet, connaissant  $v_0$ , de déterminer la distance  $h$  :

$$h = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{16D^2 \Delta x^2}{\lambda_0^2} - \Delta x^2 - 4D^2 + \frac{\lambda_0^2}{4}} \# \frac{2D \Delta x}{\lambda_0} \quad (3-2)$$

ou, connaissant  $h$ , de mesurer la vitesse  $v_0$  :

$$v_0 = \frac{\Delta x \text{ théorique}}{\Delta t \text{ mesuré}} = \frac{\sqrt{\frac{\lambda_0^2}{4} \frac{16h^2 + 16D^2 - \lambda_0^2}{16D^2 - \lambda_0^2}}}{\Delta t} \quad (3-3)$$

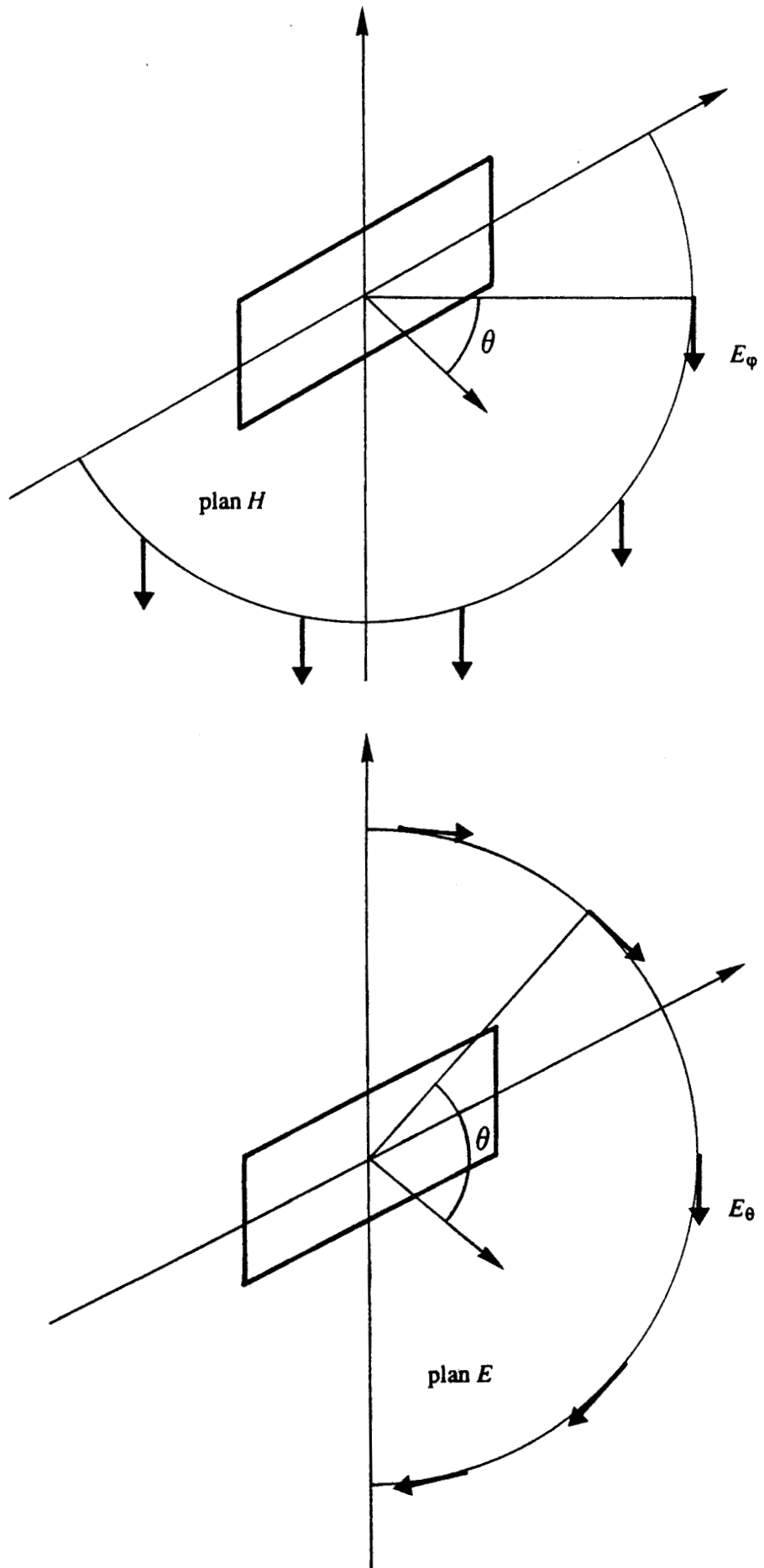
Nous allons maintenant présenter le banc de mesure que nous avons élaboré pour les essais de faisabilité.

### 3.2.2 Description du banc de mesures

Le mobile consiste en un chariot en matière plastique sur lequel est fixé l'émetteur. Son déplacement est assuré (Fig. 3.3) par un moteur pas à pas, deux poulies et une courroie crantée ; deux microcontacts magnétiques jouant le rôle de butées. L'excursion permise au mobile est de 1,50 mètre, les distances  $h$  réalisables varient entre 0,5 et 3 mètres.

L'acquisition du signal s'effectue à chaque pas du moteur (2156 acquisitions sur toute l'excursion) par l'intermédiaire d'une carte d'entrée-sortie et de conversion analogique-numérique reliée à un microordinateur BULL MICRAL 30. Une routine écrite en assembleur gère la commande du moteur et l'acquisition du signal tandis qu'un programme en Basic réalise sa visualisation et son traitement. L'utilisation d'un microordinateur s'avère très utile au stade de l'expérimentation, mais dans une version ultérieure une carte électronique spécifique pourrait fournir directement l'information recherchée.

Nous travaillons à la fréquence  $f_0 = 10$  GHz. La source utilisée est constituée par un oscillateur à résonateur diélectrique, d'une bonne stabilité en fréquence (1‰), qui délivre en sortie une puissance



**Figure 3.4 :** Configuration du champ électrique dans les plans  $E$  et  $H$ .

valant typiquement + 10 dBm : il s'agit de l'oscillateur local NEC MC - 5808 E du système D.B.S. de télévision directe par satellite en bande X.

Les éléments rayonnants sont disposés de manière à ce que le déplacement s'effectue dans leur plan H, la polarisation du champ étant ainsi toujours respectée. Un déplacement dans le plan E nécessiterait alors de prendre en compte la projection du champ (Fig. 3.4).

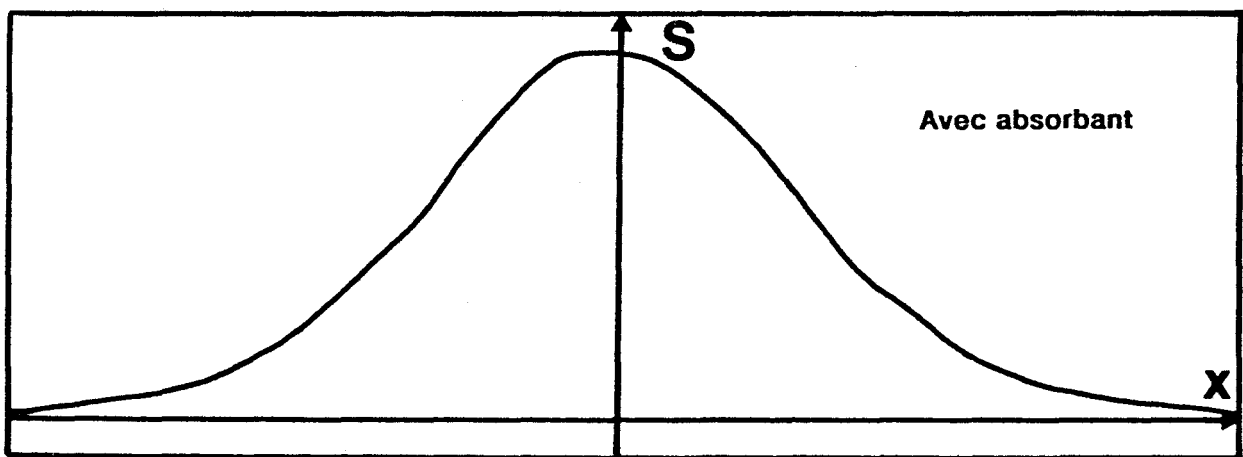
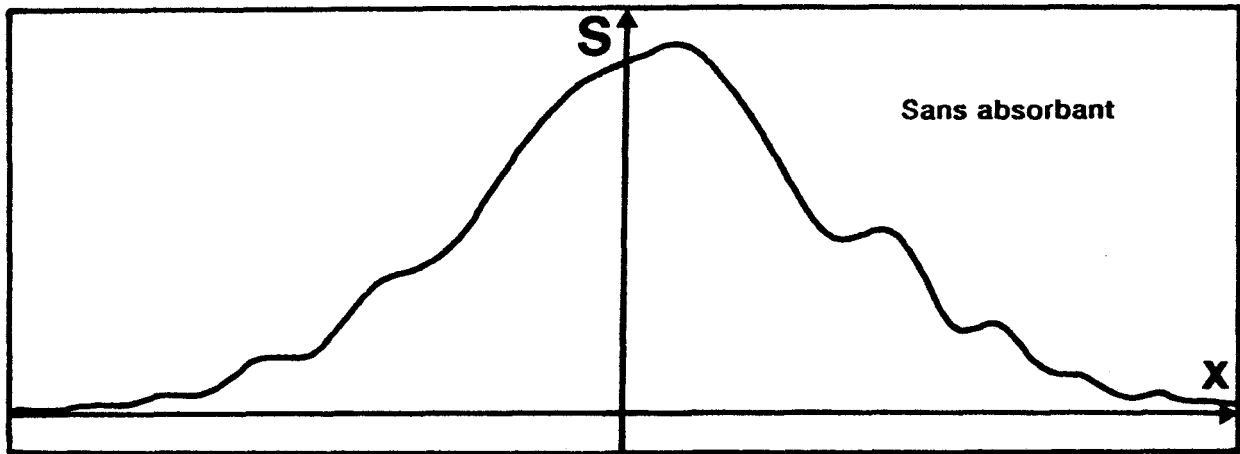
Enfin, il nous faut éliminer les réflexions parasites dues à l'environnement (murs, sol, plafond, supports, ...). Leur présence est révélée par une mesure du rayonnement reçu lors du déplacement de la source sur sa trajectoire (Fig. 3.5). Les conditions de rayonnement en espace libre sont alors simulées par l'utilisation de panneaux de matériau absorbant à profil pyramidal (ECCOSORB CV-3 [5]) que nous plaçons derrière les systèmes émetteur et récepteur. Notons que cette configuration est capable de réaliser les conditions de l'espace libre aux fréquences supérieures à 3 GHz.

### 3.2.3 Résultats expérimentaux

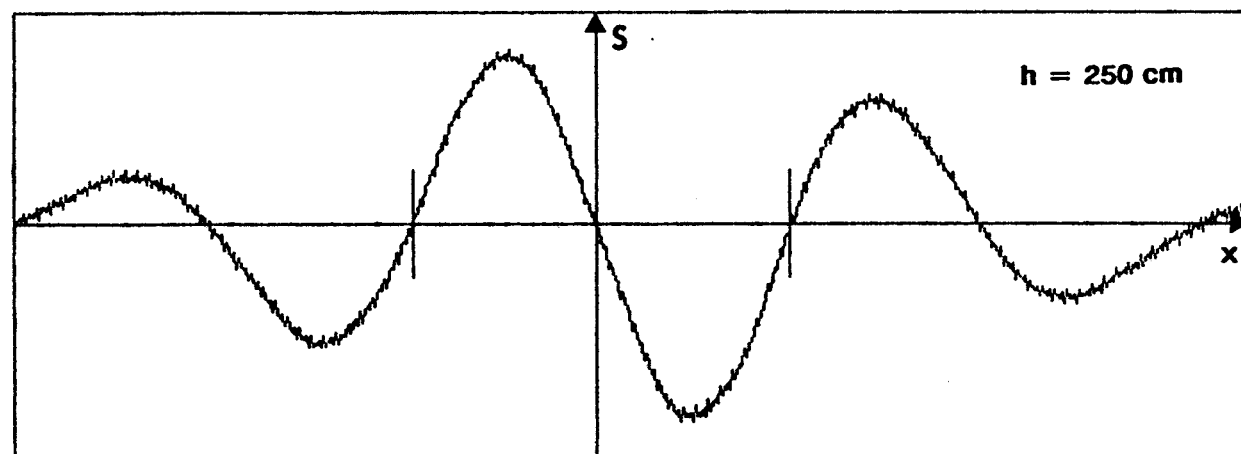
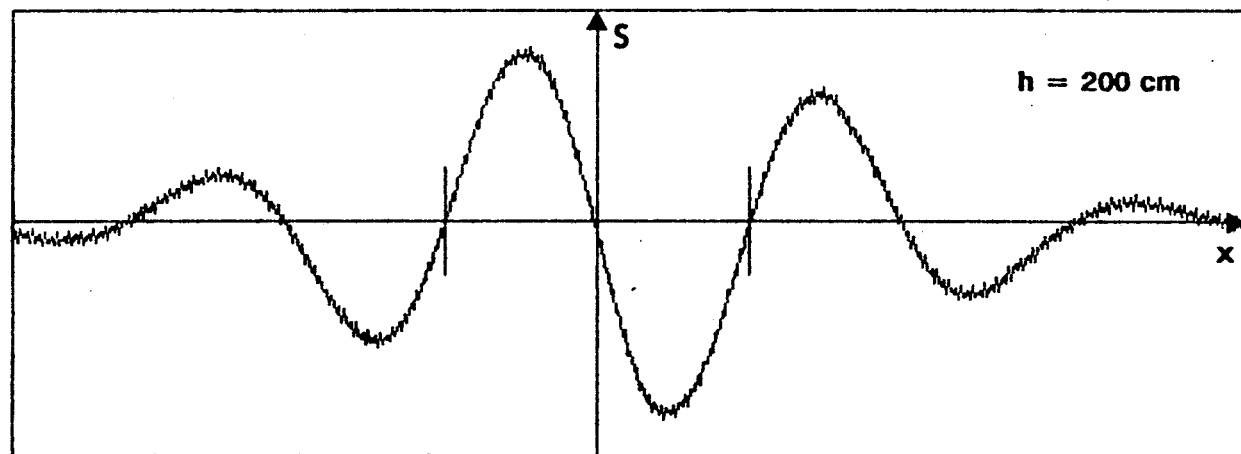
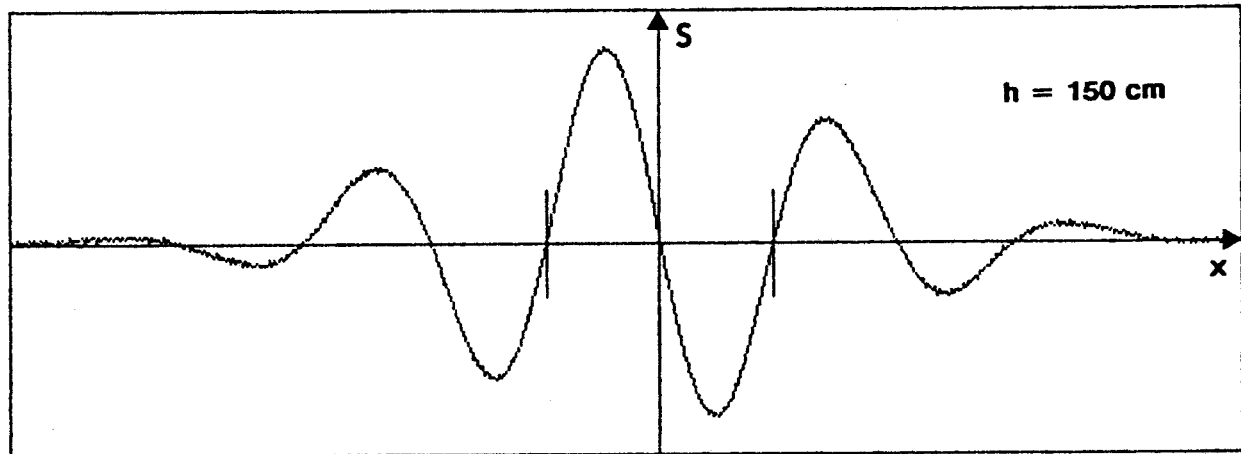
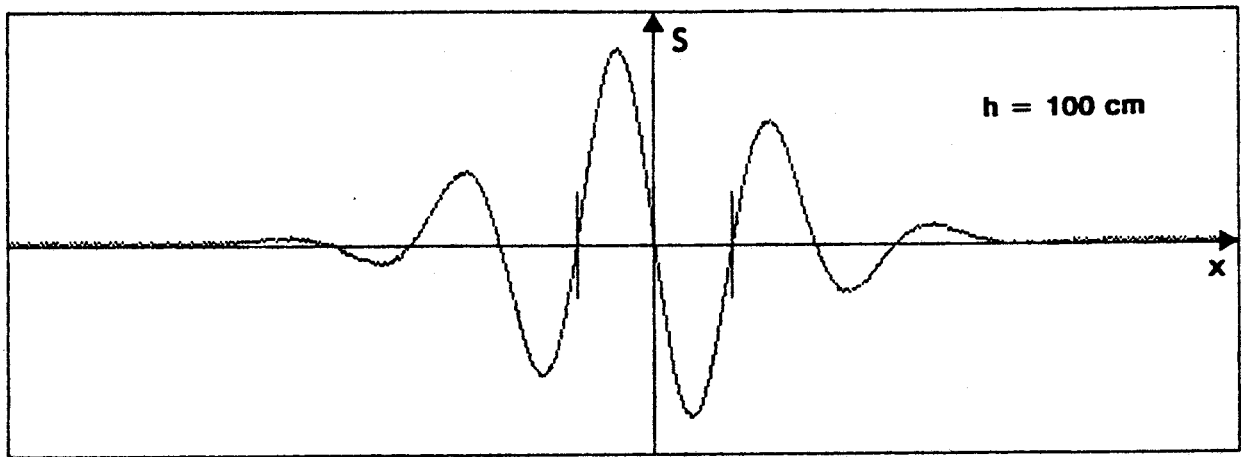
Les expérimentations sont faites avec les deux systèmes suivants :

- **système n° 1** : 3 antennes de type cornet, 1 coupleur 3 dB 90° et 2 détecteurs coaxiaux suivis d'un amplificateur différentiel classique (cf. 2.5.1.1),
- **système n° 2** : 3 réseaux d'antennes plaquées, 1 multiplieur constitué par un coupleur "Branchline" et deux diodes Shottcky, un amplificateur différentiel à "choppers" (cf. 2.5.1.4).

Les interférogrammes obtenus pour l'écartement entre antennes de réception  $2D = 16,4$  cm sont présentés figure 3.6 pour  $h = 100, 150, 200$  et  $250$  cm. Ces résultats sont reproductibles à 1 ‰ près. Le tableau ci-dessous donne la précision sur la mesure de  $h$  dans ces différents cas :



**Figure 3.5 :** Mesure du rayonnement en émission-réception pour  $h = 150\text{cm}$  et une excursion  $\Delta x = 150\text{ cm}$  avec des antennes de type cornet.



**Figure 3.6 :** Interférogrammes  $S(x)$  pour  $f_0 = 10$  GHz et  $2D = 16,4$  cm avec une excursion  $\Delta x = 150$  cm et les antennes de type cornet.

h réel <sub>cm</sub>	système n°1 précision (%)	système n°2 précision (%)
100	- 1,8	+ 2
150	- 0,3	+ 3,1
200	+ 0,5	+ 4
250	+ 0,8	+ 1,7
300		+ 0,5

Dans le cas du système n°2, l'erreur étant toujours positive, elle peut être considérée de  $\pm 2\%$ .

### Examen des causes d'erreur

- calcul d'erreur

$$\frac{\Delta h}{h} = \frac{1}{8h^2} \left[ \left( \frac{32 \Delta x^2}{\lambda_0^2} - 8 \right) D \cdot \Delta D + \left( \frac{32 D^2}{\lambda_0^2} - 2 \right) \Delta x \Delta(\Delta x) \right] \quad (3-4)$$

soit dans l'approximation paraxiale :

$$\frac{\Delta h}{h} = \frac{\Delta D}{D} + \frac{\Delta(\Delta x)}{\Delta x} \quad (3-5)$$

Une précision sur h de 1% requiert donc des déterminations précises de D et  $\Delta x$ , ce qui est réalisé.

- **parallélisme du déplacement de l'émetteur et du système de réception :**

Un non-parallélisme affecte la position du centre de l'interférogramme ainsi que sa symétrie mais n'altère que faiblement la largeur de l'interfrange central (un angle de  $2^\circ$  affecte de 0,5% la précision sur h).



- **longueur des lignes joignant les antennes de réception au multiplieur :**

Un écart entre ces deux longueurs induit également un décalage du zéro central et une non-symétrie de l'interférogramme sans perturber l'interfrange central. C'est le cas du système n°2 où existe une différence inférieure au millimètre entre les lignes d'accès (précision de découpe des circuits).

- **erreur de phase des antennes :**

Un calcul de la phase introduite par les cornets en fonction de l'angle d'incidence nous indique une variation de 3° sur le lobe principal (résultat vérifié par une mesure à l'analyseur de réseau), qui peut être négligée.

Le relevé obtenu pour les réseaux d'antennes indique une variation d'une vingtaine de degrés.

Dans tous les cas, les angles sous lesquels est vu le rayonnement provenant du récepteur restant voisins, cette cause d'erreur peut être négligée dans un premier temps.

- **position du centre de phase :**

Il est choisi dans le plan de l'ouverture pour les cornets (cf. 2.2.1) et dans le plan des antennes plaquées pour les réseaux. C'est par rapport à ces plans qu'est déterminée la distance  $h$ . Une erreur sur cette localisation provoquerait une erreur systématique qui peut être détectée facilement par l'expérience.

- **qualité de la multiplication :**

Les imperfections du multiplieur causent une erreur importante sur les demi-périodes de l'interférogramme (cf. 2.4.4.2). L'erreur apportée sur la période est beaucoup plus faible mais contribue certainement de manière majeure à l'imprécision.

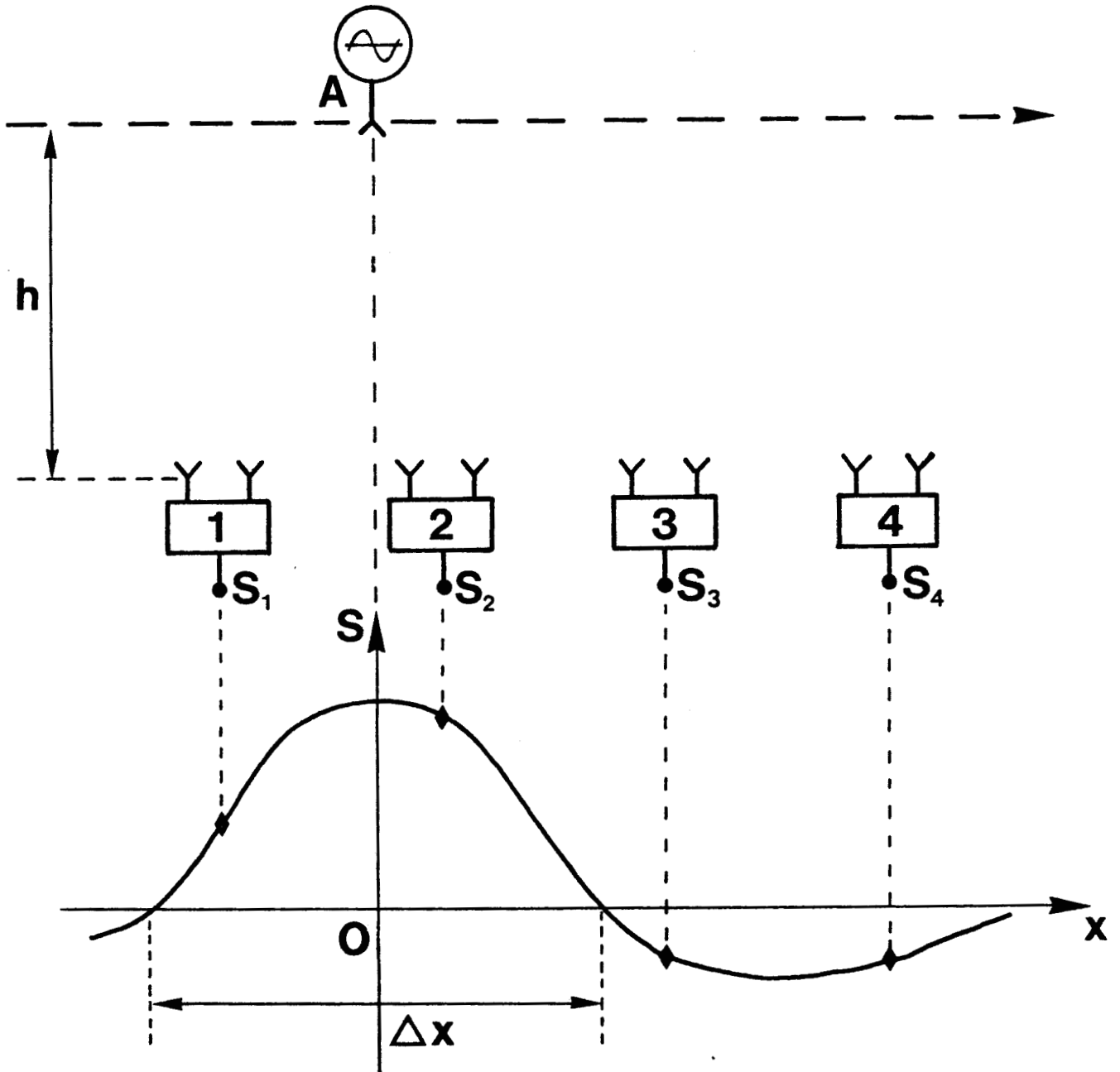
- **amplification :**

La mesure repose sur la détection de zéros du signal et interdit donc la présence d'"offset". Un enregistrement du signal, la source hyperfréquence étant éteinte, permet de vérifier que cet "offset" est négligeable.

Néanmoins, on peut noter que le bruit introduit par l'amplificateur différentiel utilisé avec le système n°1 amène une imprécision importante sur la mesure.

### Essai de traitement par transformée de Fourier rapide (T.F.R.)

Afin d'éliminer le bruit ou l'"offset" éventuel du signal, on envisage un traitement par T.F.R. (ou F.F.T. : Fast Fourier Transform) qui devrait nous permettre soit de se baser sur la fréquence correspondant à l'interfrange central, soit d'effectuer un filtrage (par exemple par autocorrélation). La



**Figure 3.7 :** Repérage d'une source fixe par balayage électronique au moyen de plusieurs systèmes récepteurs.

T.F.R. est réalisée au moyen de l'algorithme de Cooley-Tukey [6], [7] avec une fenêtre de Hanning. Une précision aux basses fréquences du spectre (correspondant à l'interfrange central) est nécessaire. Pour cela, il faut élargir la fenêtre d'observation du signal en conservant la même densité d'échantillons, ce que l'on fait en considérant que le signal est nul de part et d'autre du signal observé. Malheureusement, ceci amène un décalage de la raie d'amplitude maximale en fonction de l'élargissement de la fenêtre (effet que nous avons mis en évidence par l'étude d'un signal sinusoïdal). Cette méthode est donc d'un intérêt limité, sauf pour des signaux fortement bruités, l'amélioration étant alors sensible.

### **3.2.4 Conclusion**

Les systèmes conçus donnent des résultats reproductibles au pour-mille et permettent d'aboutir à une précision sur la distance  $h$  (et par conséquent sur la vitesse) comprise entre 1 et 3 mètres, qui est généralement de 2%. Un corrélateur de meilleures performances, et un examen plus approfondi des effets liés aux éléments rayonnants et aux réflexions parasites subsistant, constituent le passage obligé vers une amélioration de la précision de cette méthode interférométrique.

La mesure de la distance  $h$ , que nous avons définie nécessite le déplacement latéral de l'émetteur. On peut aussi réaliser la même mesure de distance à une source fixe en effectuant un balayage électronique au moyen de plusieurs systèmes récepteurs (Fig. 3.7), ce qui permet alors de reconstituer par traitement le signal interférométrique, et de connaître à la fois  $h$  et la position de l'émetteur.

Par ailleurs la connaissance continue en temps réel de la distance  $h$  revient à connaître la vitesse radiale relative de l'émetteur et du récepteur. Ces deux derniers points peuvent constituer un élément de départ intéressant dans le cadre des programmes de recherche de nouveaux moyens d'aide à la conduite de véhicules, en venant compléter les méthodes existantes [8].

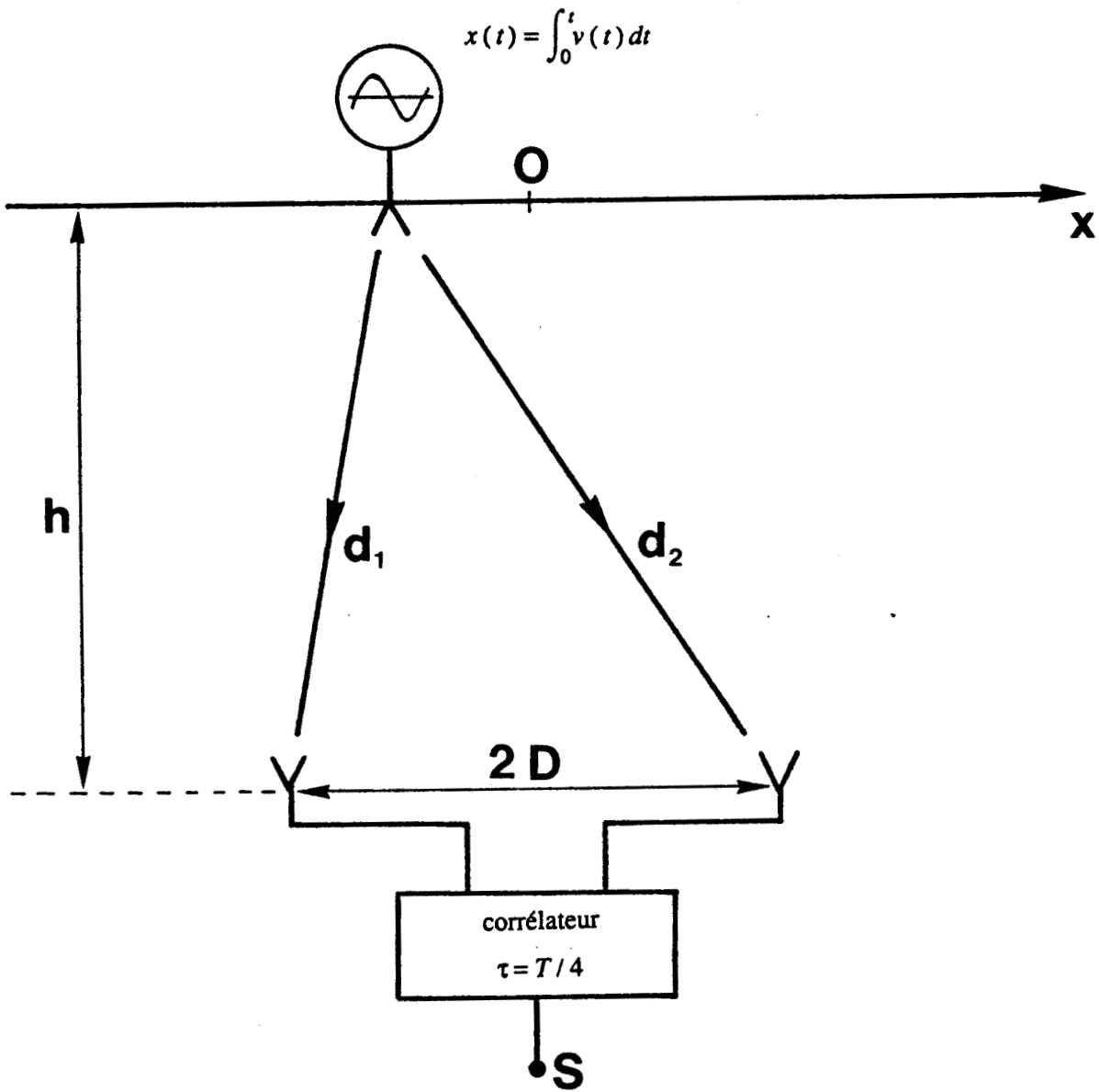


Figure 3.8 : Synoptique de la détermination de loi horaire.

## 3.3 Loi horaire d'un objet sur une trajectoire linéaire

### 3.3.1 Situation et méthodologie

Nous restons, comme au paragraphe 3.2, dans un cadre "coopératif". Le déplacement s'effectue (Fig 3.8) sur la même trajectoire, mais il n'est plus limité aux mouvements à vitesse constante. Le mobile possède une vitesse instantanée  $v(t)$ . Le récepteur est situé à une distance  $h$  de la trajectoire rectiligne du mobile, le temps de retard  $\tau$  valant  $T/4$ .

La reconstitution de la loi horaire se fait par la détermination de la vitesse en différents points de la trajectoire. Cela est permis par :

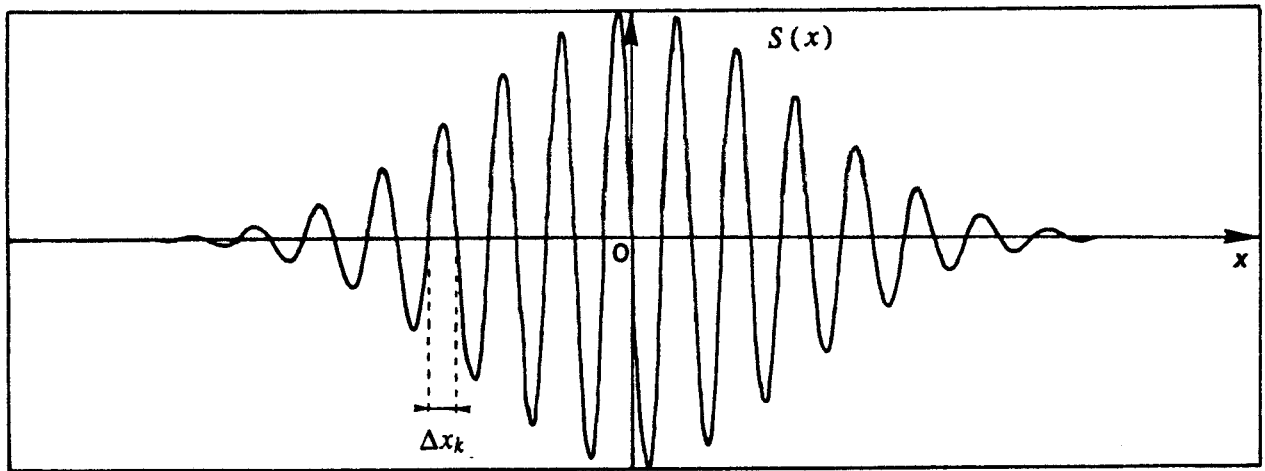
- la nature spatiale de l'interférogramme (il dépend primitivement de la position et non du temps),
- la connaissance de la loi de variation théorique des interfranges,
- le choix d'une figure d'interférence présentant un grand nombre de franges, par action sur les paramètres du capteur :
  - augmentation de l'écartement  $2D$ ,
  - diminution de la distance  $h$ ,
  - augmentation de la fréquence  $f_0$ .

Ainsi nous pouvons, à partir de la mesure des abscisses temporelles des zéros du signal interférométrique, déterminer une vitesse moyenne sur chaque interfrange. Les interférogrammes typiques de cette configuration sont présentés figure 3.9 :

- d'une part en fonction de la position  $x$ ,
- d'autre part en fonction du temps pour un mouvement uniformément accéléré.

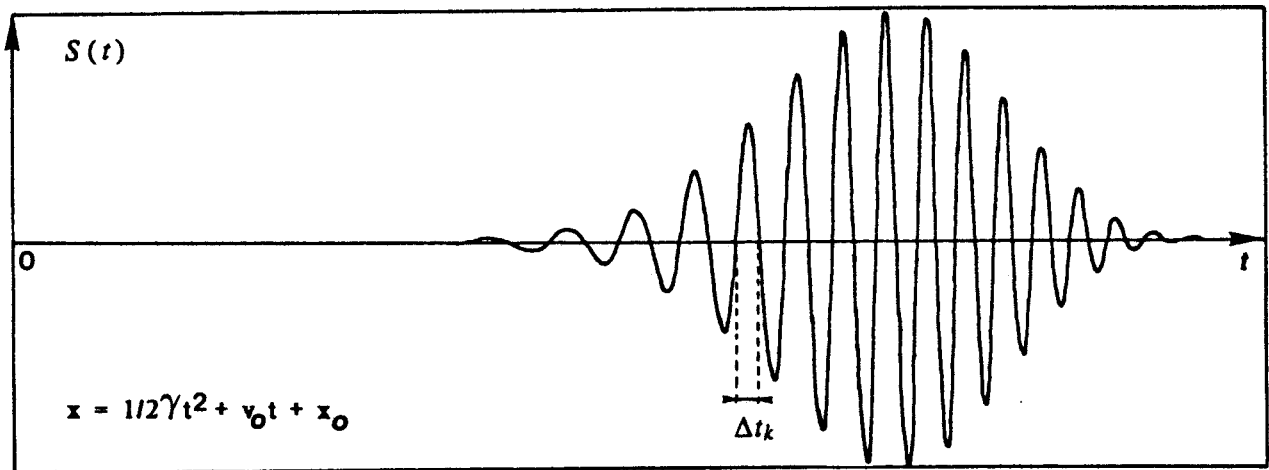
On y observe toujours un système de franges amorties (à cause de l'amortissement de propagation en  $1/r$  et des diagrammes de rayonnement) de largeur généralement variable.

Ecrivons les abscisses  $x_k$  des zéros de l'interférogramme spatial, l'indice  $k = 0$  correspondant au zéro central apparaissant quand l'émetteur et le récepteur sont face à face :



-75 cm

75 cm



175 ms

**Figure 3.9 :** Interférogrammes  $S(x)$  et  $S(t)$  théoriques.

$f_0 = 10 \text{ GHz}$ ,  $2D = 64 \text{ cm}$ ,  $\Delta x = 150 \text{ cm}$ ,  $h = 150 \text{ cm}$ ,  
 $\gamma = 10 \text{ g}$  avec  $g = 9,81 \text{ m/s}^2$ ,  $v_0 = 0 \text{ cm/s}$ ,  $x_0 = -75 \text{ cm}$ .

$$x_k^2 = \frac{A_k^2}{4} \frac{4h^2 + 4D^2 - A_k^2}{4D^2 - A_k^2} \quad (3-6)$$

avec :  $A_k = k \frac{\lambda_0}{2}$  ,  $k \in \mathbb{Z}$

soit :

$$x_k = \frac{k\lambda_0}{4} \sqrt{\frac{h^2 + D^2 - k^2\lambda_0^2/16}{D^2 - k^2\lambda_0^2/16}} \quad (3-7)$$

L'interfrange d'ordre k est défini comme suit :

$$\Delta x_k = x_k - x_{k-1} \quad (3-8)$$

soit

$$\Delta x_k = \frac{k\lambda_0}{4} \sqrt{\frac{h^2 + D^2 - k^2\lambda_0^2/16}{h^2 - k^2\lambda_0^2/16}} - \frac{(k-1)\lambda_0}{4} \sqrt{\frac{h^2 + D^2 - (k-1)^2\lambda_0^2/16}{h^2 - (k-1)^2\lambda_0^2/16}} \quad (3-9)$$

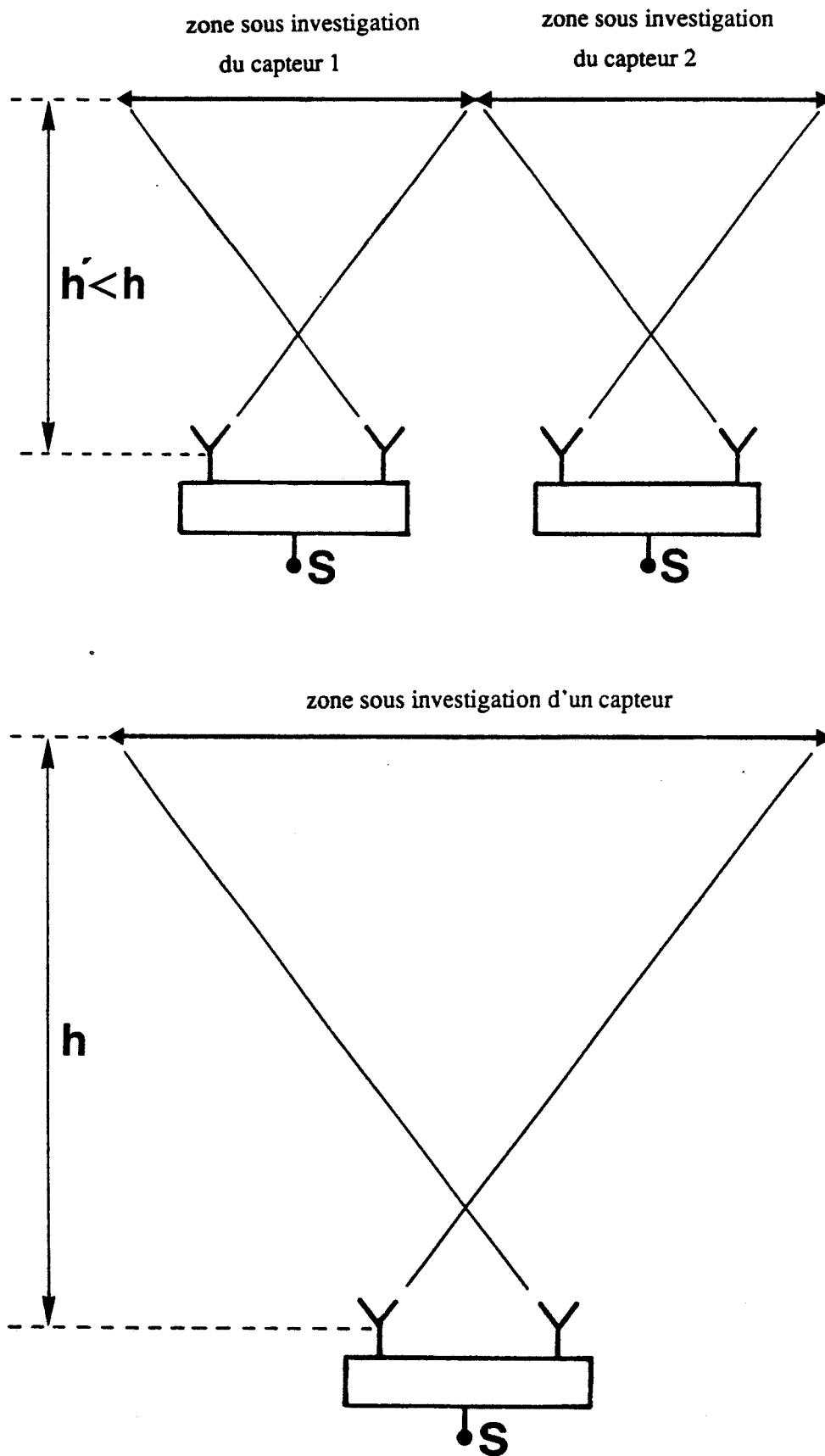
ce qui permet de connaître théoriquement les valeurs des interfranges  $\Delta x_k$ .

On extrait alors de l'interférogramme temporel relevé lors de l'expérimentation les durées  $\Delta t_k$  correspondant à ces mêmes interfranges, ce qui permet de déterminer les vitesses moyennes  $\bar{v}_k$  sur chaque frange :

$$\bar{v}_k = \frac{\Delta x_k \text{ théorique}}{\Delta t_k \text{ mesuré}} \quad (3-10)$$

Remarquons qu'au lieu de travailler sur les interfranges du signal, nous pourrions utiliser les pseudo-périodes du signal, auquel cas  $\Delta x_k$  deviendrait égal à  $x_k - x_{k-2}$ . Mais nous obtiendrions alors deux fois moins d'informations. Néanmoins, nous reviendrons au paragraphe 3.3.3 sur cette possibilité.

Une simulation à partir d'interférogrammes théoriques valide la démarche proposée. A



**Figure 3.10 :** Utilisation comparée d'un ou plusieurs systèmes récepteurs.



l'occasion de cette simulation, nous introduisons une loi arbitraire de la phase des diagrammes de rayonnement des antennes en fonction de l'incidence. Ceci permet d'estimer son impact sur la précision de la mesure, la distance  $2D$  entre antennes réceptrices étant importante. Ainsi pour une variation de phase d'un degré par degré angulaire (ce qui est important), l'erreur introduite reste bien inférieure au pour-cent (typiquement 0,1%), ce qui justifie l'utilisation de nos antennes (cornets ou "multipatches").

Dans le but d'accroître la portion de trajectoire sous investigation, il faut augmenter la distance  $h$ . Mais ceci diminue le nombre de franges de l'interférogramme. Une solution consiste alors à utiliser plusieurs systèmes de réception judicieusement répartis face à la trajectoire (Fig 3.10).

### 3.3.2 Mise en oeuvre

#### 3.3.2.1 Banc de mesures

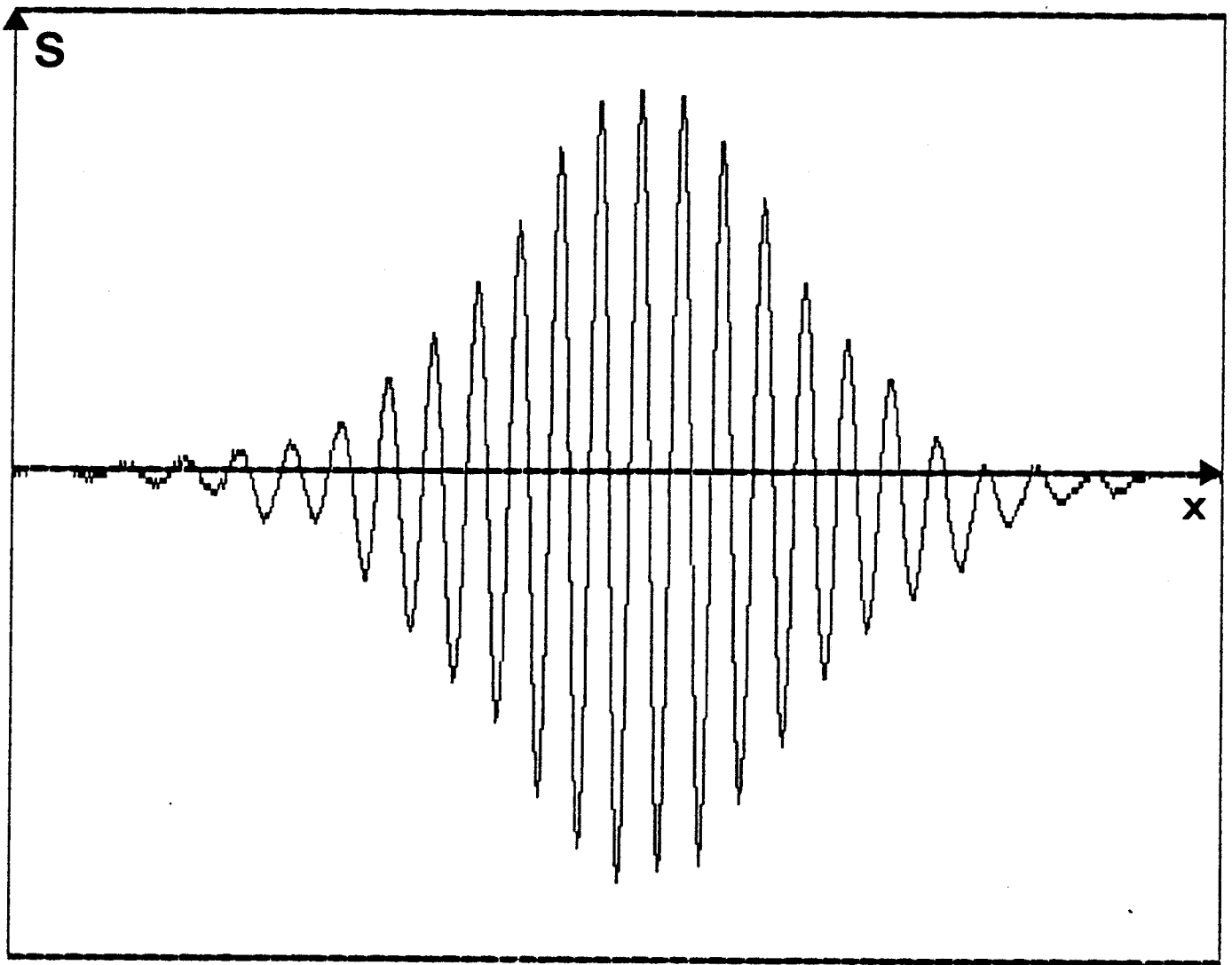
Il s'agit du système de déplacement et d'acquisition décrit au paragraphe 3.1.2. Nous utilisons toujours la source de fréquence 10 GHz, les éléments rayonnants restent disposés dans le plan H, et l'absorbant simule les conditions de rayonnement en espace libre.

L'antenne émettrice est le réseau d'antennes alimentées par couplage (avantageux pour sa capacité d'intégration à la surface des mobiles [9]), mais d'autres types d'antennes pourraient aussi être utilisés (cornet, antenne filaire, ...). A la réception, les deux cornets sont séparés par une distance  $2D = 64$  cm, et reliés au multiplieur par des câbles semi-rigides identiques (d'environ 40 cm).

Les difficultés pratiques de mise en oeuvre au laboratoire d'une loi horaire quelconque et parfaitement connue, nous font réaliser les essais pour une vitesse constante.

Précisons que dans le cas pratique, il faudra :

- assurer une acquisition du signal en rapport avec les vitesses rencontrées,
- effectuer le bilan de liaison pour que les détecteurs travaillent toujours en zone quadratique (le cas échéant revoir la puissance de la source ou utiliser une amplification),
- connaître avec précision la distance  $h$  de la trajectoire du mobile au système récepteur.

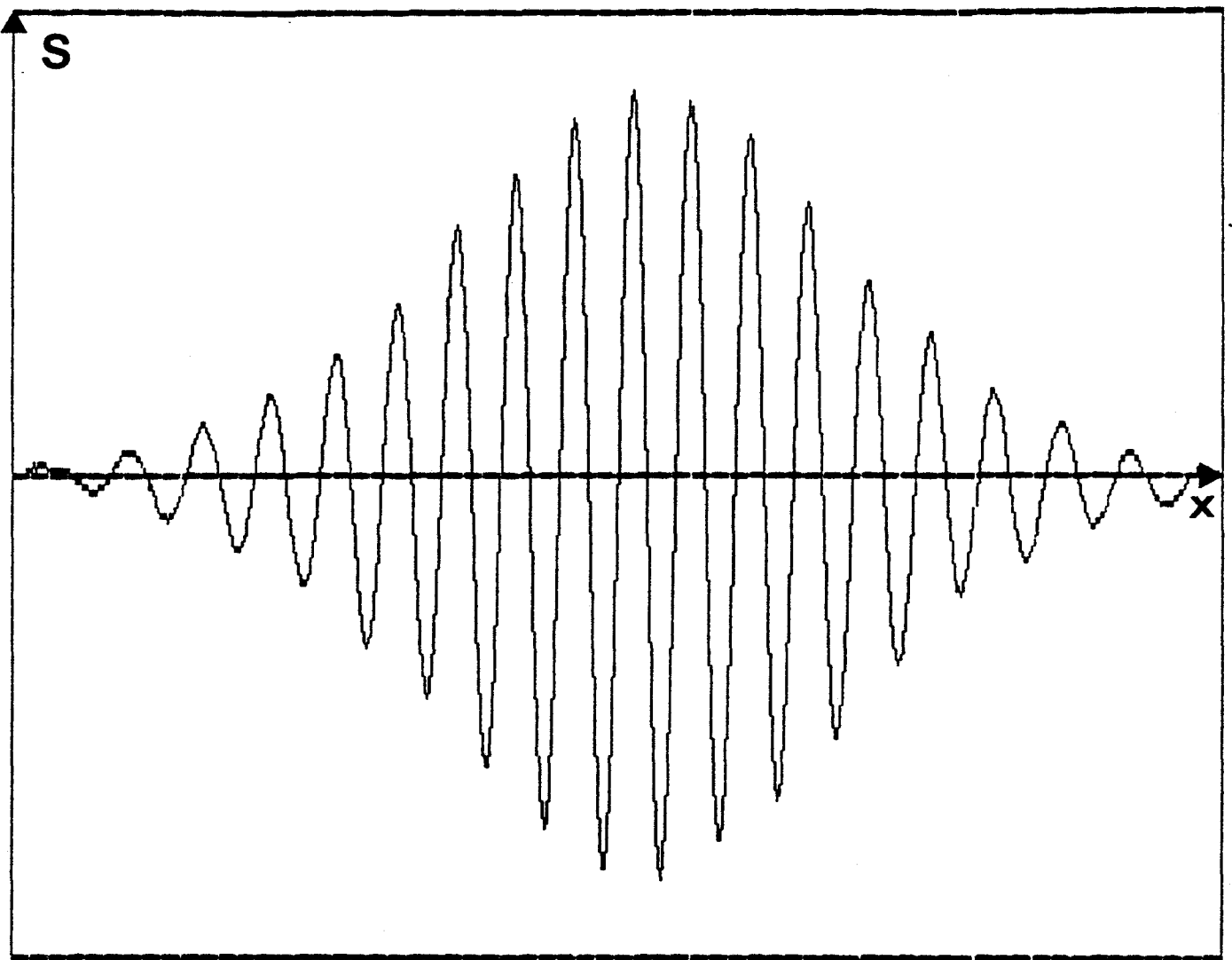


Pseudo-période N°	Largeur Temporelle	Vitesse Mesurée	Ecart (%) f Moyenne	Ecart (%) f Théorie
-5	77,79	0,953	-3,65	-4,67
-4	73,40	0,978	-1,11	-2,16
-3	70,47	0,994	0,46	-0,61
-2	69,11	0,995	0,56	-0,50
-1	68,67	0,989	-0,01	-1,07
0	68,27	0,989	-0,03	-1,09
1	67,65	0,998	-0,89	-0,18
2	68,66	0,989	0,01	-1,05
3	68,88	0,998	0,90	-0,17
4	70,77	0,990	0,03	-1,03
5	71,93	0,998	0,90	-0,17
6	74,17	1,000	1,05	-0,02

Vitesse théorique = 1

Vitesse moyenne relevée = 0,993

Figure 3.11.a : Relevé expérimental et exploitation pour  $f_0 = 10$  GHz,  $2D = 64$  cm,  $\Delta x = 150$  cm et  $h = 100$  cm.

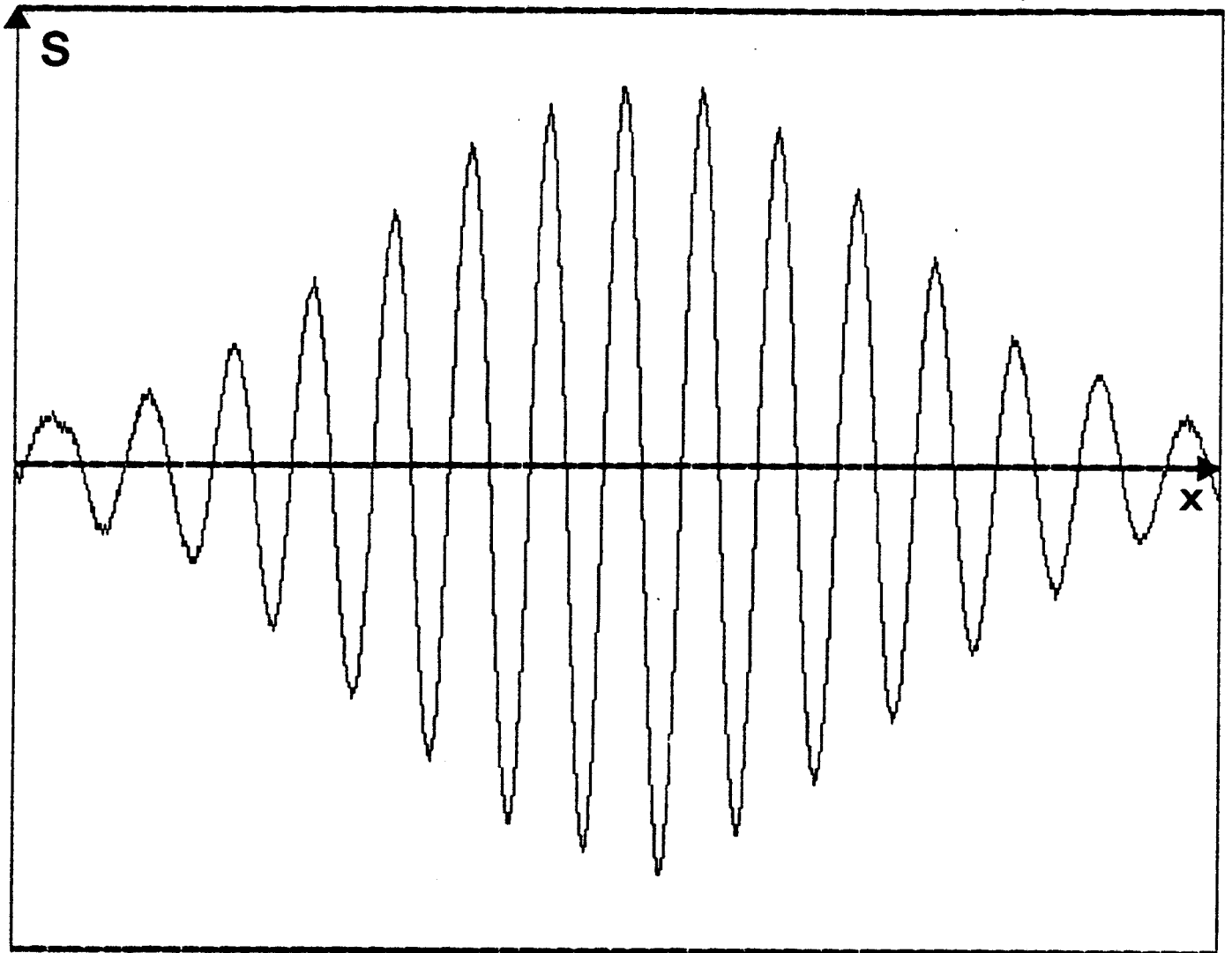


Pseudo-période N°	Largeur Temporelle	Vitesse Mesurée	Ecart (%) / Moyenne	Ecart (%) / Théorie
-5	109,58	0,993	- 1,18	- 0,68
-4	105,15	1,001	- 0,41	0,09
-3	102,65	0,999	- 0,64	- 0,13
-2	98,73	1,018	1,32	1,84
-1	98,70	1,006	0,07	0,58
0	97,91	1,008	0,25	0,76
1	98,58	1,001	- 0,44	0,07
2	98,68	1,006	0,09	0,60
3	100,35	1,002	- 0,30	0,20
4	102,34	1,002	- 0,33	0,17
5	104,74	1,005	- 0,03	0,48
6	106,59	1,021	1,60	2,11

Vitesse théorique = 1

Vitesse moyenne relevée = 1,005

**Figure 3.11.b :** Relevé expérimental et exploitation pour  $f_0 = 10$  GHz,  $2D = 64$  cm,  $\Delta x = 150$  cm et  $h = 150$  cm.

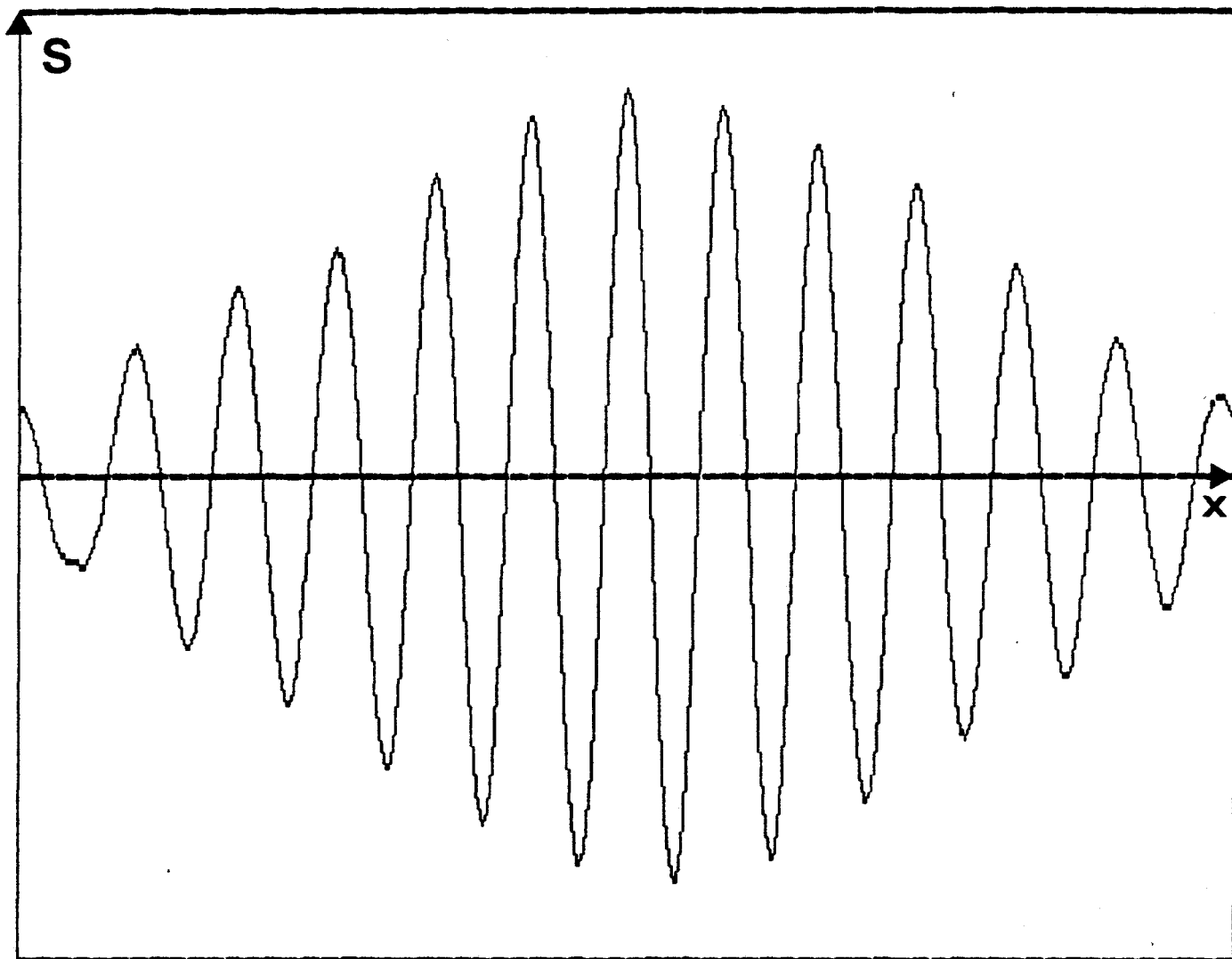


Pseudo-période N°	Largeur Temporelle	Vitesse Mesurée	Ecart (%) / Moyenne	Ecart (%) / Théorie
-5	140,39	1,007	0,14	0,73
-4	135,45	1,013	0,68	1,27
-3	132,75	1,010	0,38	0,97
-2	131,81	1,000	- 0,54	0,04
-1	128,45	1,017	1,07	1,66
0	130,38	0,998	- 0,74	- 0,16
1	129,12	1,011	0,54	1,14
2	132,37	0,996	- 0,97	- 0,38
3	134,05	1,000	- 0,59	- 0,01
4	137,09	1,001	- 0,52	0,06
5	139,80	1,012	0,56	1,16

Vitesse théorique = 1

Vitesse moyenne relevée = 1,006

**Figure 3.11.c :** Relevé expérimental et exploitation pour  $f_0 = 10$  GHz,  $2D = 64$  cm,  $\Delta x = 150$  cm et  $h = 200$  cm.

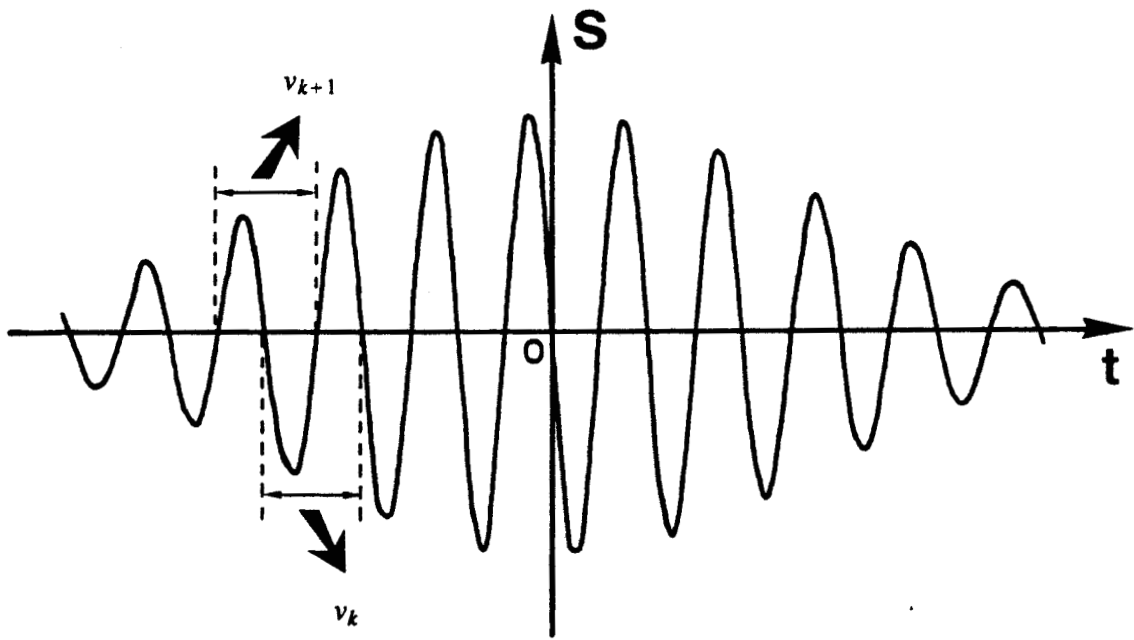


Pseudo-période N°	Largeur Temporelle	Vitesse Mesurée	Ecart (%) f Moyenne	Ecart (%) f Théorie
-5	176,00	1,001	-0,59	0,06
-4	168,40	1,014	0,77	1,41
-3	167,71	0,995	-1,16	-0,52
-2	162,49	1,010	0,35	1,00
-1	160,62	1,012	0,53	1,17
0	160,36	1,010	0,36	1,01
1	161,42	1,007	0,03	0,68
2	162,70	1,009	0,22	0,86
3	167,80	0,994	-1,21	-0,58
4	168,50	1,014	0,71	1,35

Vitesse théorique = 1

Vitesse moyenne relevée = 1,006

**Figure 3.11.d :** Relevé expérimental et exploitation pour  $f_0 = 10$  GHz,  $2D = 64$  cm,  $\Delta x = 150$  cm et  $h = 250$  cm.



**Figure 3.12 :** Traitement de pseudo-périodes se recouvrant partiellement.

### 3.3.2.2 Traitement de l'interférogramme

Le traitement adopté est de nature informatique pour la souplesse qu'il autorise au stade de l'expérimentation. Il peut se décomposer en trois stades :

- **Recherche systématique des zéros du signal** : elle s'effectue sur le changement de signe du signal en éliminant les effets du bruit lors du passage au zéro (on voit alors plusieurs zéros très proches). Une validation des zéros est faite en utilisant le fait qu'il ne doit en exister qu'un entre deux extrêmes du signal. D'autre part, on fixe un seuil à partir duquel la recherche des zéros est déclenchée (20% du signal maximal par exemple).
- **Calcul des interfranges temporels (à partir des abscisses des zéros) et spatiaux (d'après la connaissance de h).**
- **Calcul de la vitesse en faisant le rapport  $\frac{\Delta x_k}{\Delta t_k}$**  : la correspondance du rang k de  $\Delta x_k$  et  $\Delta t_k$  est faite en identifiant le zéro central qui est choisi comme étant celui situé entre les abscisses des valeurs minimales et maximales du signal. Notons qu'une erreur de positionnement d'un interfrange amène typiquement 1% d'erreur sur les vitesses.

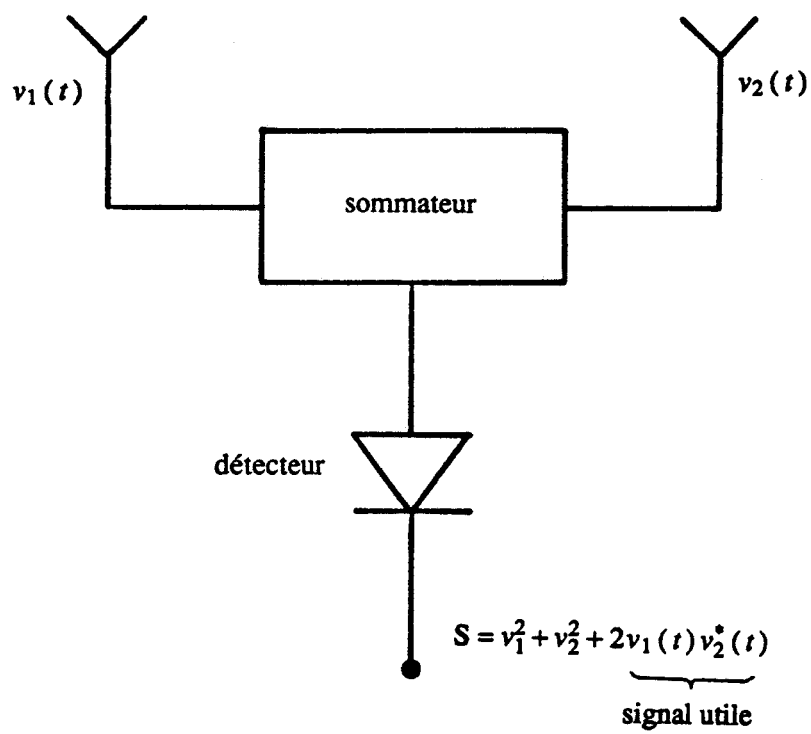
Ce traitement ne prend que quelques dizaines de secondes.

### 3.3.3 Résultats expérimentaux

Les expérimentations sont faites pour  $2D = 64$  cm, les distances h étant comprises entre 100 et 250 cm. Les relevés obtenus sont donnés figure 3.11. L'erreur observée par exploitation des interfranges peut aller jusque 3%. Elle est certainement liée à la non-perfection du multiplieur et nous avons vu au paragraphe 3.4.4.3 que ceci devrait nettement moins affecter les pseudo-périodes. Nous travaillons alors sur ces dernières, ce qui permet d'aboutir à une erreur moyenne inférieure au pourcent comme l'indiquent les tableaux présentés ci-après. Nous obtenons en contrepartie deux fois moins d'information, mais il sera possible d'améliorer ce point en traitant des pseudo-périodes séparées par seulement un interfrange comme indiqué figure 3.12.

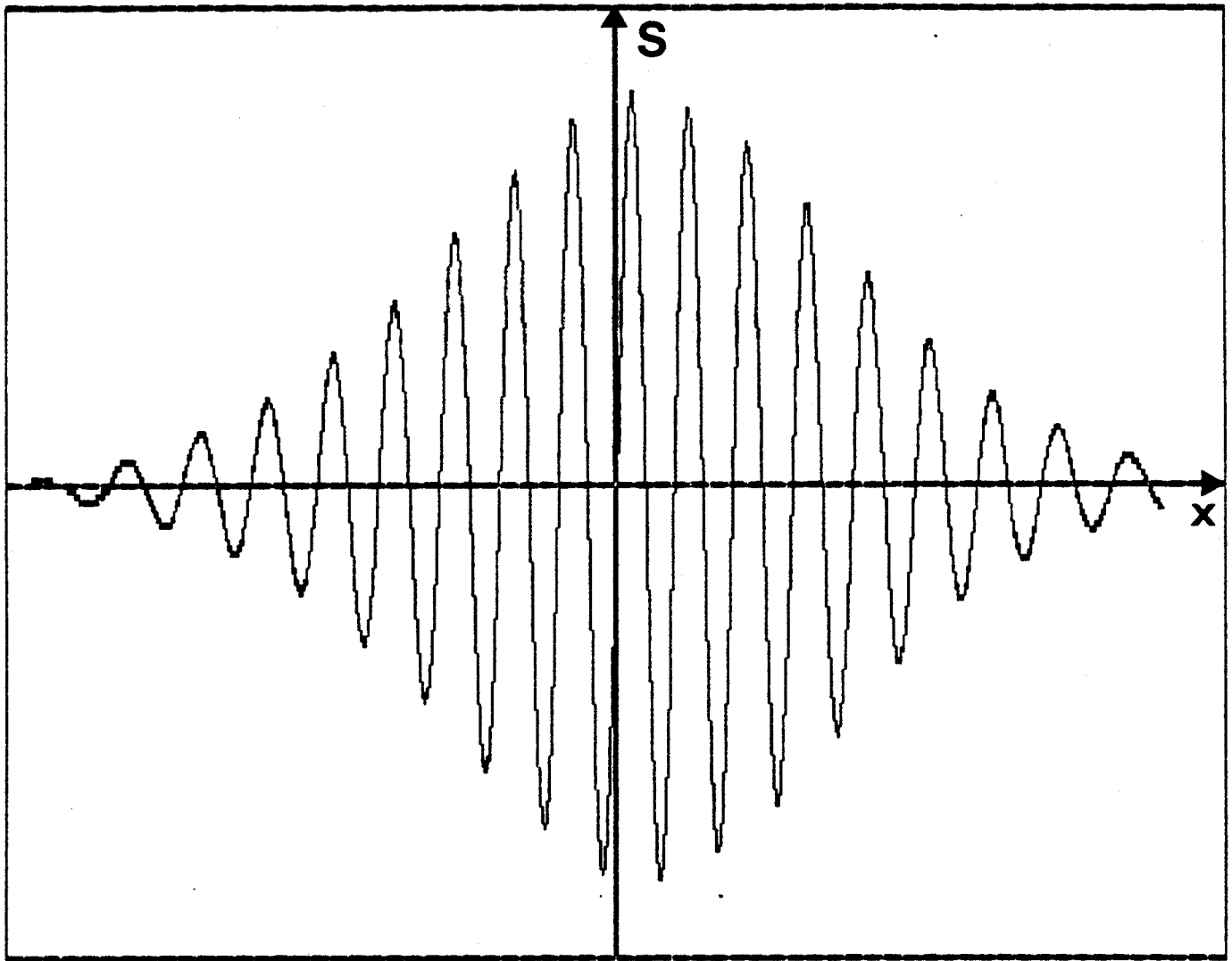
L'erreur (1%) qui subsiste, a essentiellement deux origines :

- "offset" lié à l'imperfection du multiplieur (non symétrie du coupleur, non appairage des diodes),
- simulation de l'espace libre non complètement réalisée : il subsiste des échos parasites qui



**Figure 3.13 :** Système récepteur simplifié : un sommateur suivi d'un seul détecteur.





Pseudo-période N°	Largeur Temporelle	Vitesse Mesurée	Ecart (%) / Moyenne	Ecart (%) / Théorie
-5	109,95	0,990	-1,41	-1,01
-4	104,57	1,006	0,24	0,65
-3	102,18	1,003	-0,08	0,33
-2	98,84	1,017	1,32	1,73
-1	98,54	1,007	0,33	0,74
0	97,96	1,007	0,29	0,70
1	98,37	1,003	-0,12	0,29
2	98,66	1,006	0,21	0,62
3	100,98	0,996	-0,83	-0,43
4	102,64	0,999	-0,53	-0,12
5	104,21	1,010	0,58	0,99

**Figure 3.14 :** Traitement d'un interférogramme classique relevé

$f_0 = 10 \text{ GHz}$  ,  $2D = 64 \text{ cm}$  ,  $h = 150 \text{ cm}$  ,  $\Delta x = 150 \text{ cm}$ .

perturbent l'enveloppe du signal. Ceci altère d'autant plus les interfranges que celles-ci sont nombreuses.

On développe alors une technique d'élimination d' "offset" qui est présentée au paragraphe suivant. Par ailleurs, nous avons constaté qu'un traitement spectral fait bien correspondre une fréquence moyenne à une vitesse constante. Une étude plus approfondie permettrait peut-être une identification du mouvement observé à partir du spectre relevé.

### **3.3.4 Elimination d' "offset". Simplification du système**

La présence d' "offset" sur le signal fausse la mesure qui est fondée sur l'utilisation des passages au zéro. On peut réduire très notablement cette cause d'erreur par un traitement adéquat de l'interférogramme. Ce traitement peut aussi s'appliquer au signal recueilli à la sortie d'un sommateur suivi d'un détecteur (Fig. 3.13). L'intérêt supplémentaire d'un tel mode opératoire réside dans la simplification du récepteur qui, de par cette configuration, ne pose plus de problèmes de symétrie ou d'appairage.

#### **Technique d'élimination d' "offset" :**

Elle part du postulat que l' "offset" est le niveau milieu des deux courbes enveloppes du signal interférométrique. Le traitement consiste donc à :

- **Déterminer les courbes enveloppes :**

Ceci est effectué à l'aide d'une interpolation entre les extrêmes concernés. Une interpolation polynomiale du degré  $n$  par  $n$  points ne pouvant être utilisée (nombre  $n$  trop important), l'on décide de faire passer un polynôme du degré 2 par chaque triplet d'extrêmes consécutifs. L'interpolation obtenue est acceptable mais pourra être améliorée ultérieurement par la mise en oeuvre d'autres méthodes (B-Splines [10], moindres carrés, ...).

- **Calculer la courbe milieu de ces deux enveloppes.**
- **Retrancher cette dernière au signal interférométrique de départ.**

Cette méthode peut être utilisée soit avec les interférogrammes classiques (Fig. 3.14), soit avec le nouveau type de signal interférométrique qui peut s'écrire :

$$S = \frac{V_1^2}{2} + \frac{V_2^2}{2} + V_1 V_2 \sin (\Phi_1 - \Phi_2) \quad (3-11)$$

Dans ce dernier cas, l'enveloppe des minimas est :

$$\left( \frac{V_1}{\sqrt{2}} - \frac{V_2}{\sqrt{2}} \right)^2 \quad (3-12)$$

et l'enveloppe des maximas :

$$\left( \frac{V_1}{\sqrt{2}} + \frac{V_2}{\sqrt{2}} \right)^2 \quad (3-13)$$

Le niveau milieu s'écrit alors :

$$\frac{1}{2} \left[ \left( \frac{V_1}{\sqrt{2}} - \frac{V_2}{\sqrt{2}} \right)^2 + \left( \frac{V_1}{\sqrt{2}} + \frac{V_2}{\sqrt{2}} \right)^2 \right] = \frac{V_1^2}{2} + \frac{V_2^2}{2} \quad (3-14)$$

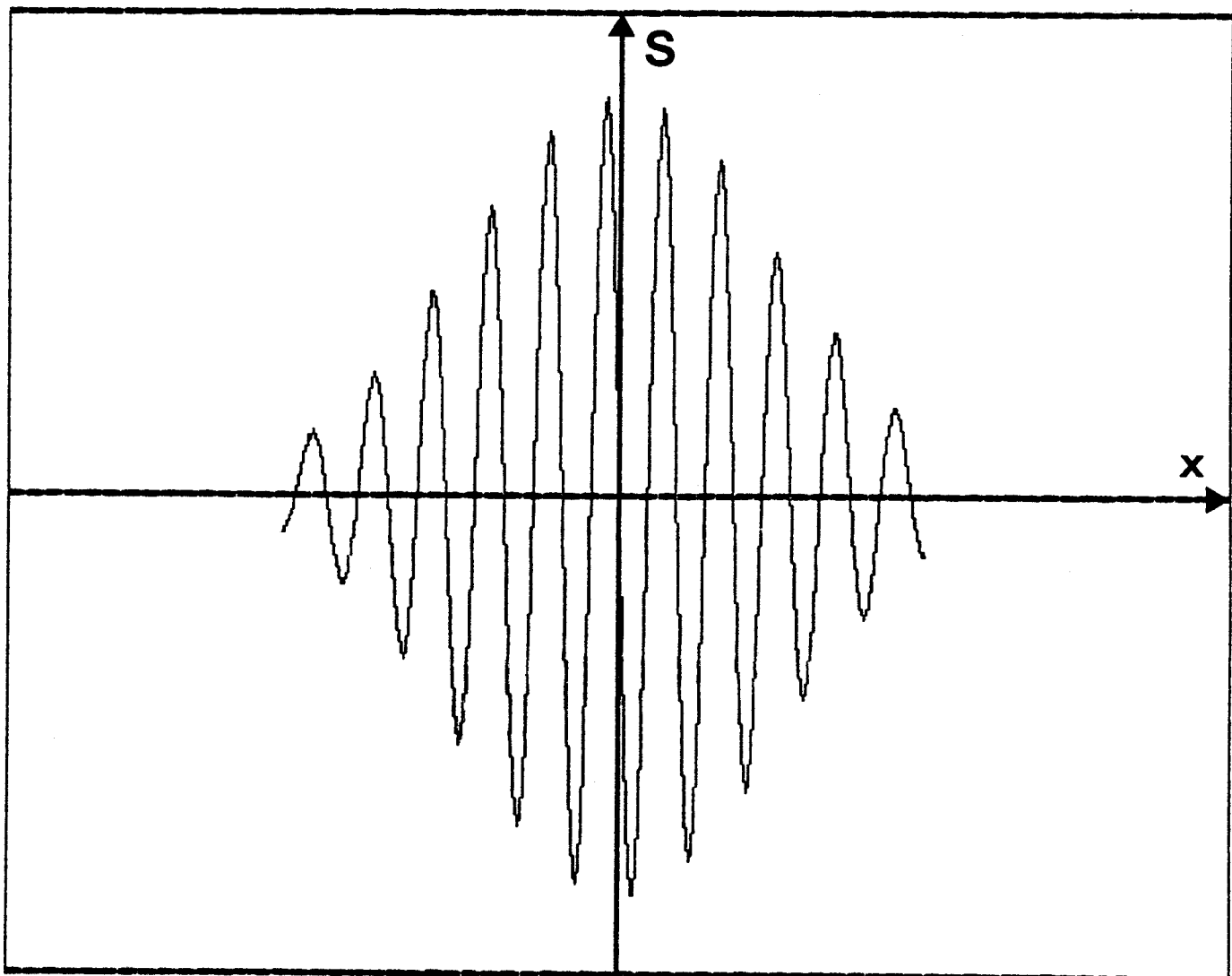
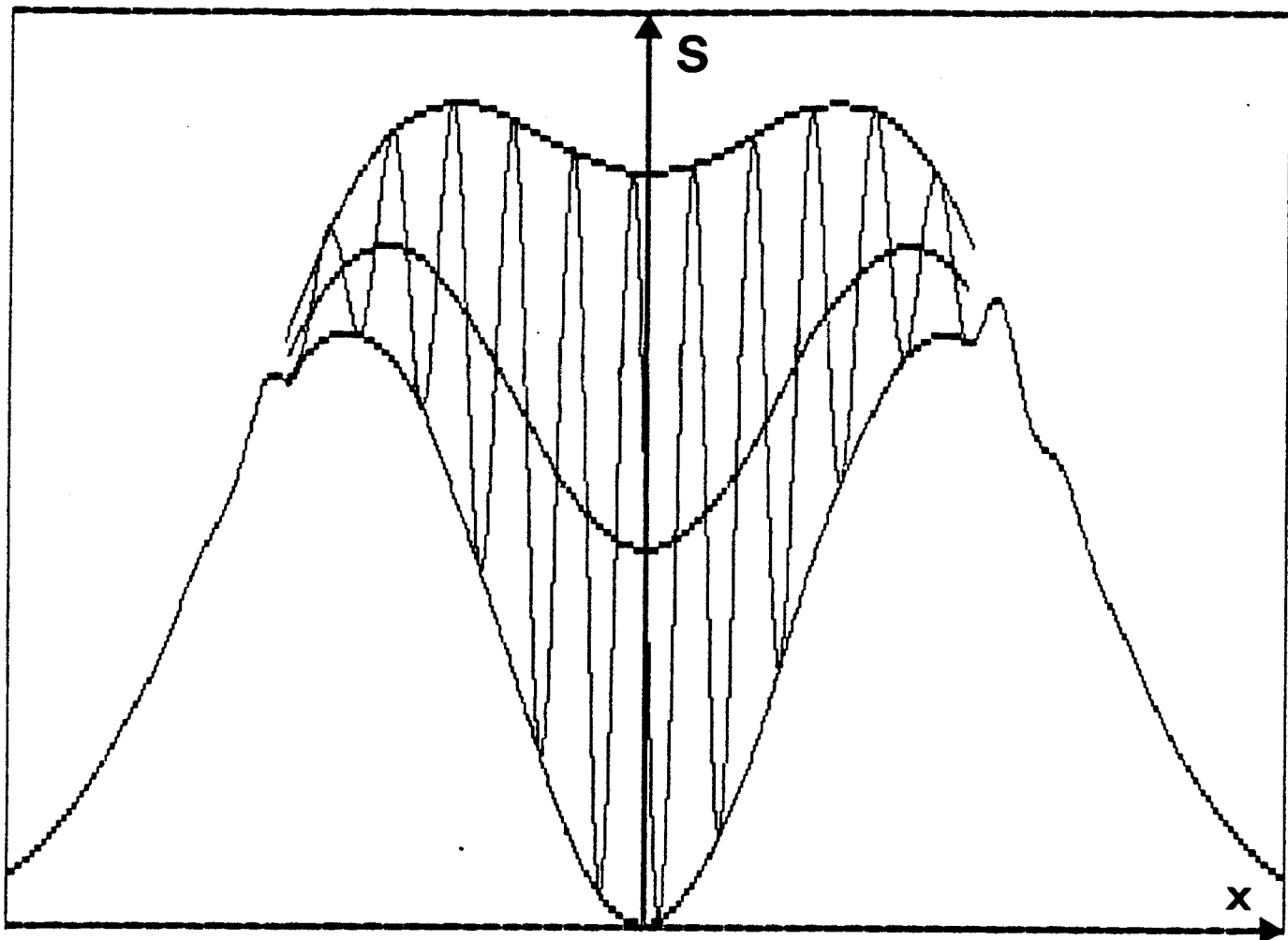
et on obtient alors en le retranchant de (3-6) :

$$S = V_1 V_2 \sin (\Phi_1 - \Phi_2) \quad (3-15)$$

Nous donnons figure 3.15 la mise en oeuvre de ce traitement sur un signal théorique de ce type.

### Mise en oeuvre d'un circuit simplifié

Nous réalisons la fonction (3-6) en structure plaquée à l'aide du sommateur utilisé pour l'alimentation des réseaux d'antennes (cf. 2.2.2.3) et d'une seule diode de détection polarisée (Fig. 3.16). Le signal obtenu comporte alors également un "offset" continu, provenant des termes de polarisation de la diode, qui est éliminé par l'utilisation d'une contre-batterie avant amplification du signal. Un relevé expérimental suivi de son traitement est donné figure 3.17.



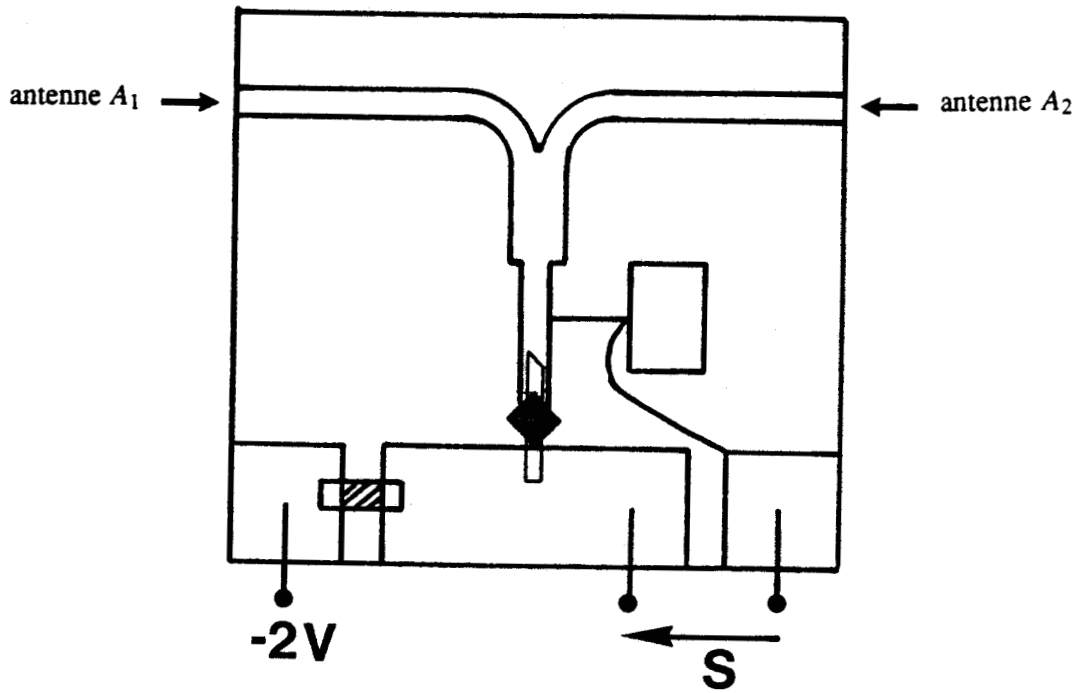
Interfrange N°	Vitesse calculée	Ecart (%)
-9	1,011	+ 1,07
-8	0,995	- 0,47
-7	1,005	+ 0,48
-6	0,995	- 0,52
-5	0,999	- 0,11
-4	1,004	+ 0,42
-3	1,000	0,00
-2	0,998	- 0,19
-1	0,999	- 0,05
0	1,002	+ 0,15
1	0,997	- 0,25
2	1,002	+ 0,22
3	1,001	+ 0,11
4	0,997	- 0,28
5	0,998	- 0,24
6	1,005	+ 0,45
7	1,002	+ 0,24
8	0,993	- 0,71
9	1,007	+ 0,65

Vitesse théorique = 1

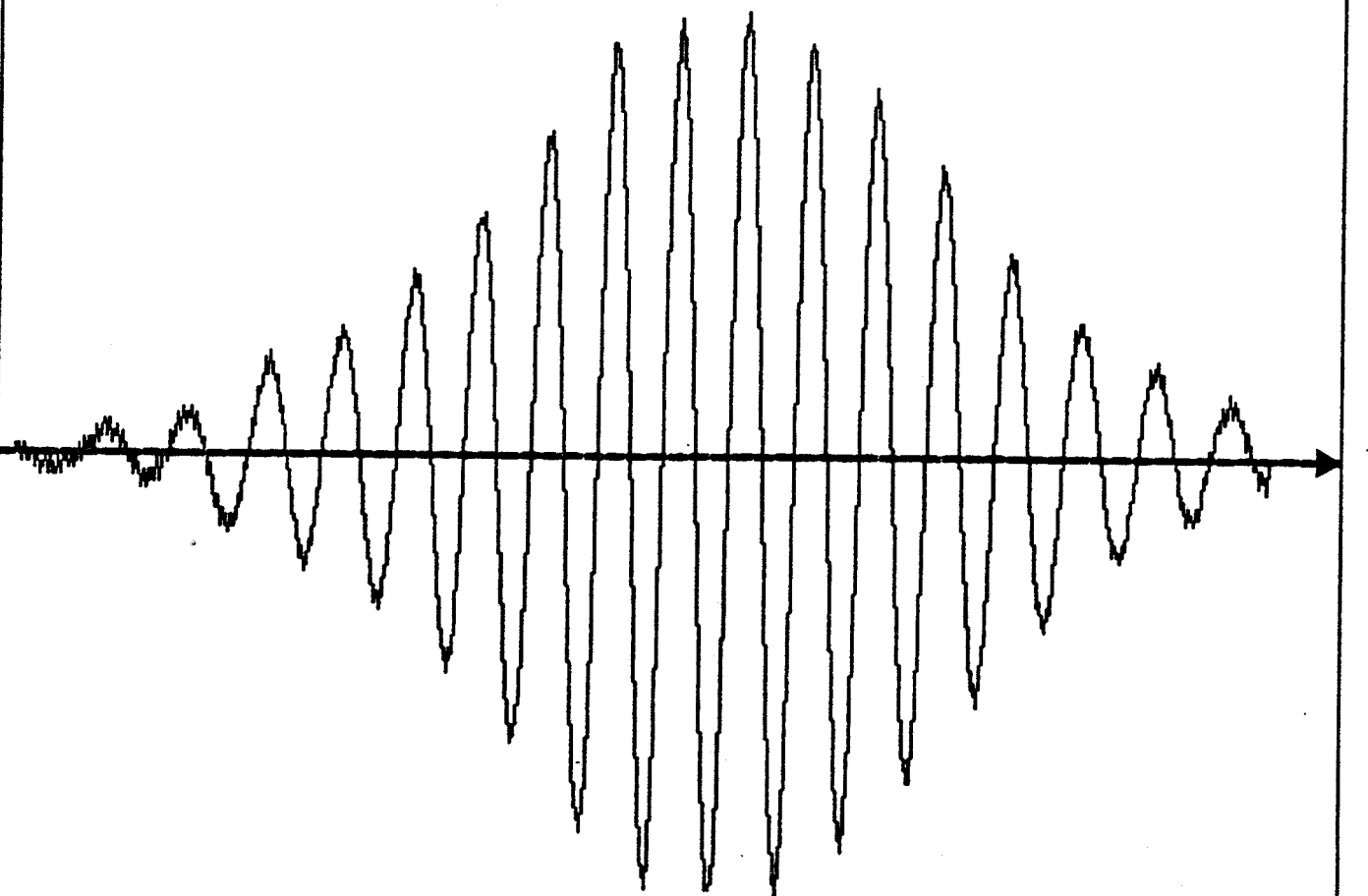
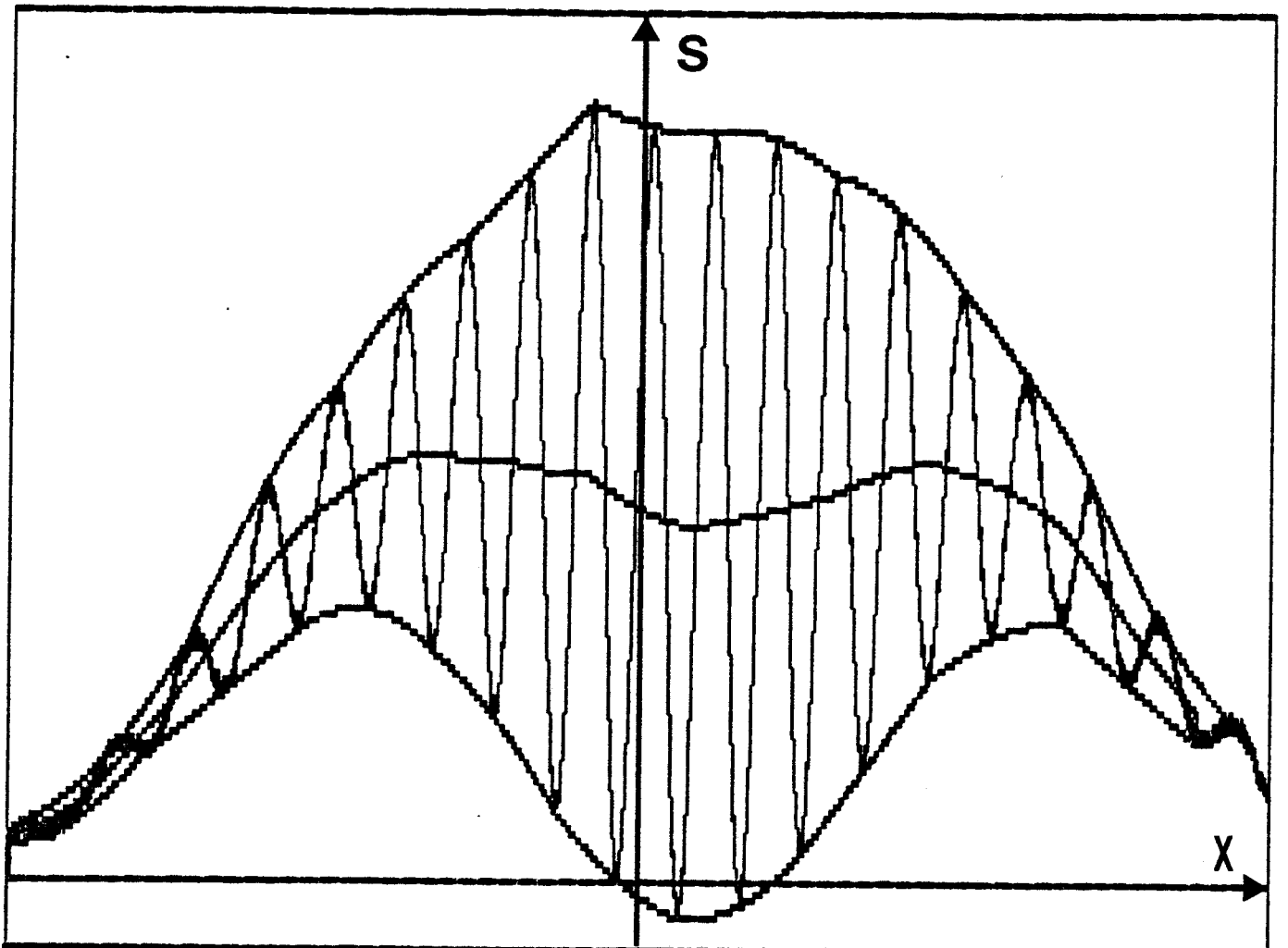
Vitesse moyenne calculée = 1,004

**Figure 3.15 :** Elimination d' "offset" sur un signal théorique.

$f_0 = 10 \text{ GHz}$  ,  $2D = 64 \text{ cm}$  ,  $h = 150 \text{ cm}$  ,  $\Delta x = 150 \text{ cm}$ .



**Figure 3.16 :** Mise en oeuvre du circuit simplifié en structure plaquée.



Pseudo-période N°	Largeur Temporelle	Vitesse Mesurée	Ecart (%) ^ Moyenne	Ecart (%) ^ Théorie
- 4	106,57	0,988	- 1,03	- 1,15
- 3	102,01	1,006	0,77	0,59
- 2	99,84	1,008	0,97	0,81
- 1	99,11	1,003	0,47	0,26
0	98,51	1,002	0,37	0,23
1	98,97	0,998	- 0,03	- 0,23
2	100,28	0,991	- 0,73	- 0,90
3	101,86	0,998	- 0,03	- 1,19
4	103,56	0,991	- 0,73	- 0,91

Vitesse théorique = 1

Vitesse moyenne mesurée = 0.998

**Figure 3.17 :** Relevé expérimental et traitement dans le cas de l'utilisation du circuit simplifié.

$f_0 = 10 \text{ GHz}$  ,  $2D = 64 \text{ cm}$  ,  $h = 150 \text{ cm}$  ,  $\Delta x = 150 \text{ cm}$ .



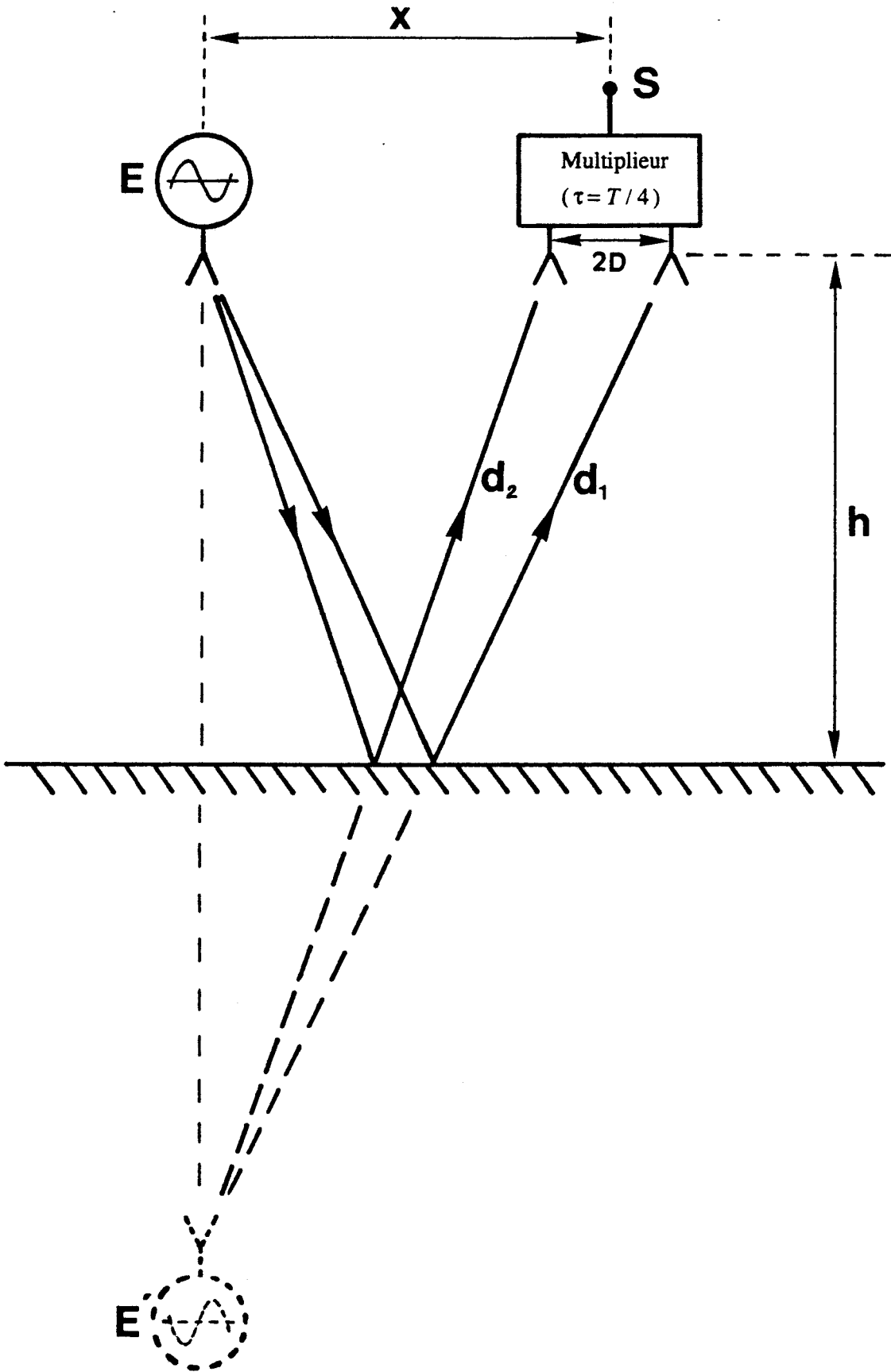


Figure 3.18 : Synoptique de mesure de hauteur.

### **3.3.5 Conclusion**

Nous avons donc développé une méthode donnant accès à la vitesse moyenne d'un mobile sur les portions de sa trajectoire correspondant aux interfranges de l'interférogramme. Nous aboutissons à une précision meilleure que le pourcent.

Deux alternatives se présentent alors :

- améliorer la qualité du système de multiplication (coupleur parfaitement symétrique du type té magique, ...) pour tendre vers une précision de l'ordre du pour-mille, (ce qui implique une précision du même ordre sur  $h$  et  $D$ ),
- utiliser un système simplifié (un sommateur et une diode de détection) suivi d'un traitement informatique permettant d'obtenir simplement, donc à faible coût, une précision de l'ordre du pour-cent.

L'étape suivante de développement consistera à effectuer une qualification du système en situation réelle (suivi de vitesse de propulseurs ou d'engins, ...).

Par ailleurs, dans le cas où une amplification des signaux s'avèrerait nécessaire, on peut utiliser des modules du type système de réception par satellite, la multiplication se faisant alors à plus basse fréquence, donc avec moins de problèmes. On peut également envisager le passage à des fréquences plus hautes, ce qui permettrait d'augmenter le nombre de franges et donc la résolution.

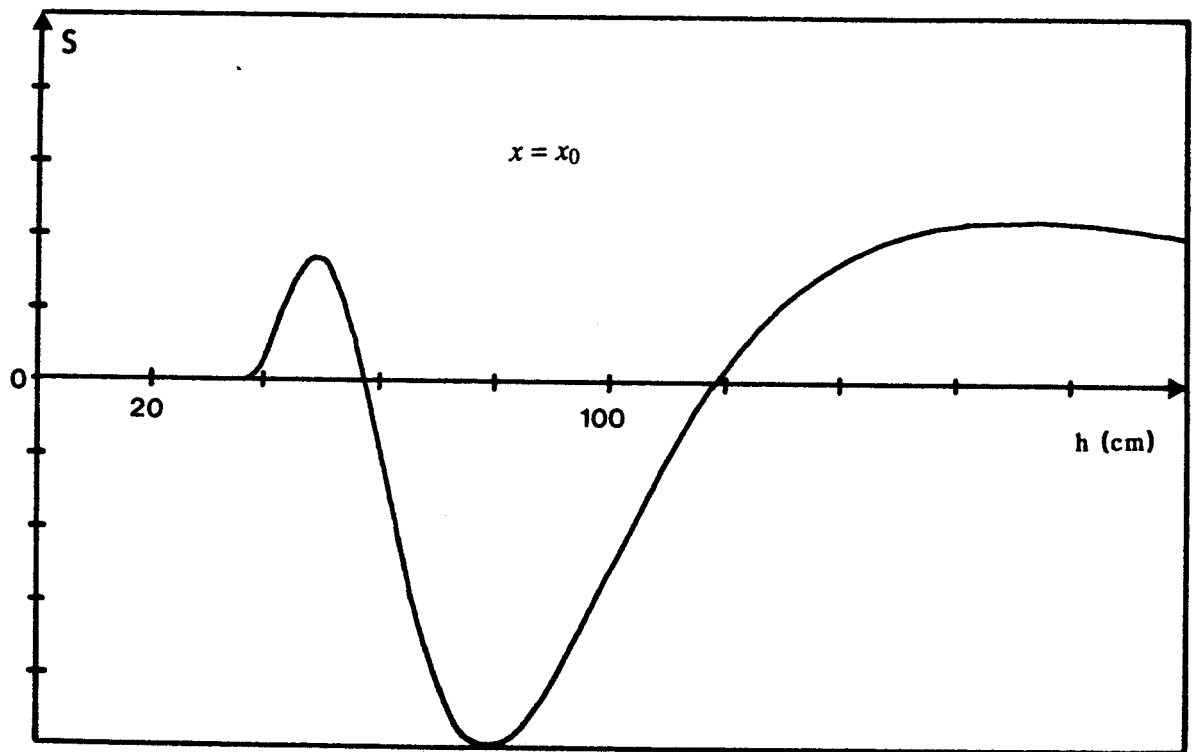
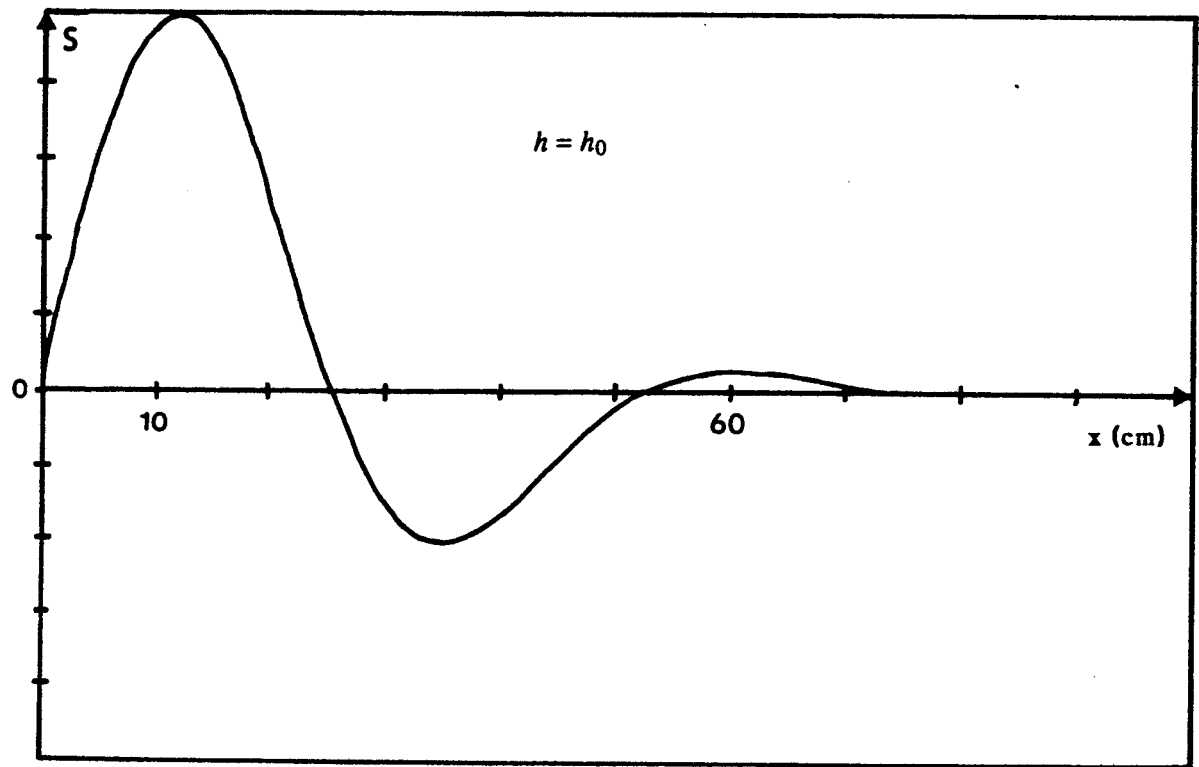
## **3.4 Mesure de hauteur ou de niveau**

### **3.4.1 Situation et méthodologie**

#### **3.4.1.1 Hypothèses**

Nous abordons ici un cas se déroulant dans un cadre "non coopératif" : les signaux issus de l'émetteur parviennent au système de réception après avoir subi une réflexion sur leur trajet (cf § 1.4.4) comme indiqué figure 3.18.

La réflexion a lieu au niveau d'un dioptre entre l'air et le sol ou la surface libre d'un liquide. On



**Figure 3.19 :** Signaux  $S(x = x_0, h)$  et  $S(x, h = h_0)$  pour  $x_0 = 30\text{cm}$ ,  $h_0 = 100\text{cm}$ ,  $2D = 12\text{cm}$  et  $\lambda_0 = 3\text{cm}$  avec des éléments rayonnants de type cornet pyramidal.

considère que les irrégularités de la surface de séparation sont faibles vis-à-vis de la longueur d'onde utilisée, et qu'il n'y a pas d'effets de bord (surface infinie).

Aux fréquences de travail nous supposons que le second milieu vérifie la condition (annexe 1) :

$$\sigma^2 / \omega^2 \epsilon^2 \ll 1 \quad (3-16)$$

Dans ce cas, seules les propriétés diélectriques du milieu interviennent. Cela permet d'utiliser le concept de source virtuelle sans introduire de phase variable à la réflexion, comme se serait le cas pour un métal. La variation du coefficient de réflexion en amplitude reste relativement faible sur la gamme d'angles explorée, et, n'agissant que sur l'enveloppe du signal recueilli, elle peut être négligée.

### 3.4.1.2 Expression du signal

Tout ceci nous permet de se ramener au cas coopératif des paragraphes 1.3.1.1 ou 1.3.1.2 selon que l'on s'intéresse à une modification de  $x$  ou  $h$ . La variation de niveau est un changement de la valeur de  $h$  mais l'on pourra tirer parti d'un balayage en  $x$ .

La différence de marche entre les signaux arrivant sur chacune des antennes réceptrices peut s'écrire :

$$d_1 - d_2 = \sqrt{(x+D)^2 + (2h)^2} - \sqrt{(x-D)^2 + (2h)^2} \quad (3-17)$$

soit  $d_1 - d_2 \# \frac{x D}{h}$  dans l'approximation paraxiale.

avec  $h$  : niveau ou hauteur recherchée  
 $x$  : distance émetteur - centre du récepteur  
 $2D$  : écartement entre antennes de réception.

Le signal obtenu en sortie du récepteur, le temps de retard  $\tau$  étant choisi égal à  $T/4$ , s'exprime comme suit :

$$S(x, h) = \frac{V_o^2 G}{d_1 d_2} \sin \frac{2\pi}{\lambda_0} (d_1 - d_2) \quad (3-18)$$

où  $G$  représente les contributions en amplitude des diagrammes de rayonnement.

Nous donnons figure 3.19 la représentation de  $S(x = x_o, h)$  et  $S(x, h = h_o)$  pour  $x_o = 30$  cm,  $h_o = 100$  cm,  $2D = 12$  cm et  $\lambda_0 = 3$  cm avec des éléments rayonnants de type cornet pyramidal.

### 3.4.1.3 Méthodes de mesure de $h$

Le problème auquel nous sommes confrontés est la détermination de la hauteur  $h$  à partir de la connaissance de tout ou partie du signal  $S$ . Deux méthodes autorisant la réalisation d'un asservissement au zéro du signal  $S$  sont envisagées, elles permettront une automatisation de la mesure de niveau.

#### 1<sup>re</sup> méthode : Mesure de l'interfrange du signal $S(x, h = h_0)$

La position  $x_n$  des zéros du signal  $S(x, h = h_0)$  est liée à l'écartement  $2D$  et la hauteur  $h_0$  par l'expression suivante :

$$x_n = n \frac{\lambda_0}{4} \sqrt{1 + \frac{4(2h^2)}{(2D)^2 - (n \frac{\lambda_0}{2})^2}} \quad (3-19)$$

Pour le premier zéro et dans l'approximation paraxiale ( $2h \gg 2D \gg \frac{\lambda_0}{2}$ ) on obtient :

$$x_1 \# \frac{\lambda_0 h}{2D} \quad (3-20)$$

La hauteur  $h$  peut donc être déterminée par la mesure de la distance  $x_1$  correspondant au premier zéro :

$$h = \frac{1}{2\lambda_0} \sqrt{\left(4D^2 - \frac{\lambda_0^2}{4}\right) \left(4x_1^2 - \frac{\lambda_0^2}{4}\right)} \quad (3-21)$$

soit pour  $x_1 \gg \frac{\lambda_0}{4}$  et  $2D \gg \frac{\lambda_0}{2}$  (approximation paraxiale) :

$$h \# \frac{2Dx_1}{\lambda_0} \quad (3-22)$$

On peut définir la sensibilité du procédé, c'est-à-dire la variation de la position  $x_1$  du premier zéro associée à une variation de  $h$  :

$$s = \frac{dx_1}{dh} \# \frac{\lambda_0}{2D} \quad (3-23)$$

Par exemple, pour  $\lambda_0 = 3$  cm et  $2D = 12$  cm, nous obtenons  $s = 0,25$  cm/cm : un déplacement de 1 cm de la hauteur se traduira par un déplacement de 0,25 cm du premier zéro.

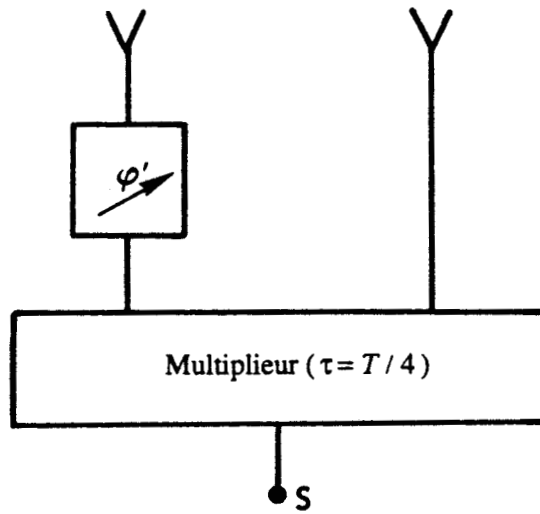


Figure 3.20 : Interféromètre avec rattrapage de phase.

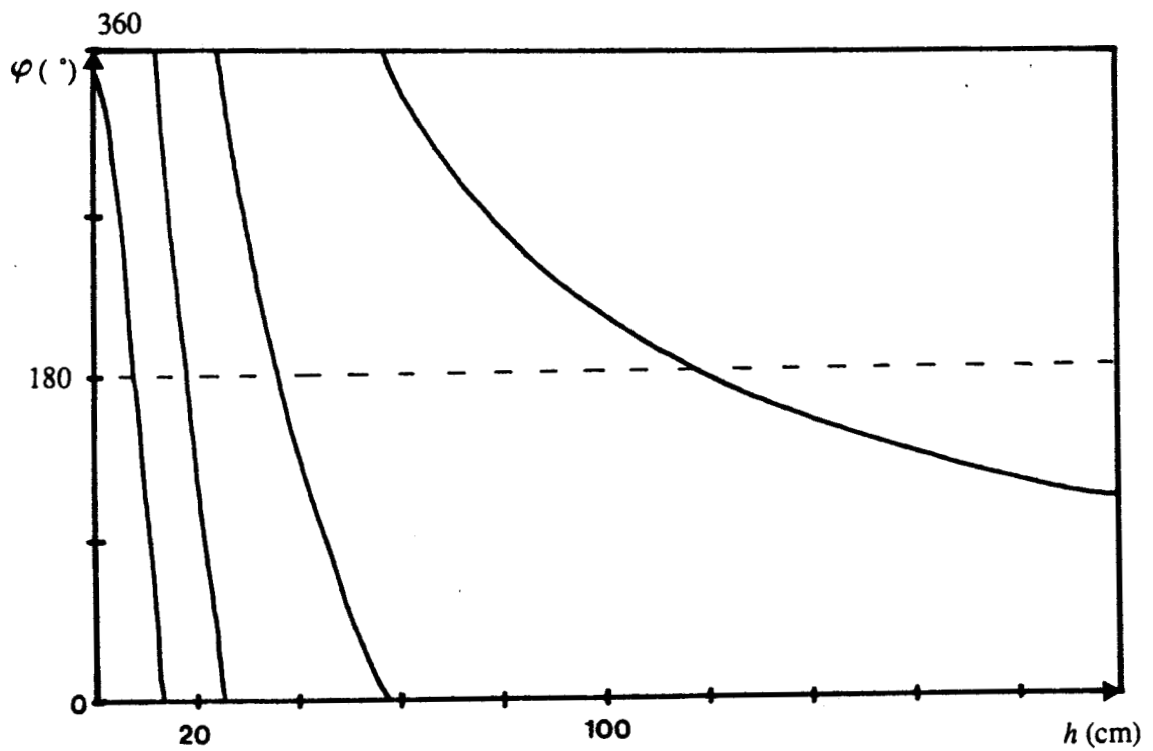


Figure 3.21 : Variation de  $\Phi$  modulo  $360^\circ$  en fonction de  $h$  pour  $2D = 12$  cm ,  $x_0 = 30$  cm et  $f_0 = 9,9$  GHz.

Cette méthode de mesure nécessite un dispositif mécanique permettant de déplacer l'émetteur suivant l'axe  $x$  pour rechercher l'annulation du signal.

L'ambiguïté sur l'ordre du zéro peut être écartée si l'on effectue une remise à zéro de la position  $x$  en début de mesure et si les variations sont relativement lentes.

Les inconvénients liés à un procédé fondé sur un déplacement mécanique nous font proposer une solution utilisant la compensation électronique de la différence de phase entre les signaux captés par les deux antennes réceptrices.

### 2<sup>e</sup> Méthode : Compensation de la différence de phase.

Notre système interférométrique est sensible à une différence de phase entre les signaux qui lui sont présentés. Nous allons donc insérer dans un des bras en amont du multiplieur un dispositif qui compense la variation de phase  $d_1 - d_2$  de manière à assurer  $S(x = x_o, h) = 0$  (Fig. 3.20).

Le signal  $S$  est alors de la forme :

$$S = \frac{V_o^2 G}{d_1 d_2} \times \sin \left( \frac{2\pi}{\lambda_o} (d_1 - d_2) - \varphi' \right) \quad (3-24)$$

Soit  $\varphi = \frac{2\pi}{\lambda_o} (d_1 - d_2)$  la différence de phase des signaux reçus par les antennes :

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda_o} \left( \sqrt{4h^2 + (x_o + D)^2} - \sqrt{4h^2 + (x_o - D)^2} \right) \quad (3-25)$$

Sa variation modulo  $2\pi$  est représentée figure 3.21 en fonction de  $h$  pour  $2D = 12$  cm et  $x_o = 30$  cm et  $\lambda_o = 3$  cm.

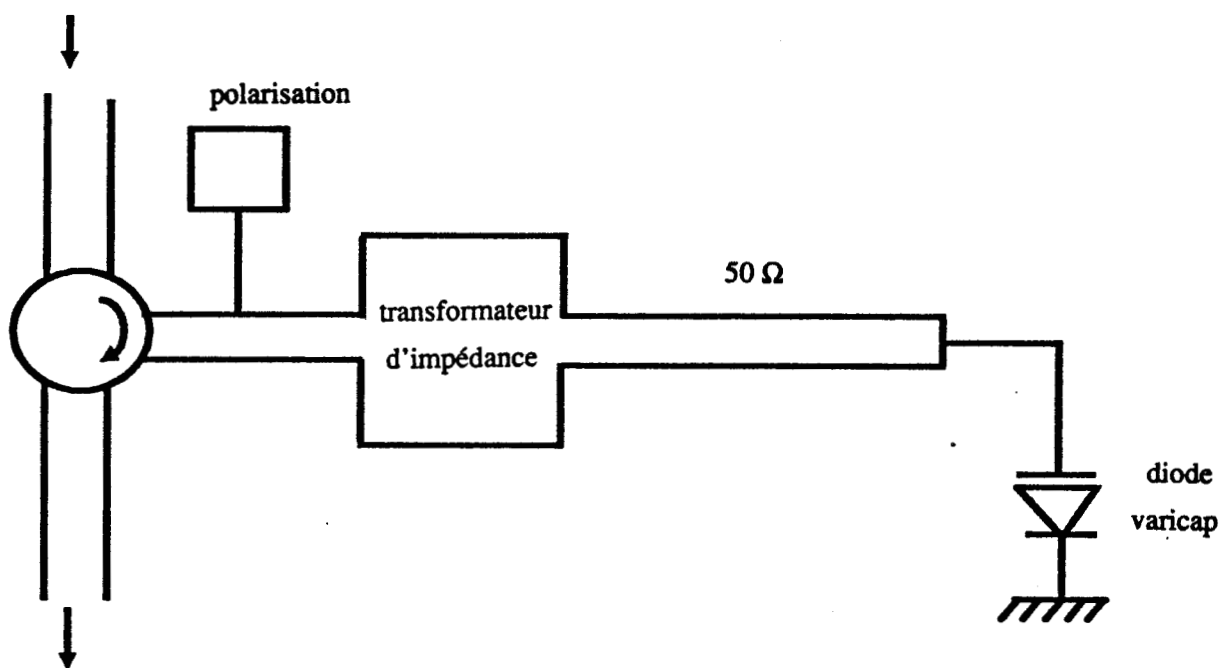
La hauteur  $h$  peut être reliée à la phase  $\varphi$  par l'expression :

$$h = \frac{1}{4} \sqrt{\left( \frac{4\pi}{\varphi} \frac{x_o 2D}{\lambda_o} \right)^2 + \left( \frac{\varphi}{2\pi} \lambda_o \right)^2 - (4x_o^2 + 4D^2)} \quad (3-26)$$

où  $\varphi$  est exprimé en valeur réelle en non modulo  $- 2\pi$

soit dans l'approximation paraxiale :

$$h \approx \frac{\pi}{\varphi} \frac{x_o 2D}{\lambda_o} \quad (3-27)$$



**Figure 3.22 :** Déphaseur par réflexion à varicap et transformateur d'impédance.



Pour maintenir le signal  $S$  nul, il faut :

$$\varphi' = \varphi + n\pi, \quad n \in \mathbb{Z} \quad (3-28)$$

Il faut donc que la variation de  $\varphi$  reste inférieure à  $\pi$  pour éviter les indéterminations : à un retard  $\varphi'$  peuvent correspondre les phases  $\varphi + n\pi$ . Nous imposons donc les valeurs extrêmes  $h_{\min}$  et  $h_{\max}$  pour respecter cette condition.

Dans l'approximation paraxiale :

$$\varphi(h_{\min}) - \varphi(h_{\max}) \# \frac{2\pi}{\lambda_0} x_o D \left( \frac{1}{h_{\min}} - \frac{1}{h_{\max}} \right) \quad (3-29)$$

d'où la levée de toute indétermination pour :

$$\frac{\lambda_0}{2Dx_o} \geq \frac{1}{h_{\min}} - \frac{1}{h_{\max}} \quad (3-30)$$

La sensibilité de cette deuxième méthode, relative cette fois-ci à une variation de phase, s'écrit :

$$s = \frac{d\varphi}{dh} \# \pi \frac{x_o 2D}{\lambda_0 h^2} \quad (3-31)$$

Elle dépend de  $h$  et donne, par exemple, pour  $\lambda = 3$  cm,  $2D = 12$  cm,  $x_o = 16,6$  cm, la condition 3-30 étant respectée :

$$50 \text{ cm} < h < 200 \text{ cm}$$

$$4,8^\circ/\text{cm} > s > 0,3^\circ/\text{cm}$$

Il reste qu'il nous faut un dispositif de variation de phase. On peut utiliser dans un premier temps un piston de court-circuit, mais un déphaseur à commande électronique est ensuite envisagé. L'étude d'un tel système fut réalisée par D. Fredricq [11]. Il retint la solution d'un déphaseur à réflexion utilisant varicap et transformateur d'impédance en structure microbande (Fig. 3.22). Il aboutit, pour un système à  $f_o = 9,9$  GHz, à une variation de phase de  $200^\circ$  avec des pertes comprises entre -3 et -8 dB. A sa suite, A. Benlarbi [12] permet l'obtention en bande X d'une excursion de phase de  $180^\circ$  avec des pertes d'insertion inférieures au dB et une linéarité de commande de 50%. Ce déphaseur permettrait donc la mise en oeuvre de notre méthode de mesure.

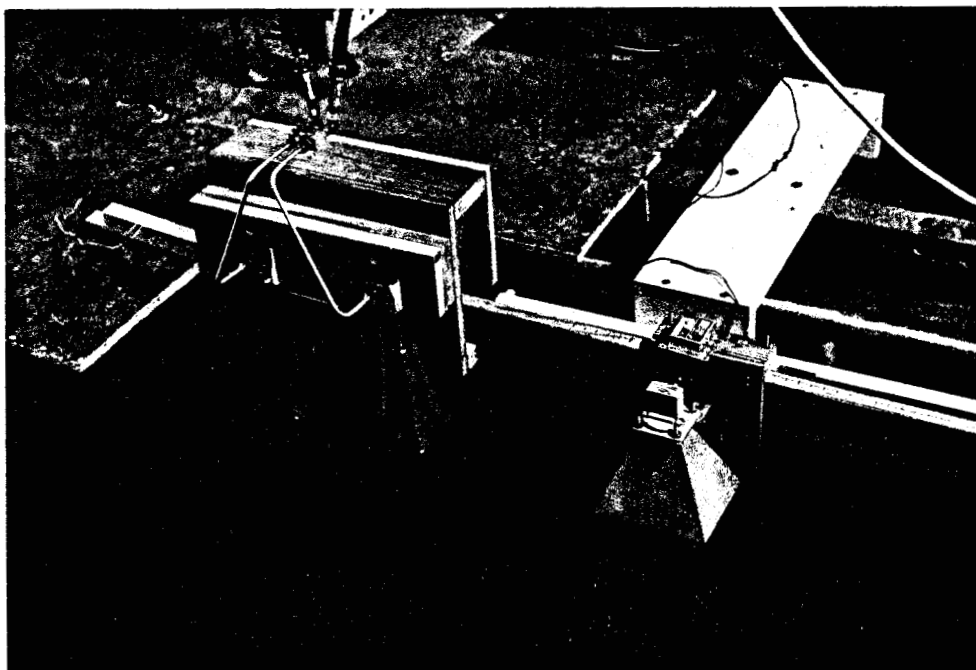
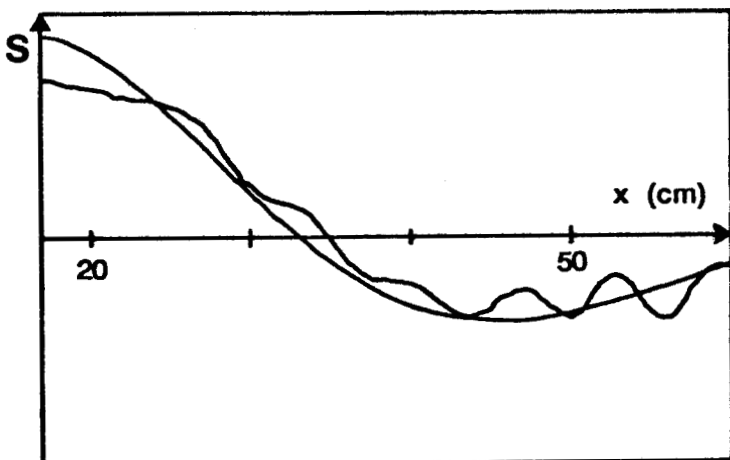
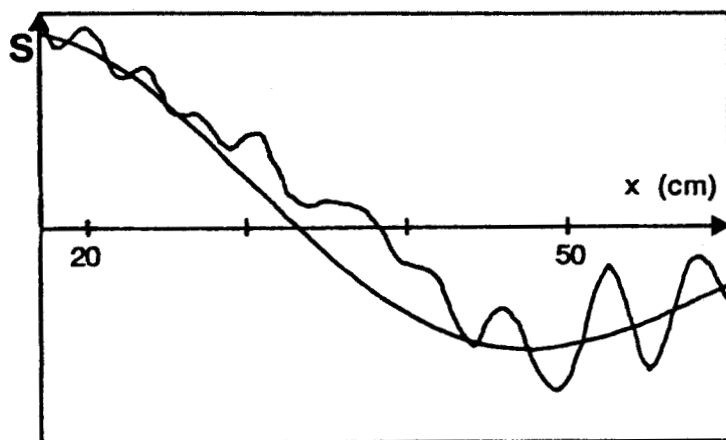


Figure 3.23 : Photographie du banc de mesures à 9,9 GHz.



cornet en émission  
(ouverture 30°)



antenne SODIELEC en émission  
(ouverture 60°)

Figure 3.24 : Courbes  $S(h_0 = 130 \text{ cm}, x)$  théoriques et expérimentales pour deux antennes d'émission différentes avec  $2D = 12 \text{ cm}$  et  $f_0 = 9,9 \text{ GHz}$ .

### 3.4.2 Etude expérimentale

Nous allons maintenant présenter les différentes expérimentations visant à observer les signaux décrits au paragraphe précédent.

Nous utilisons pour le système de multiplication des composants du commerce (coupleur hybride 3 dB 90°, détecteurs coaxiaux).

La mise en oeuvre est effectuée à 9,9 GHz puis 2,45 GHz.

#### 3.4.2.1 Essais à 9,9 GHz

- Banc de mesures

Il se compose d'une cuve cylindrique remplie d'eau, ses caractéristiques sont les suivantes :

- hauteur 1,70 m et diamètre 2,50 m
- parois en résine de polyester.

L'antenne d'émission est soit un réseau d'antennes plaquées d'angle d'ouverture à - 3 dB de 60° (SODIELEC SH9A), soit un cornet pyramidal d'angle d'ouverture de l'ordre de 30°, dans le plan de travail utilisé Deux cornets pyramidaux sont utilisés en réception. Une photographie du montage est donnée figure 3.23.

La distance  $2D$  est choisie égale à 12 cm.

- Signal  $S$  en fonction de la distance  $x$  émetteur-récepteur.

La figure 3.24 montre les relevés obtenus pour  $h_o = 130$  cm, le déplacement latéral de la source se faisant de 17 à 60 cm, pour l'émission d'une part avec le cornet, d'autre part avec l'antenne "multipatch". On note un signal moins perturbé quand la directivité de l'émetteur est meilleure.

Nous tentons alors de voir, à l'aide d'une simulation, si les écarts à la théorie peuvent être attribués à des réflexions parasites sur les parois de la cuve. La double réflexion sur la paroi puis la surface du liquide est décrite figure 3.25, elle donne lieu à une source virtuelle  $E'$ .

Soit  $d'_1$  et  $d'_2$  les trajets correspondants :

$$d'_1 = \sqrt{(2d + x + D)^2 + (2h)^2} \quad (3-32)$$

et

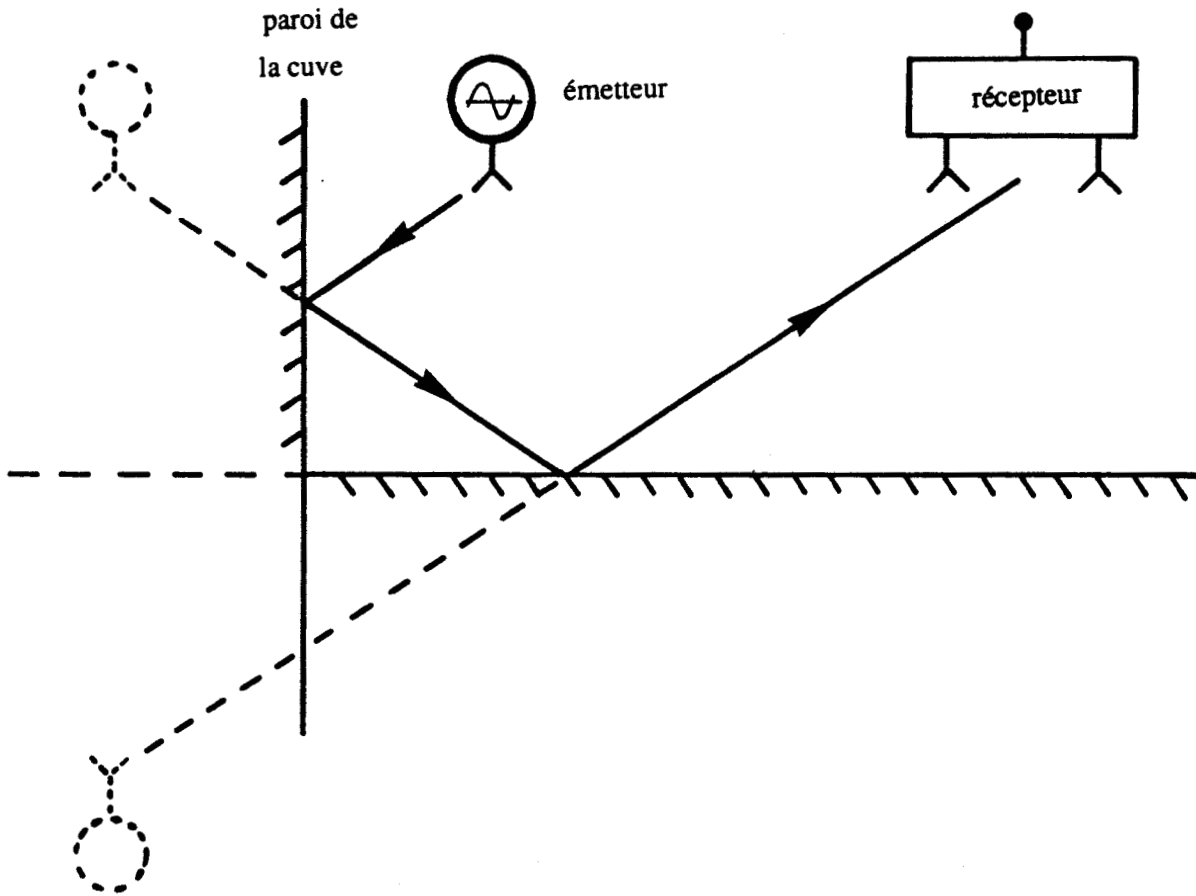
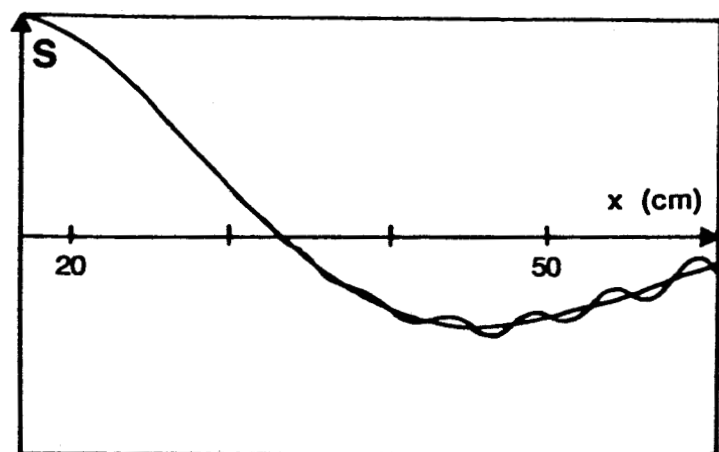
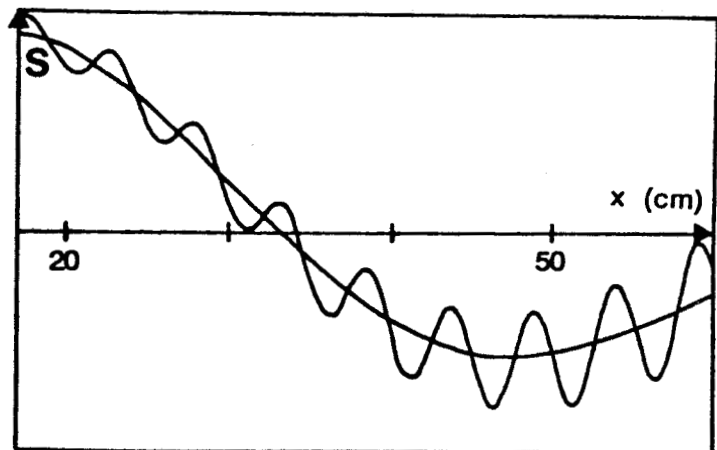


Figure 3.25 : Prise en compte d'une réflexion parasite sur une paroi de la cuve.

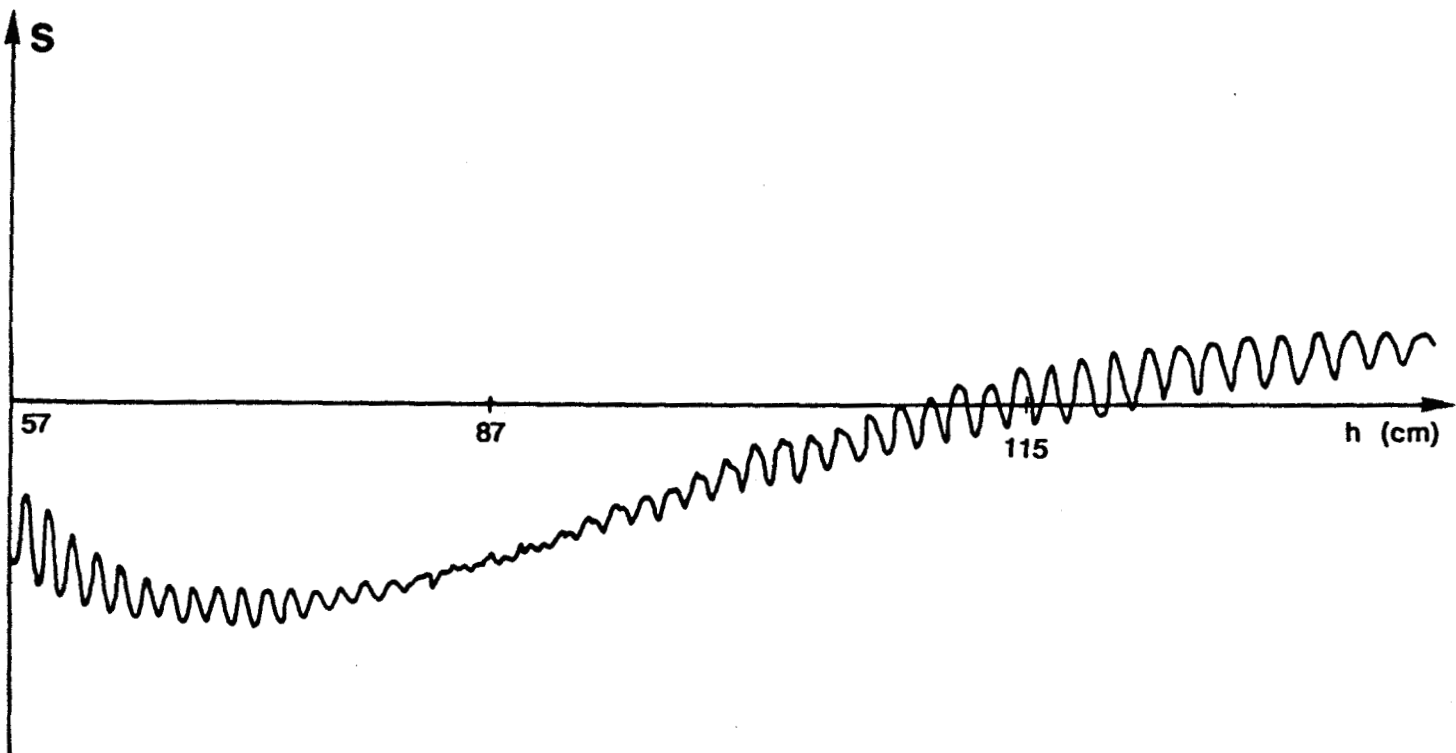


cornet en émission  
(ouverture  $30^\circ$ )



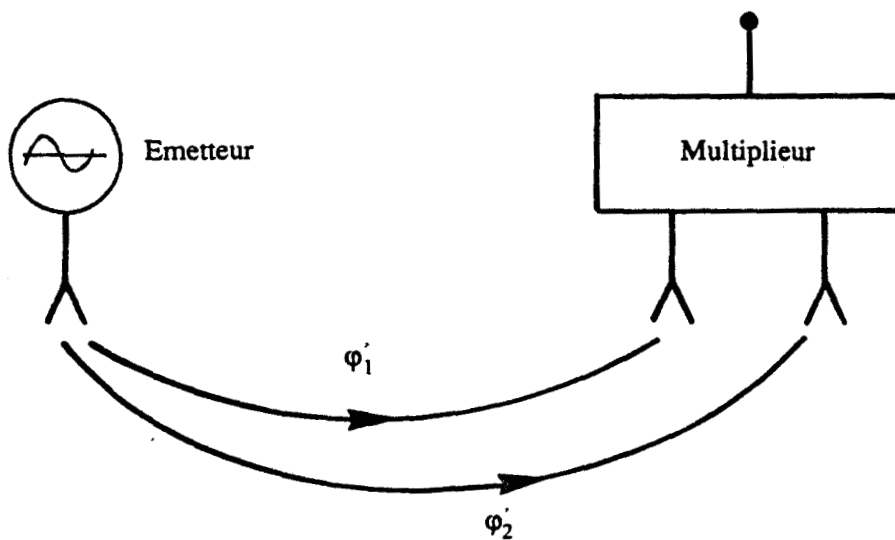
antenne SODIELEC en émission  
(ouverture  $60^\circ$ )

Figure 3.26 : Simulation d'une réflexion parasite sur une paroi pour  $h = 130$  cm,  $2D = 12$  cm et  $f_0 = 9,9$  GHz.



**Figure 3.27 :** Enregistrement du signal en fonction du niveau.

$2D = 12 \text{ cm}$  ,  $x_0 = 26 \text{ cm}$  ,  $f_0 = 9,9 \text{ GHz}$ .



**Figure 3.28 :** Couplage direct entre antennes émettrice et réceptrices.

$$d'_2 = \sqrt{(2d+x+D)^2 + (2h)^2} \quad (3-33)$$

où  $d$  est la distance de l'émetteur à la paroi.

En sortie du multiplieur, nous obtenons un signal  $S$  composé de quatre termes :

$$\begin{aligned} S = & V_1 V_2 \sin \frac{2\pi}{\lambda_0} (d_1 - d_2) + V'_1 V'_2 \sin \frac{2\pi}{\lambda_0} (d'_1 - d'_2) \\ & + V'_1 V_2 \sin \frac{2\pi}{\lambda_0} (d'_1 - d_2) + V_1 V'_2 \sin \frac{2\pi}{\lambda_0} (d_1 - d'_2) \end{aligned} \quad (3-34)$$

où les notations  $V_1, V_2, V'_1$  et  $V'_2$  résument les amplitudes des différents signaux.

Il apparaît deux termes d'autocorrélation (propres à chaque source) et deux termes d'intercorrélacion (effets combinés des deux sources).

La simulation de ce signal, présentée figure 3.26, s'apparente à l'expérience et montre l'influence de la directivité de l'émetteur. Toutefois, elle ne peut rendre compte de tous les effets observés.

• Signal  $S$  pour une variation du niveau  $h$  de liquide

Comme l'indique la figure 3.27, nous observons des signaux parasites dont la périodicité vaut  $\lambda_0/2$ . Nous allons essayer d'expliquer la présence de cette modulation parasite soit par un couplage direct entre antennes émettrice et réceptrices, soit par des réflexions multiples liées cette fois-ci à l'existence d'un bâti métallique au-dessus de la cuve. Les réflexions parasites issues de la paroi de la cuve sont négligées par l'utilisation de cornets en émission et réception.

**Effet d'un couplage direct émetteur-récepteur.**

Celui-ci introduit des termes de phase  $\phi'_1$  et  $\phi'_2$  qui sont indépendants de  $h$  (Fig. 3.28).

Le multiplieur délivre alors en sortie un signal composé des quatre termes de corrélation suivants :

- $V_1 V_2 \sin \frac{2\pi}{\lambda_0} (d_1 - d_2)$  : signal utile
- $V'_1 V'_2 \sin (\phi'_1 - \phi'_2)$  : décalage continu
- $V'_1 V_2 \sin (\phi'_1 - \frac{2\pi}{\lambda_0} d_2)$  et  $V_1 V'_2 \sin (\frac{2\pi}{\lambda_0} d_1 - \phi'_2)$ .

Les phases de ces deux derniers termes d'intercorrélacion sont de la forme :

$$\frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{(2h)^2 + (x \pm d)^2} - \phi'_{1,2} \quad \# \quad \frac{2\pi}{\lambda_0} 2h - \phi'_{1,2} \quad (3-35)$$

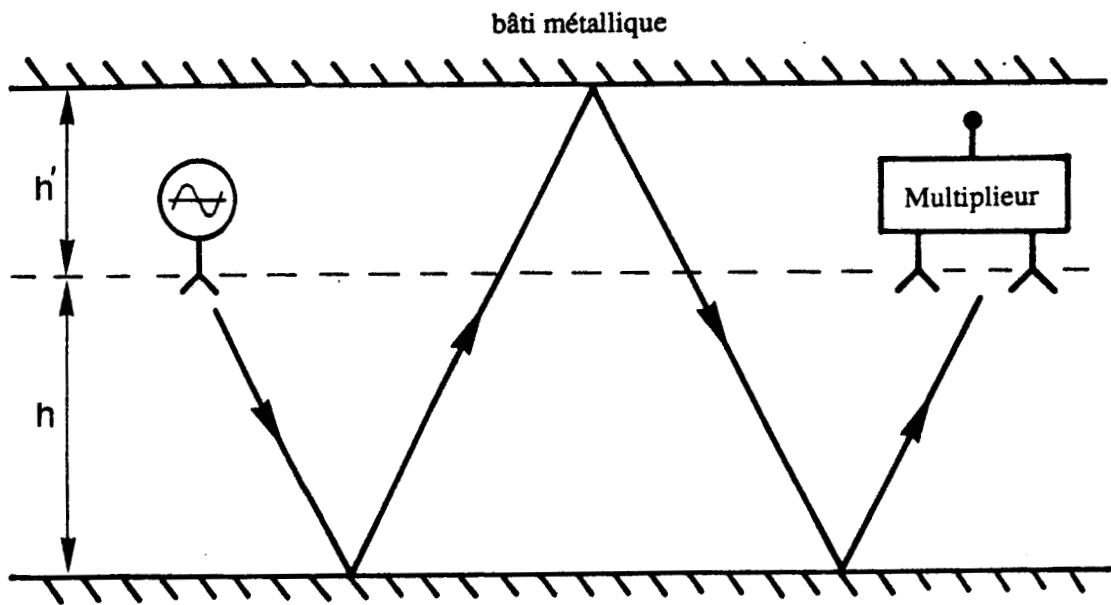


Figure 3.29 : Prise en compte de réflexions multiples verticales.

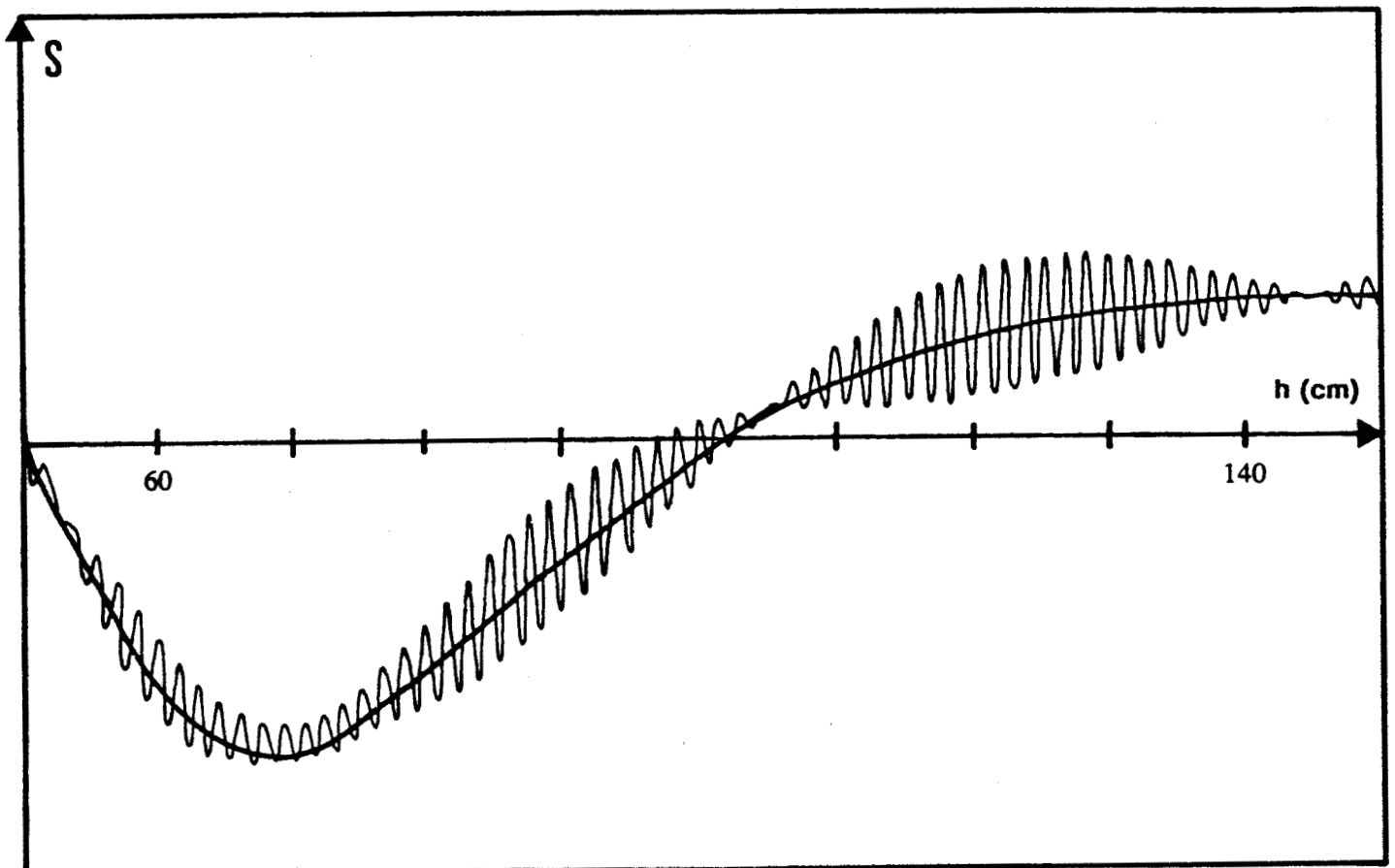


Figure 3.30 : Simulation prenant en compte la combinaison des effets de couplage et de réflexions multiples verticales pour  $2D = 12$  cm ,  $x_0 = 26$  cm ,  $f_0 = 9,9$  GHz.

dans l'approximation paraxiale.

Elles induiront donc un signal parasite dont la périodicité sera voisine de  $\lambda_0/2$ .

### Effet de réflexions multiples verticales

Le bâti métallique, situé à une hauteur  $h'$  au-dessus du système émetteur-récepteur, peut être à l'origine de réflexions multiples comme l'indique la figure 3.29.

La source virtuelle parasite qui en découle fait apparaître des trajets  $d'_1$  et  $d'_2$  de la forme :

$$d'_{1,2} = \sqrt{(4h + 2h')^2 + (x \pm D)^2} \quad (3-36)$$

et l'on peut considérer que :

$$d'_{1,2} - d_{1,2} \approx (4h + 2h') - 2h = 2h + 2h' \quad (3-37)$$

Les termes d'intercorrélation présentent donc également un comportement parasite présentant une périodicité proche de  $\lambda_0/2$ .

Ce phénomène est mis en évidence expérimentalement en déplaçant une plaque métallique selon  $h'$ .

### Combinaison des effets parasites

Si l'on regroupe les deux effets précédents, nous avons un phénomène d'interférences entre trois sources virtuelles qui aboutit à neuf termes de corrélation dans l'expression de  $S$  : trois propres à chacune des sources et six termes d'intercorrélation. Une simulation est effectuée (Fig. 3.30) qui montre la présence d'un battement similaire à celui observé expérimentalement, prouvant une bonne modélisation du phénomène parasite.

En conclusion, le signal  $S(h)$  comporte une ondulation parasite, dont l'origine n'est pas connue parfaitement, mais qui présente toujours une périodicité en  $\lambda_0/2$ .

#### • Autres essais à 9,9 GHz

On utilise un banc de mesures essentiellement qualitatif présenté figure 3.31 pour réaliser des essais par rapport au sol. Les seuls relevés possibles sont les signaux  $S(x)$ .

Le carrelage du laboratoire (dont le coefficient de réflexion en puissance peut être estimé à 0,1) fournit



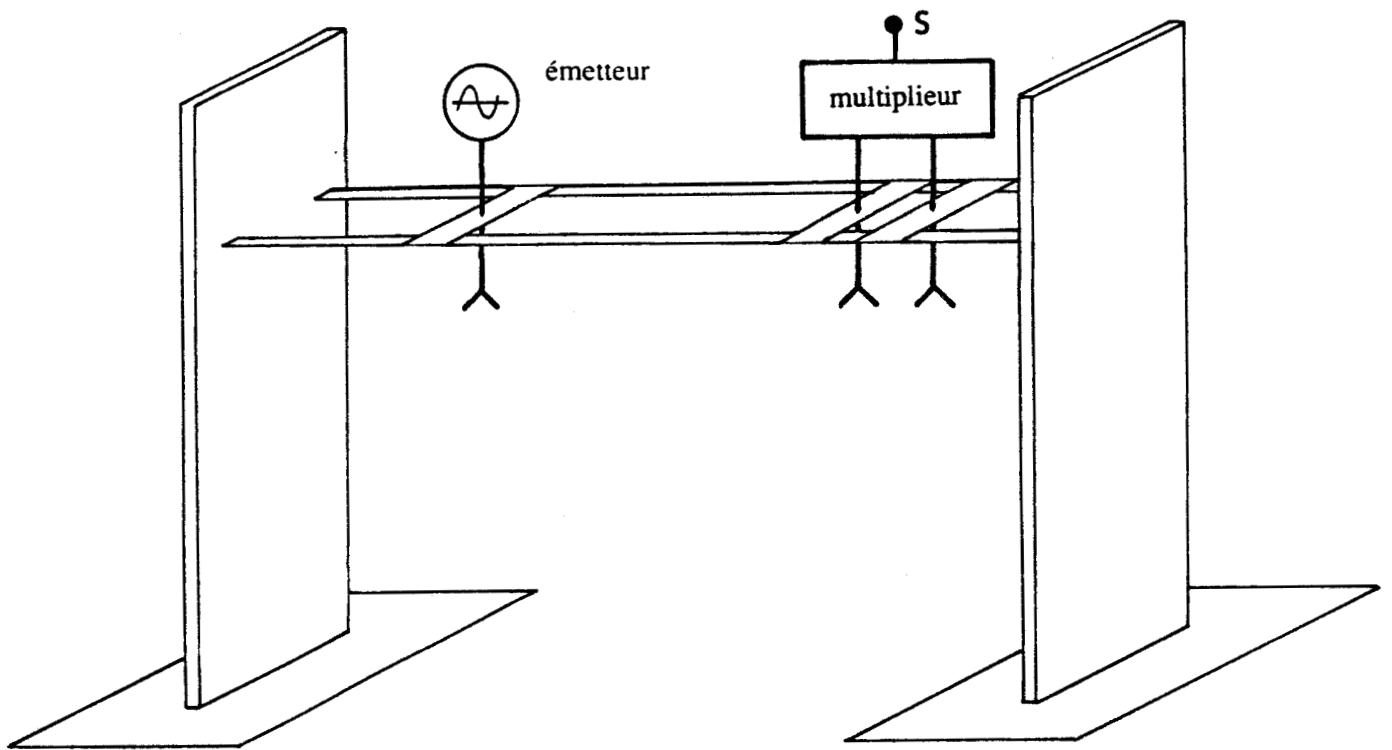


Figure 3.31 : Banc qualitatif de mesures de  $S(x)$



Figure 3.32 : Photographie du banc de mesures à 2,45 GHz.

un signal  $S(x)$  dont la forme est fortement altérée, notamment à cause de la présence d'obstacles environnants (réflexions multiples prépondérantes).

On obtient de meilleurs résultats sur un sol de terre battue, en espace quasi-libre (sous-sols de l'Université) : le signal  $S(x)$  présente une forme assez voisine de la théorie et des fluctuations pas trop importantes. Ceci démontre l'importance des sources parasites introduites quand l'espace libre n'est pas réalisé.

Par contre, dès que l'on altère l'état de surface du sol, avec des irrégularités de l'ordre du centimètre, les signaux deviennent beaucoup plus faibles et complètement inexploitable. Ce dernier point corrobore la validité du critère de Rayleigh (1-26) du paragraphe 1.4.4.1 qui imposait une irrégularité de surface maximale inférieure à 0,4 cm.

Il va donc nous falloir diminuer la fréquence de travail, afin de réaliser des expérimentations sur un sol non parfaitement plan : nous adoptons la fréquence de 2,45 GHz.

### 3.4.2.2 Essais à 2,45 GHz

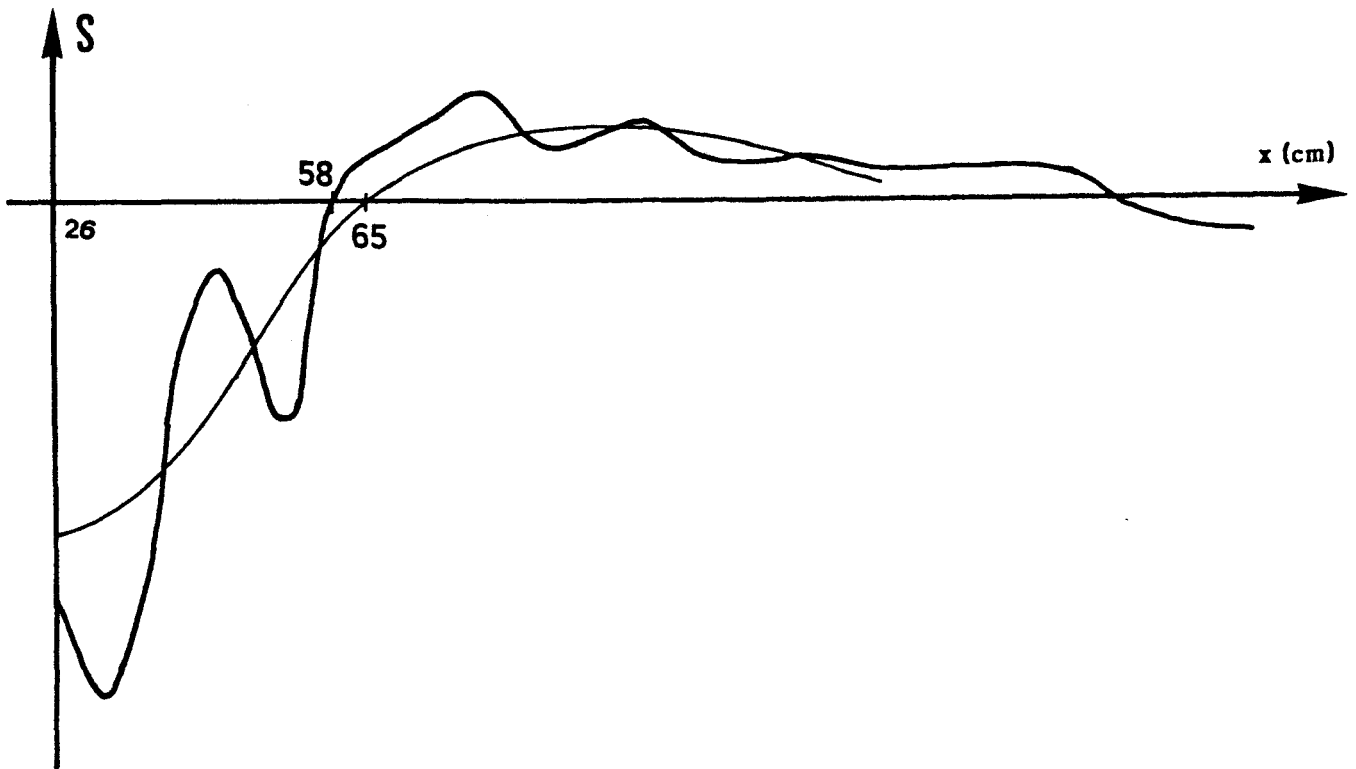
L'encombrement d'antennes cornets à cette fréquence est prohibitif vis-à-vis des distances en jeu. Nous utilisons alors les réseaux d'antennes alimentées par couplage développés au paragraphe 2.2.2.3.

L'expérimentation se fait sur une pelouse tondue, le sol étant sec et relativement plan. Notons que le critère de Rayleigh autorise ici des irrégularités maximales de 1,5 cm d'amplitude.

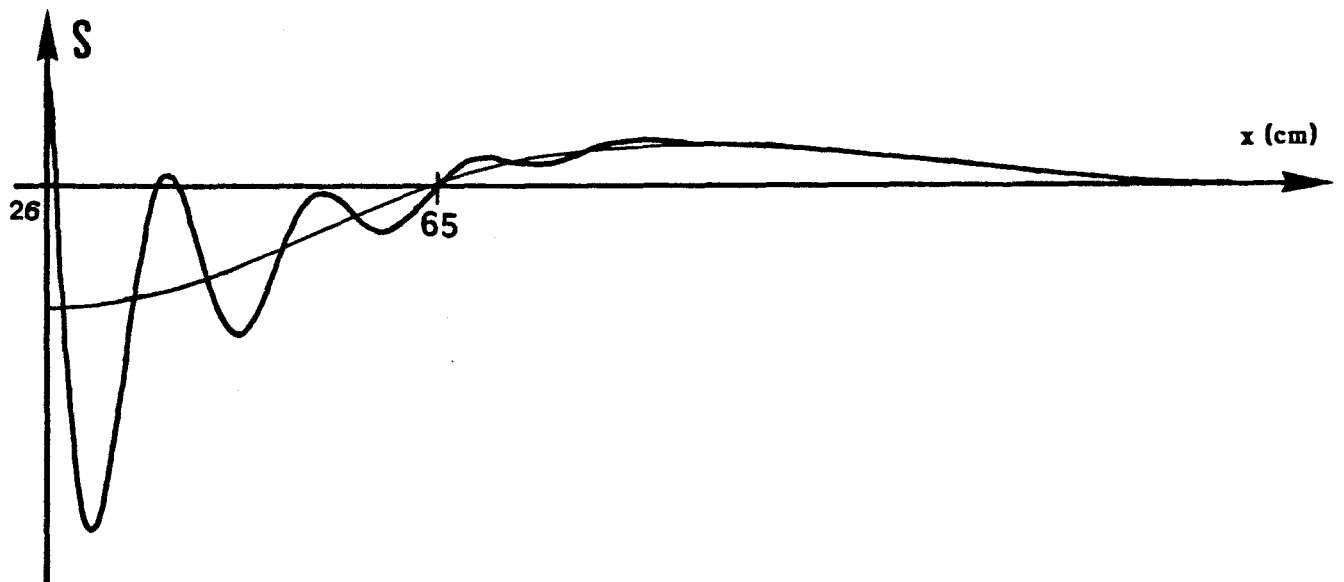
La photographie de la figure 3.32 présente le banc de mesures purement qualitatif, qui donne accès à  $S(x)$ . On se trouve ici dans les conditions de l'espace libre ; l'espacement des supports est choisi de manière à ne pas perturber le phénomène observé.

Nous donnons figure 3.33 un relevé  $S(x)$  pour  $h_o = 150$  cm et  $2D = 28$  cm. On note une forte ondulation parasite dont l'amplitude varie avec la distance  $x$ . On attribue donc au couplage direct le phénomène observé, la nature des antennes et la diminution des distances, exprimées en longueurs d'onde, ne pouvant que le favoriser.

L'utilisation d'absorbant entre émetteur et récepteur permet de réduire l'amplitude des oscillations parasites. Un meilleur découplage est obtenu à l'aide d'une plaque métallique, mais provoque l'apparition d'ondulation de période plus courte (liées à des sources parasites obtenues par réflexion



**Figure 3.33 :** Signal  $S(x)$  relevé pour  $f_0 = 2,45$  GHz,  $h_0 = 150$  cm,  $2D = 28$  cm sur la pelouse avec des réseaux d'antennes plaquées.



**Figure 3.34 :** Simulation du couplage direct émetteur-récepteur pour  $h_0 = 150$  cm,  $2D = 28$  cm et  $f_0 = 2,45$  GHz.

ou diffraction). Il faudrait donc réaliser un découplage à l'aide d'un sandwich absorbant-métal-absorbant.

Une simulation prenant en compte le couplage direct émetteur-récepteur est effectuée, elle montre (Fig. 3.34) un accord théorie-expérience satisfaisant qui va nous permettre de présenter au paragraphe suivant des méthodes visant à s'affranchir des signaux parasites.

En conclusion, l'étude expérimentale effectuée demanderait à être refaite de manière quantitative à 2,45 GHz. Pour cela, il faudrait développer un banc mécanique spécifique permettant des mesures précises à la fois en  $x$  et en  $h$ .

### 3.4.3 Solutions visant à s'affranchir des signaux parasites

Une conclusion importante du paragraphe précédent est que, tant par réflexions multiples que par couplage direct, il apparaît un terme parasite, dont la périodicité est  $\lambda_0/2$ .

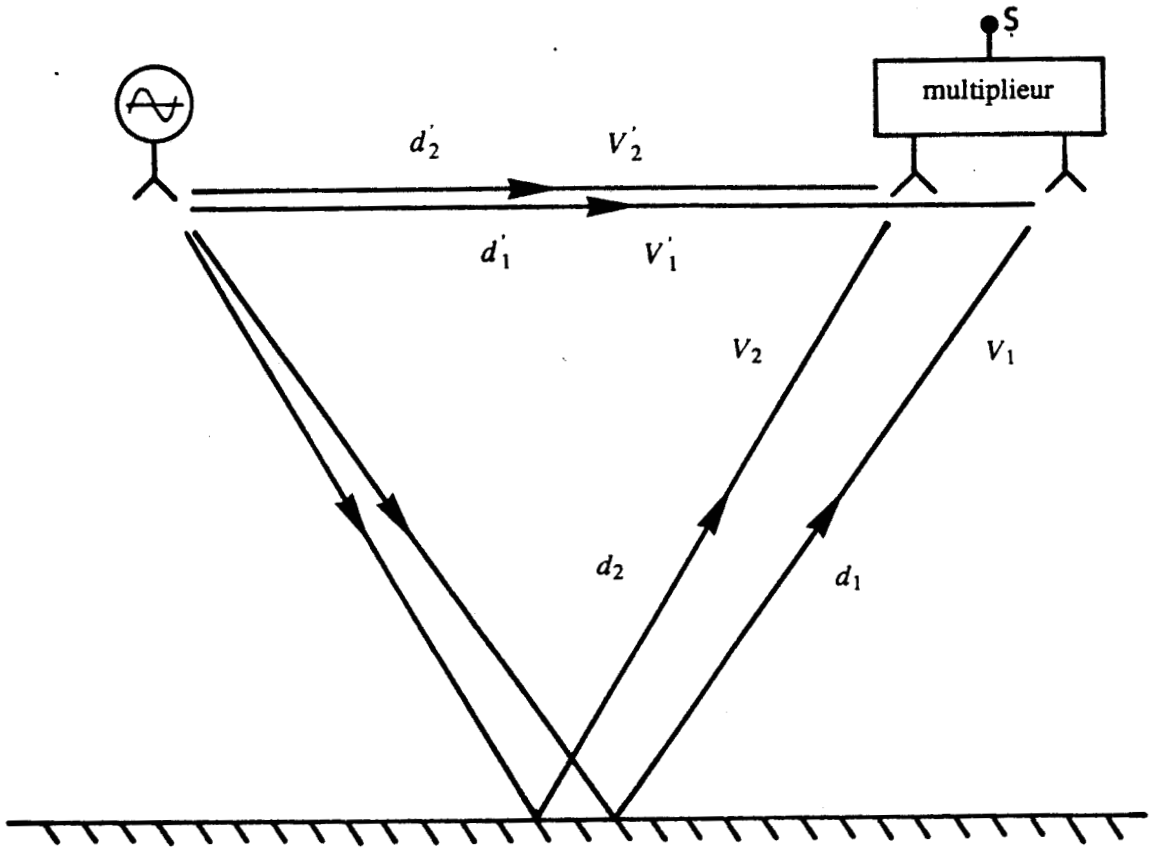
Nous supposons dans ce qui suit que la cause de ce terme est le couplage direct. En effet, l'objectif ici recherché est essentiellement la mesure de hauteur par rapport au sol, c'est-à-dire en travaillant en espace libre à 2,45 GHz.

Une solution consiste à effectuer un découplage parfait émetteur-récepteur ; il semble illusoire de le réaliser parfaitement mais il doit être possible de le réduire notablement. Ceci pourra faire l'objet d'une étude ultérieure.

La seconde solution, qui devra être utilisée conjointement à la première, réside dans la mise au point de méthodes de traitement du signal parasite.

Dans ce cadre, D. Fredricq a proposé [11] deux méthodes de traitement :

- mise en oeuvre de deux capteurs situés à des distances  $h_0$  et  $h_0 + \lambda_0/4$  : il effectue alors la somme des deux signaux reçus et obtient, en principe, un signal exempt de parasites. Ce procédé nécessite deux récepteurs identiques.
- mise en oeuvre d'un capteur avec déplacement et modulation mécanique : il s'agit ici de se placer en des hauteurs où le terme parasite est nul. On remarque pour cela que les points d'intersection du signal théorique et du signal parasité sont sensiblement situés aux points d'inflexion de ce dernier. On soumet alors le récepteur à une modulation mécanique d'amplitude  $\Delta h$ , sa position moyenne  $h$  étant choisie pour assurer une variation maximale de  $S(h)$ . Ceci fournit un point de mesure non perturbé. La nature mécanique de cette solution la rend finalement peu intéressante.



**Figure 3.35 :** Description des trajets pris en compte.

Nous présentons ici une troisième méthode qui possède l'avantage de pouvoir être réalisée électroniquement.

### 3.4.3.1 Modélisation

Nous allons préciser la modélisation utilisée au § 3.4.2.2. Nous assimilons le phénomène de couplage à deux trajets de rayons  $d'_1$  et  $d'_2$  comme indiqué figure 3.35.

Soit  $V_1$  et  $V_2$  les amplitudes des signaux reçus après réflexion et  $V'_1$  et  $V'_2$  celles des signaux transmis par couplage.

L'antenne 1 reçoit donc :

$$V_1 e^{j\varphi_1} + V'_1 e^{j\varphi_1} \quad (3-38)$$

et l'antenne 2 reçoit :

$$V_2 e^{j\varphi_2} + V'_2 e^{j\varphi_2} \quad (3-39)$$

avec  $\varphi_1 = \frac{2\pi}{\lambda_0} d'_1$  et  $\varphi_2 = \frac{2\pi}{\lambda_0} d'_2$

Le signal obtenu après multiplication se compose alors de quatre termes que l'on peut regrouper ainsi :

- signal utile :

$$V_1 V_2 \sin \frac{2\pi}{\lambda_0} (d_1 - d_2) \quad (3-40)$$

- signal parasite de période  $\lambda_0/2$  quand  $2h \gg x + D$  :

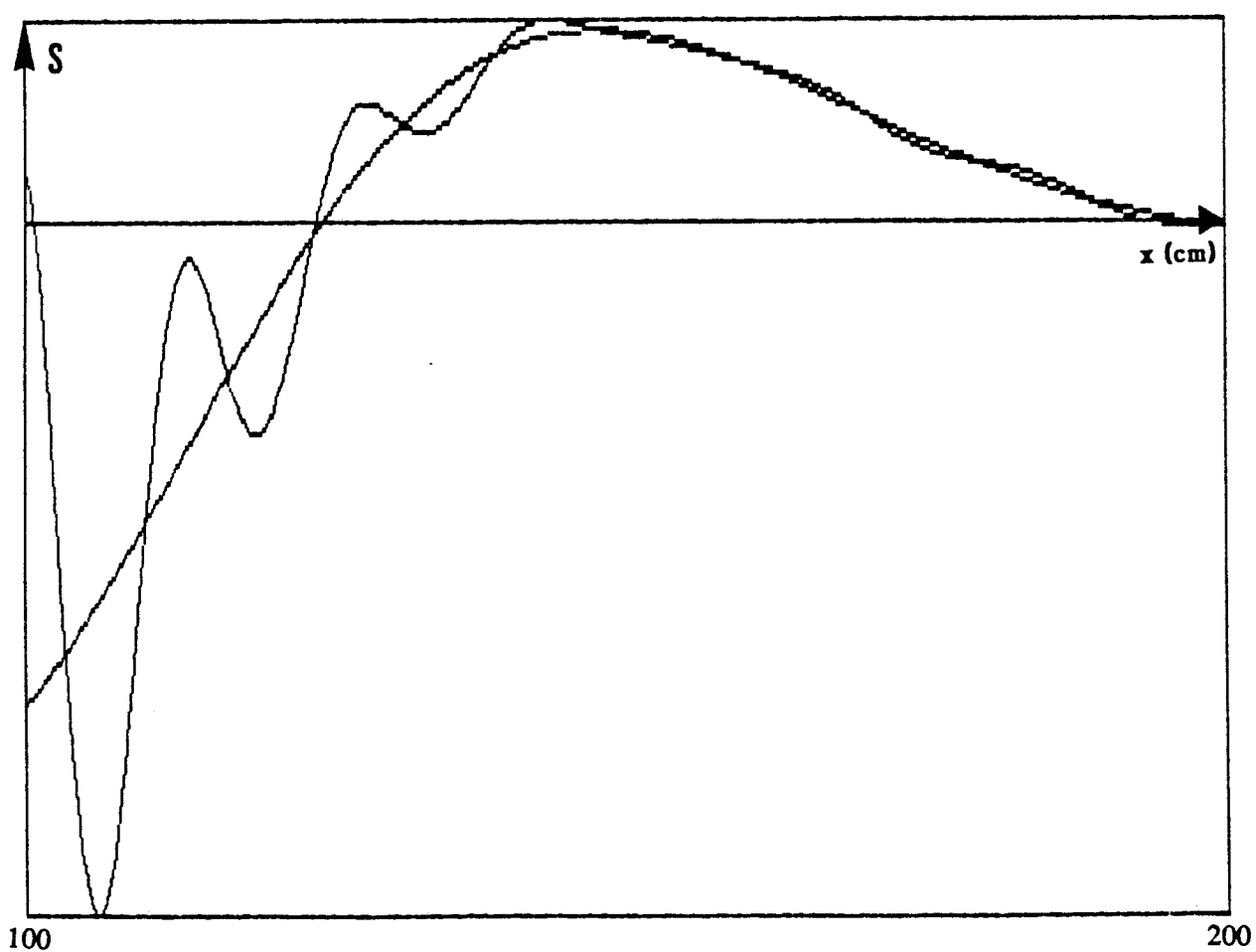
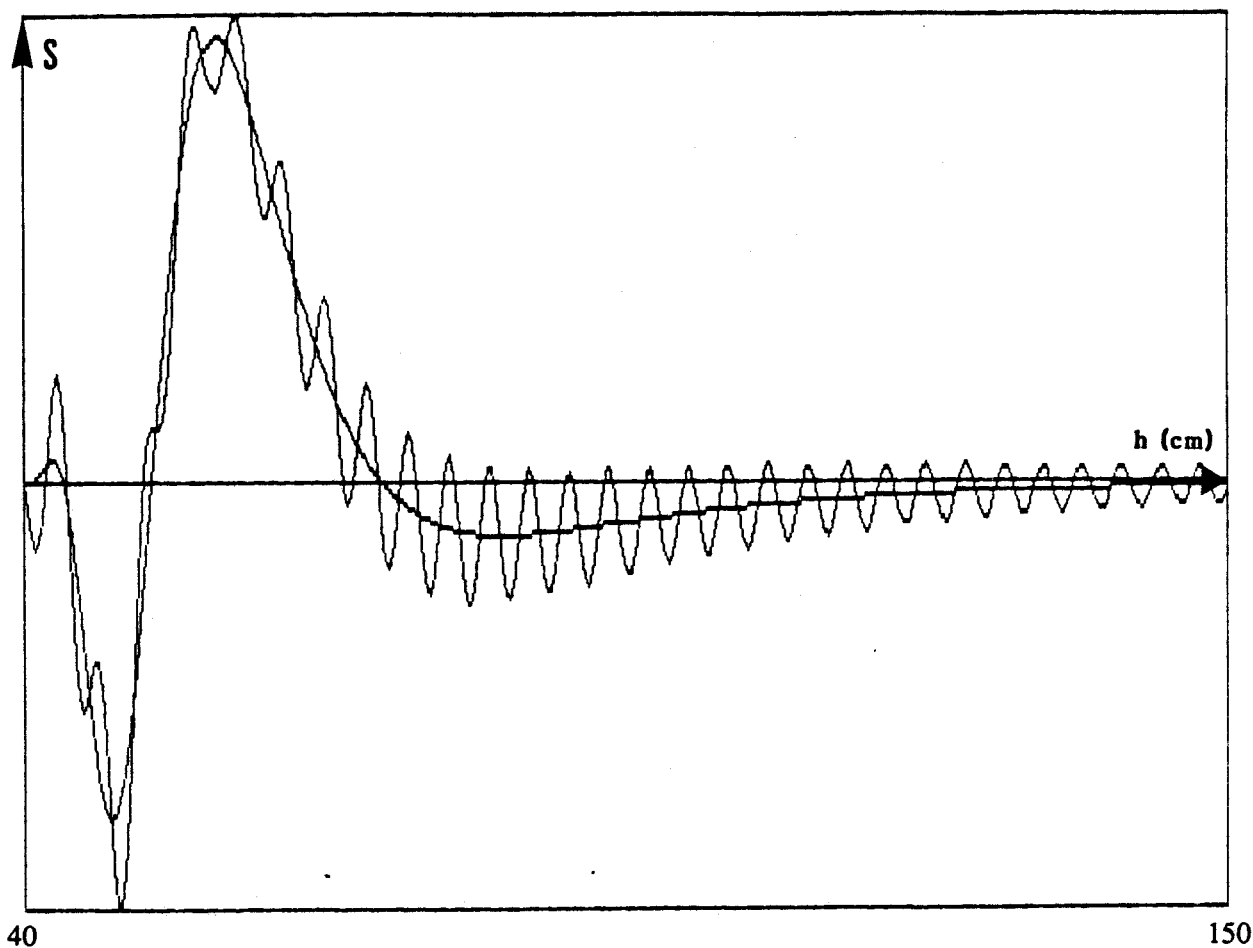
$$V_1 V'_2 \sin \frac{2\pi}{\lambda_0} (d_1 - d'_2) + V'_1 V_2 \sin \frac{2\pi}{\lambda_0} (d'_1 - d_2) \quad (3-41)$$

- terme constant :

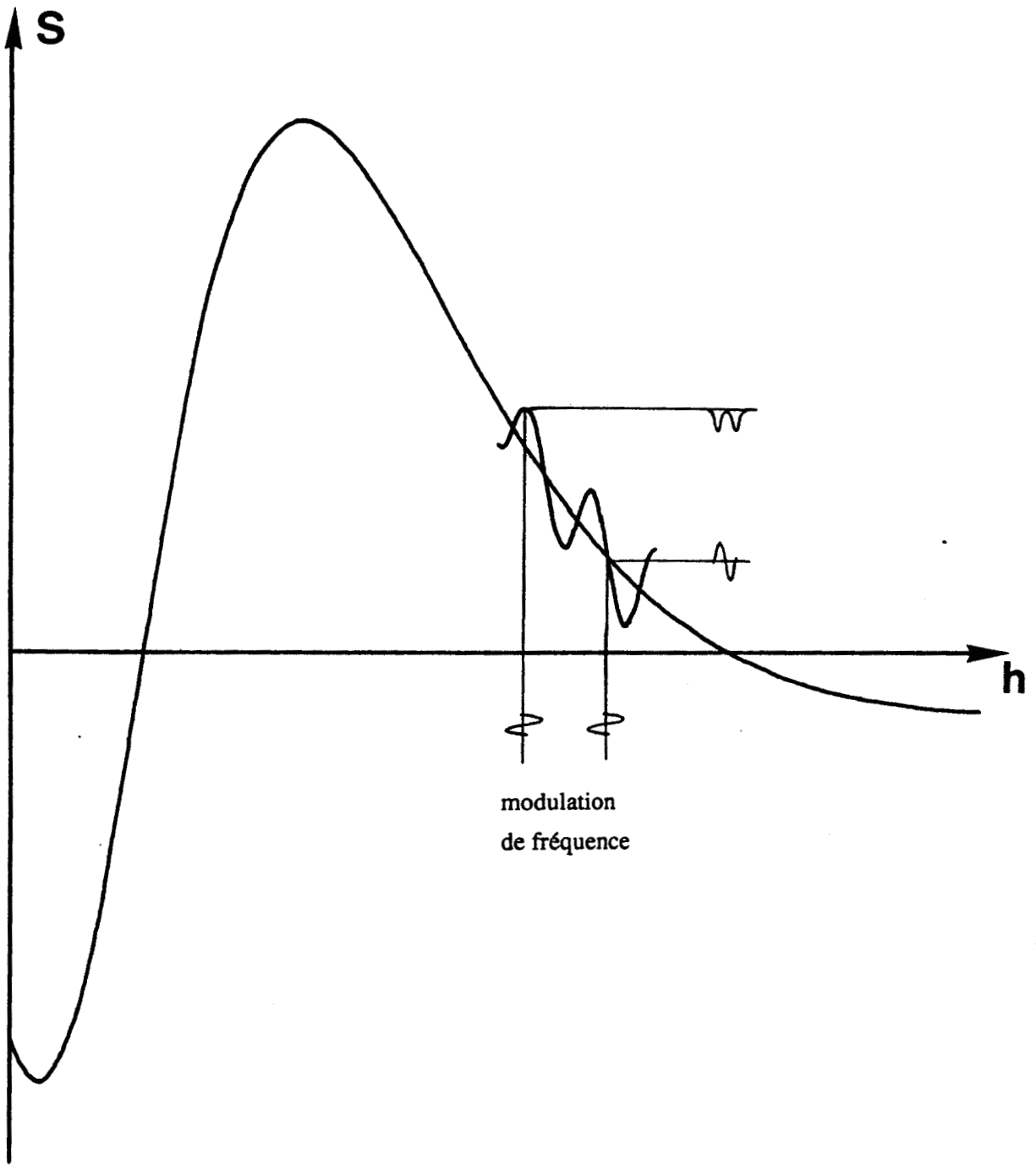
$$V'_1 V'_2 \sin \frac{2\pi}{\lambda_0} (d'_1 - d'_2) \quad (3-42)$$

On suppose que ce dernier terme peut être rendu négligeable par un découplage suffisant émetteur-récepteur et un choix judicieux de l'écartement  $2D$  entre les antennes de réception.

La figure 3.36 montre les signaux  $S(x)$  et  $S(h)$  obtenus par simulation. On observe la modulation parasite en  $\lambda_0/2$  sur  $S(h)$ , dont l'amplitude diminue quand  $h$  augmente.



**Figure 3.36 :** Signaux  $S(h)$  et  $S(x)$  simulés pour  $h_0 = 150$  cm ,  $x_0 = 30$  cm,  $2D = 28$  cm et  $f_0 = 2,45$  GHz.



**Figure 3.37 :** Détermination d'un point d'inflexion par modulation de fréquence.



On remarque que la courbe théorique  $S(h)$  passe sensiblement par les points d'inflexion du signal perturbé. Ceci est vrai dans la mesure où l'on peut considérer que sur une période du signal parasite, le signal théorique peut être assimilé à une portion de droite.

### 3.4.3.2 Validation du signal reçu

Pour  $h_0$ ,  $x_0$  et  $D$  fixés, on obtient en sortie une grandeur  $S$ . Nous allons tirer parti du fait que la phase introduite par une ligne peut être modifiée par action, soit sur sa longueur, soit sur la fréquence de travail. Nous utilisons cette dualité espace-fréquence de la phase pour rechercher une valeur de  $S$  exempte de grandeur parasite : la modification de  $h$  revient à celle de  $f$ .

On fait varier la fréquence  $f$  de manière à se situer en un point d'inflexion. Le repérage du point d'inflexion se fait en examinant l'allure du signal  $S$  résultant d'une modulation de fréquence centrée sur  $f$  comme indiqué figure 3.37. Deux critères sont envisagés pour cette détermination :

- excursion maximale du signal de sortie  $S$
- excursion centrée du signal de sortie  $S$

Un calcul élémentaire, en prenant en compte la somme d'une fonction polynomiale et d'une fonction sinusoïdale, montre que le deuxième critère donne de meilleurs résultats, ce qui est vérifié par simulation.

Lors d'une réalisation électronique, ce critère deviendra l'absence d'harmonique 2 sur le signal  $S(t)$ .

L'excursion de modulation doit permettre au maximum de parcourir  $\pm \lambda_0/8$  en  $h$ , d'où

$$\frac{\Delta f_{\max}}{f} = \frac{\Delta h}{h} = \pm \frac{\lambda_0}{8h} \quad (3-43)$$

ce qui donne à 2,45 GHz, pour  $h = 100\text{cm}$ ,  $\Delta f_{\max} = \pm 37,5$  MHz.

Nous choisissons pour nos simulations  $\Delta f = \pm 5$  MHz, car une trop grande excursion de modulation provoque l'apparition systématique d'harmonique 2 en sortie.

En résumé, ceci nous permet d'obtenir, pour  $h_0$  fixé, un signal  $S$  qui, par le choix de  $f_0$  *ad hoc*, n'est pratiquement plus affecté de terme parasite.

### 3.4.3.3 Asservissement en phase

Il ne nous reste plus qu'à faire varier la phase introduite dans l'un des bras de l'interféromètre de manière à obtenir un signal validé  $S(h_0) = 0$ . Nous agissons sur la phase tout en maintenant, par action sur  $f_0$ , la validation du signal comme indiqué figure 3.38. Nous obtenons en fin de compte (Fig. 3.39) une phase et une fréquence pour lesquelles  $S(h_0) = 0$ , ce qui nous permet de remonter à  $h_0$  par l'expression (3-26).

Notons qu'ici l'on ne peut plus minimiser les conséquences du terme (3-42) par un choix judicieux de l'écartement 2D, compte-tenu que l'on modifie la phase introduite dans un des bras de l'interféromètre. Par conséquent, il faut effectivement réaliser un découplage suffisant entre émetteur et récepteur.

### 3.4.4 Conclusion

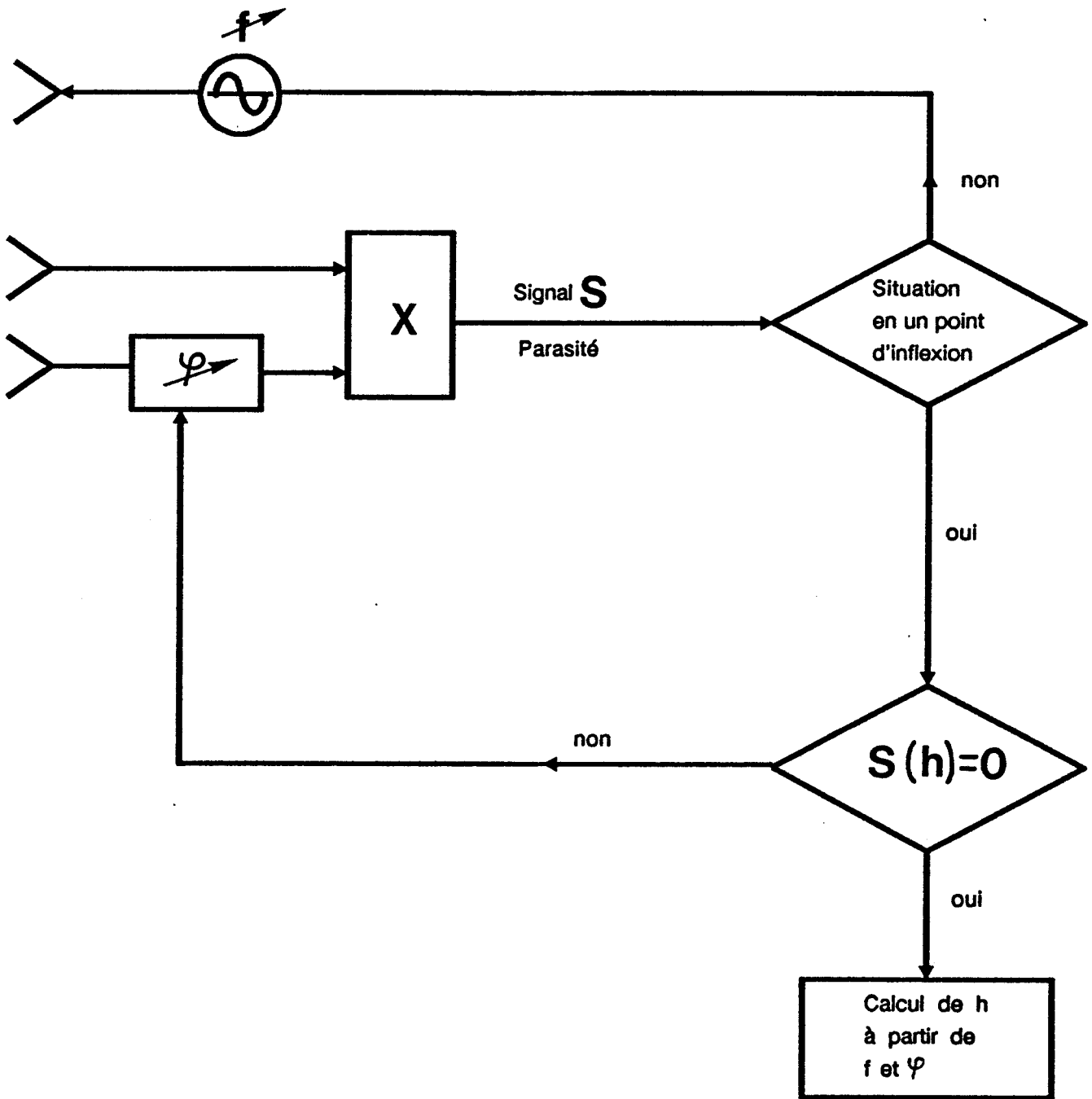
Sur les bases de notre système interférométrique, nous avons envisagé deux méthodes permettant d'accéder à la mesure de niveau. Nous retenons celle des deux techniques qui peut passer par une solution purement électronique.

Des essais préliminaires sont réalisés à 10 GHz et 2,45 GHz qui montrent la validité de la méthode. Nous avons constaté l'existence de signaux parasites liés d'une part à la non réalisation des conditions de l'espace libre, d'autre part à un couplage direct émetteur-récepteur. Ces phénomènes ont fait l'objet de modélisations.

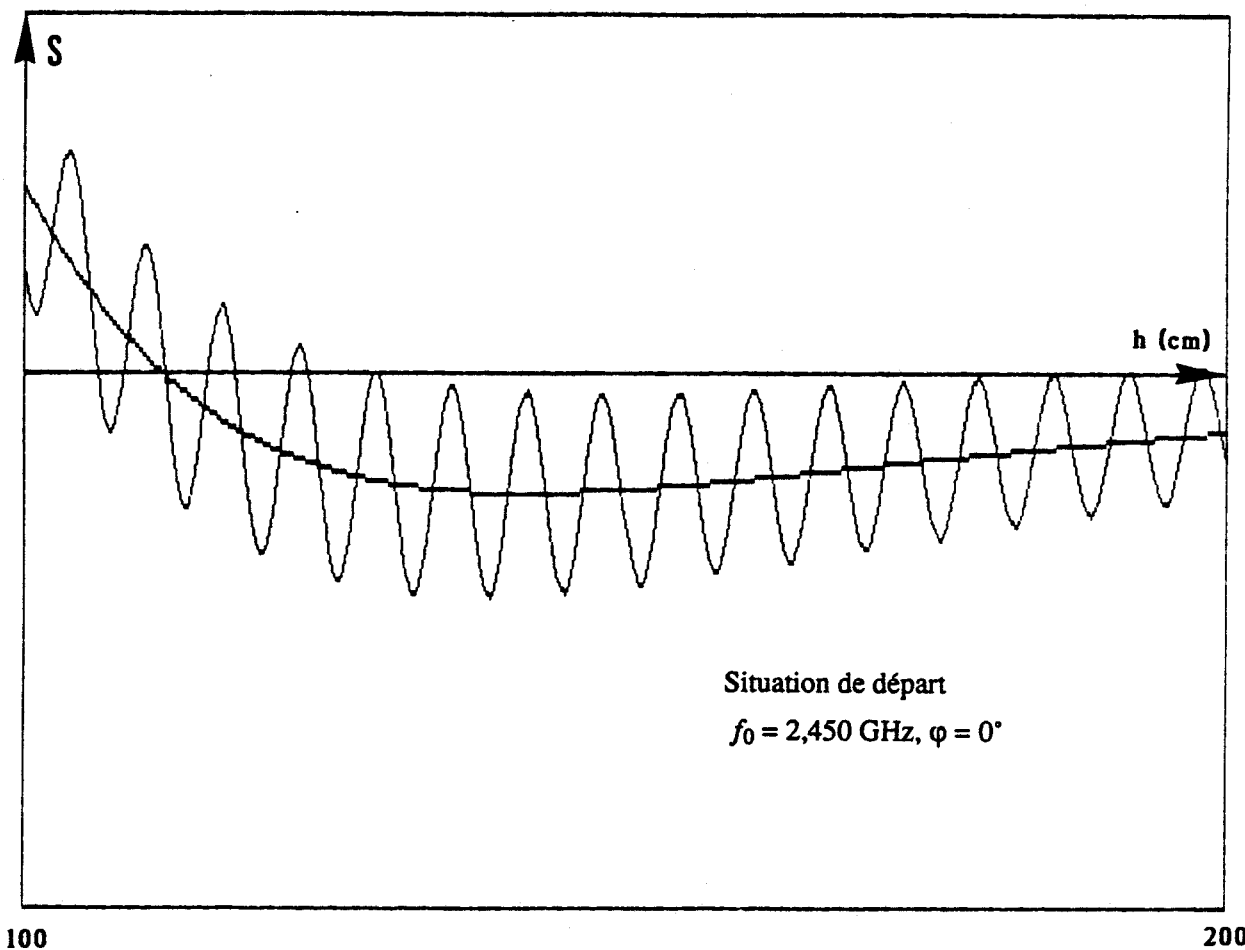
Nous proposons une méthode de neutralisation de ces effets dont la précision et la mise en oeuvre quantitatives font l'objet d'études en cours.

Les applications intéressées par notre procédé interférométrique vont des mesures de niveau en ambiance hostile (hydrocarbures, métaux en fusion, ...) au suivi de distance au sol (systèmes d'épandage agricole [13], ...).

Dans tous les cas, on voit poindre la nécessité d'étudier les caractéristiques en réflexion (module et phase) des surfaces concernées par ce type de procédé [14].

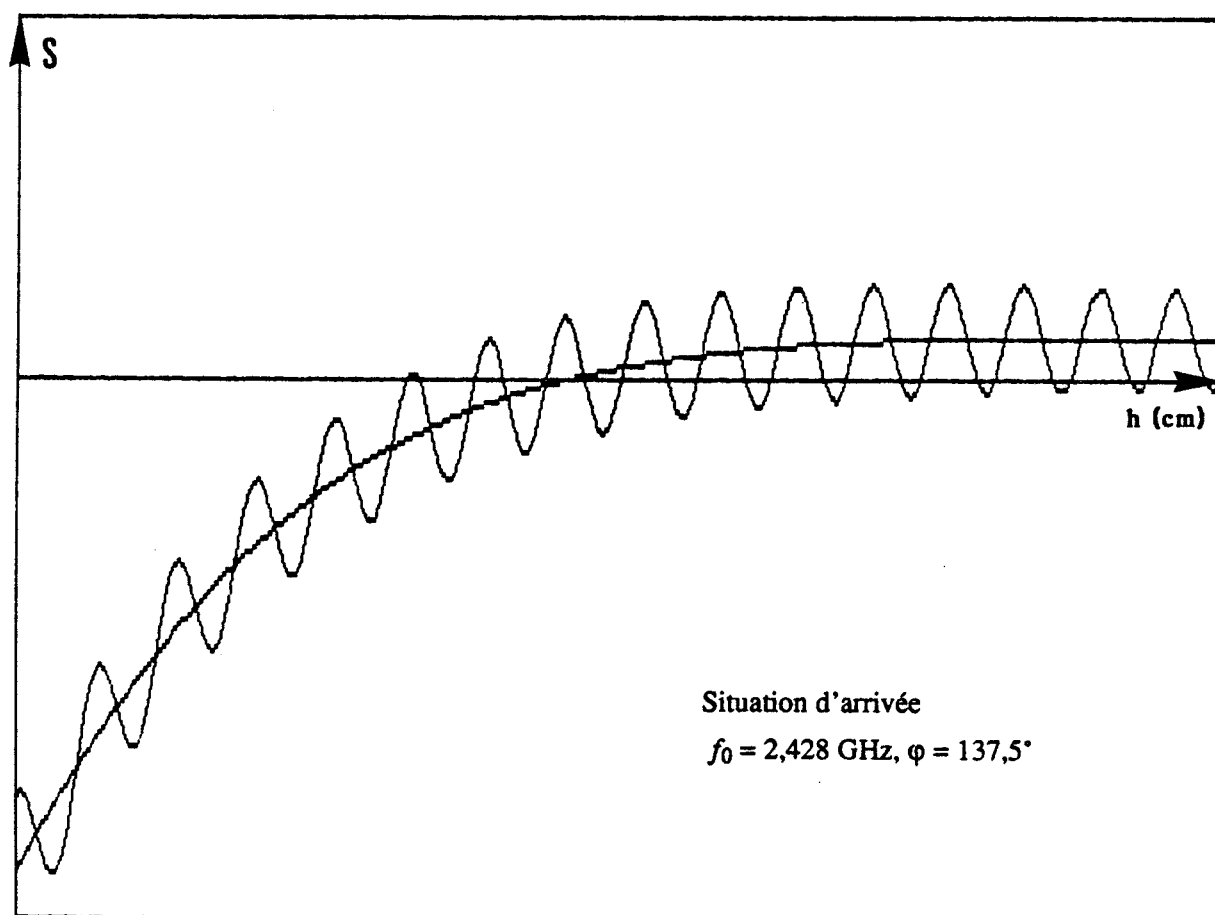


**Figure 3.38 :** Synoptique de validation du signal et asservissement au zéro.



100

200



100

200

Figure 3.39 : Simulation de l'asservissement pour  $h_0 = 150 \text{ cm}$ ,  $2D = 28 \text{ cm}$  et  $\Delta f = \pm 5 \text{ MHz}$ .

### **3.5 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons développé des méthodes de mesure issues du principe interférométrique décrit au premier chapitre qui s'appliquent à la télémétrie ou vélocimétrie ainsi qu'à la détermination de la loi horaire d'un objet sur une trajectoire linéaire et à la mesure de niveau.

Des bancs de mesure opérant sur des distances comprises typiquement entre 1 et 3 m ont été construits et expérimentés.

Une analyse des signaux et un traitement des problèmes alors rencontrés ont été effectués. Ils ont permis d'aboutir à une précision de l'ordre du pour-cent en mesure télémétrique et détermination de la loi horaire.

Ces études relativement fondamentales en laboratoire sur les procédés sont les bases indispensables qui permettront la définition de nouveaux capteurs.

### BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE 3

- [1] : J.C. VAN DE VELDE, D. MATTON, D. FREDRICQ, Y. LEROY  
"Nouveaux Capteurs Télémétriques Fonctionnant à Courte Distance"  
Conférence CAPTEURS 1986, 17-19 Juin 1986, Paris.
- [2] : J.C. VAN DE VELDE, D. MATTON, D. FREDRICQ, Y. LEROY  
"Microwave Telemetric Sensors for Short Range Applications"  
M.I.O.P. ' 86, 10-12 Juni 1986, Wiesbaden.
- [3] : Frost et Sullivan  
"Le Marché des Capteurs de Position Croit sans Bruit"  
Electronique, Techniques et Industries, n° 47, p. 22, Avril 1987.
- [4] : E. BRUS  
"Vehicular Radar : The Ultimate Aid for Defensive Driving"  
Microwave and RF, pp. 53-58, September 1987.
- [5] : EMERSON CUMING  
"Eccosorb CV"  
Technical Bulletin 1-140.
- [6] : J. LIFERMAN  
"Les méthodes Rapides de Transformation du Signal"  
Masson, 1980.
- [7] : E.O. BRIGHAM  
"The Fast Fourier Transform"  
Prentice-Hall, 1974.
- [8] : D.M. GRIMES, T.O. JONES  
"Automotive Radar : A Brief Review"  
Proceedings of the IEEE, vol. 62, n° 6, Juin 1974.
- [9] : R.E. MUNSON  
"Conformal Microstrip Antennas"  
Microwave Journal, vol. 31, n° 3, pp. 91-109, March 88.

- [10] : R. DONY  
"Approximation des Courbes par la Méthode de Bézier et des B-Splines"  
Masson, 1986.
- [11] : D. FREDRICQ  
"Etude de faisabilité d'un capteur télémétrique à corrélation. Goniométrie et mesure de niveau"  
Mémoire C.N.A.M., 1986, Lille.
- [12] : A. BENLARBI  
"Introduction à l'étude et la conception de déphaseurs variables en hyperfréquences"  
Rapport de D.E.A., 1988, Lille.
- [13] : J.M. ATZEL  
"Une paille dans le système"  
01 Informatique, n° 1004, p. 40, 1988.
- [14] : P. BOYER  
Thèse en cours, Lille.

## **CONCLUSION**



## CONCLUSION

Ce travail a pour but d'exploiter une méthode basée sur l'interférométrie en micro-ondes en vue de définir plusieurs capteurs de type télémétrique destinés à fonctionner dans une gamme de distances de quelques mètres.

Le premier chapitre est une étude générale du procédé démontrant ses capacités d'application en télémétrie, cinémométrie, goniométrie et contrôle non destructif.

Un deuxième chapitre traite de la réalisation du récepteur, d'abord résultant de l'assemblage de sous-systèmes du commerce (cornets, coupleur, détecteur, ...). Une étape ultérieure passe par la réalisation de circuits hybrides fonctionnant à 2,45 GHz et 10 GHz, notamment la conception d'un nouveau type d'antennes plaquées compatibles avec le procédé. On aboutit ainsi à la définition d'un dispositif relativement simple, compact et de coût réduit.

Un troisième chapitre traite de trois applications particulières : la mesure de distance et la détermination de la loi horaire d'un mobile suivant une trajectoire rectiligne, la mesure de niveau. Un banc de mesure et des expérimentations ont été réalisées. Les causes d'erreur ont été analysées et modélisées numériquement. Des solutions ont été apportées, permettant une précision du pour-cent en télémétrie et détermination de la loi horaire.

D'autres applications ont été envisagées : il s'agit d'une part du déplacement d'un objet en non coopératif, pour lequel des essais sur une plaque métallique furent réalisés. Par ailleurs, nous avons tenté la détection d'inclusions dans des blocs de céramique servant de parois de four. Dans ces différents cas, une étude spécifique serait nécessaire pour aménager notre procédé dans ces cadres plus complexes.

Ce type de sujet d'étude, nouveau au laboratoire, démontre que, après la radiométrie appliquée à la thermométrie industrielle, les méthodes micro-ondes actives peuvent aussi être mises en application pour définir des capteurs, qui opèrent dans le domaine de la télémétrie.

Ce travail ne nous a pas encore permis de réaliser un transfert technologique mais les études de base que nous avons réalisées sont poursuivies comme suit :

- la méthode de détermination de la loi horaire est étendue à un problème pratique qui se complique par la méconnaissance de la distance.
- la mesure de niveau est actuellement perfectionnée, notamment dans la suite des travaux que nous venons d'exposer. Elle devrait être utilisée pour un problème intéressant l'industrie métallurgique. D'autre part, on étudie dans quelles limites de rugosité de surface la méthode peut continuer d'être exploitée.

Dans tous les cas, ces dispositifs bénéficieront, tant au niveau des performances que du coût, du progrès dans les composants impliqués (sources, lignes à retard, éléments de commutation, détecteurs,...) en technologie hybride et monolithique.

## **ANNEXE 1**

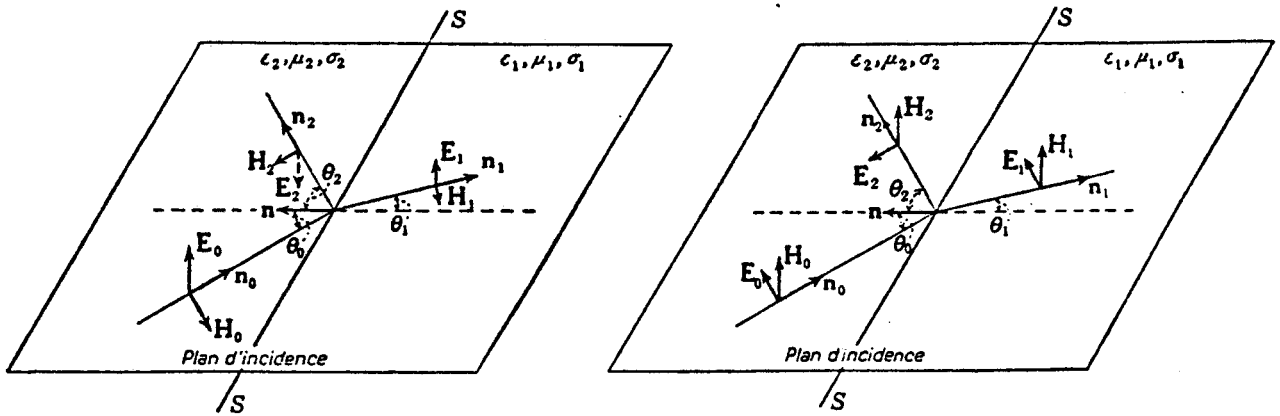


Figure A1.1 : Définition des polarisations normale et parallèle au plan d'incidence.

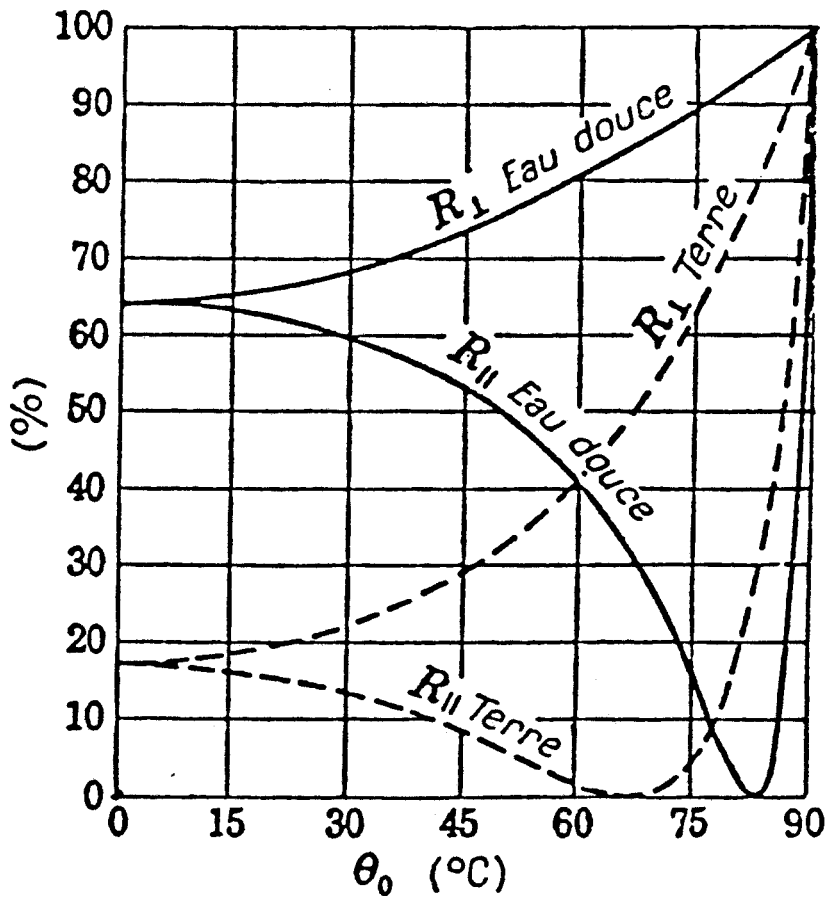


Figure A1.2 : Coefficients de réflexion en puissance en fonction de l'angle d'incidence pour l'eau douce et la terre sèche.

## ANNEXE 1

### Réflexion d'une onde plane sur une surface plane conductrice

La première loi de Snell indique que l'angle de réflexion est égal à l'angle d'incidence.

Les relations liant les amplitudes et phases des rayons incident et réfléchi font partie des équations de Fresnel. Il faut distinguer les cas où le champ électrique  $\vec{E}$  est polarisé parallèlement ou perpendiculairement au plan d'incidence, comme indiqué figure A1.1.

Le phénomène de la réflexion sur une surface plane conductrice est complexe. On peut le traiter simplement dans les deux cas limites qui suivent. Les notations utilisées sont celles de la figure A1.1 : la réflexion se fait lors de la propagation du milieu 2 vers le milieu 1.

**1 . Cas où  $\sigma_1^2 / \omega_0^2 \epsilon_1^2 \ll 1$  : comportement diélectrique.**

Les coefficients de réflexion en amplitude sont donnés par :

$$\rho_{\perp} \approx \frac{(\epsilon_{r1} - \epsilon_{r2} \sin^2 \theta_0)^{1/2} - \sqrt{\epsilon_{r2}} \cos \theta_0}{(\epsilon_{r1} - \epsilon_{r2} \sin^2 \theta_0)^{1/2} + \sqrt{\epsilon_{r2}} \cos \theta_0} \quad (\text{A1-1})$$

$$\rho_{//} \approx \frac{\epsilon_{r1} \cos \theta_0 - \sqrt{\epsilon_{r2}} (\epsilon_{r1} - \epsilon_{r2} \sin^2 \theta_0)^{1/2}}{\epsilon_{r1} \cos \theta_0 + \sqrt{\epsilon_{r2}} (\epsilon_{r1} - \epsilon_{r2} \sin^2 \theta_0)^{1/2}} \quad (\text{A1-2})$$

Quand  $\epsilon_{r1} > \epsilon_{r2}$  (passage de l'air à un autre milieu) la phase à la réflexion vaut  $\pi$ , sinon elle vaut zéro.

Pour des fréquences supérieures à 1 MHz, l'eau douce et la terre sèche se comportent comme des diélectriques en ce qui concerne leurs caractéristiques en réflexion. Les coefficients de réflexion en

puissance  $R_{\perp}$  et  $R_{//}$  en fonction de l'angle d'incidence sont donnés figure A1.2 pour la terre et l'eau douce. On note les angles de Brewster, incidence pour laquelle  $R_{//}$  est nul, situés à plus de  $60^{\circ}$ .

2. Cas où  $\sigma_1^2 / \omega_0^2 \epsilon_1^2 \gg 1$  : comportement métallique.

Les coefficients de réflexion en puissance peuvent s'écrire :

$$\rho_{\perp}^2 \approx 1 - 2x \cos \theta_0 \tag{A1-3}$$

$$\rho_{//}^2 = \frac{2 \cos^2 \theta_0 - 2x \cos \theta_0 + x^2}{2 \cos^2 \theta_0 + 2x \cos \theta_0 + x^2} \tag{A1-4}$$

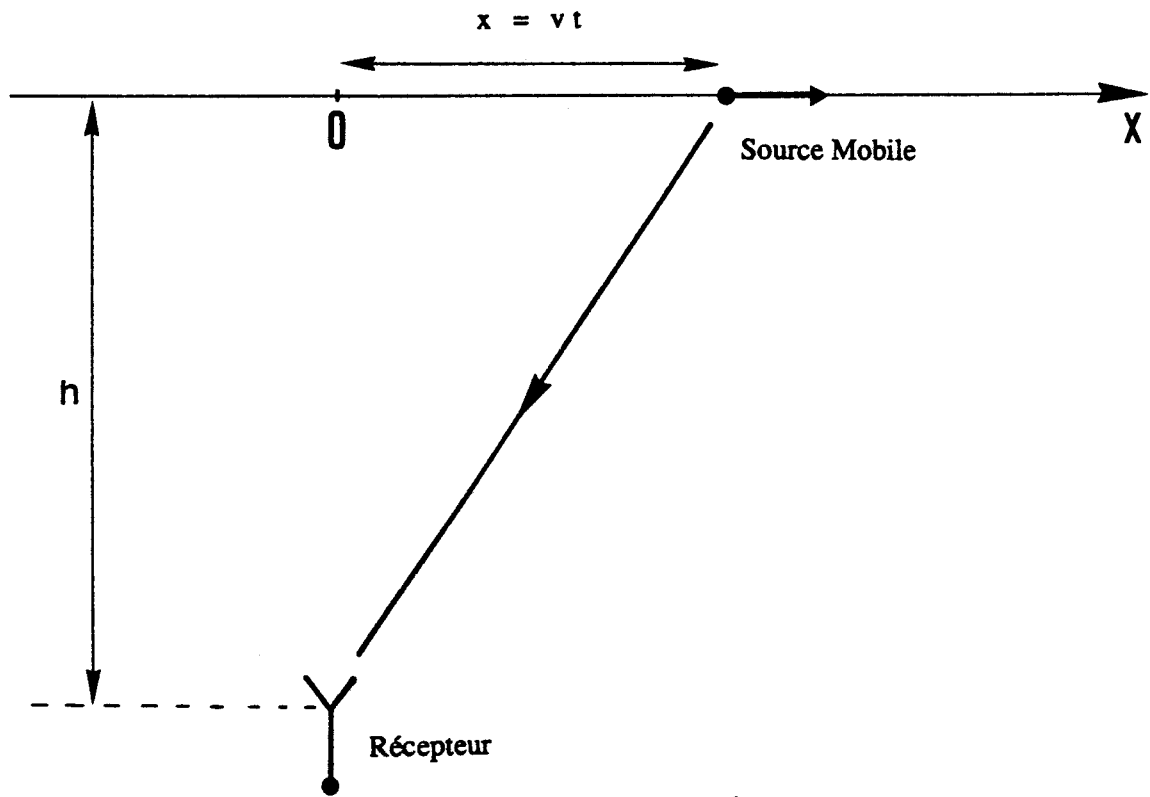
avec  $x = \sqrt{\frac{2 \omega_0 \mu_1 \epsilon_2}{\mu_2 \sigma_1}}$  et  $x \ll 1$  (conducteurs métalliques)

Les déphasages introduits à la réflexion sont donnés par :

$$\text{tg } \delta_{\perp} \approx -2x \cos \theta_0 \tag{A1-5}$$

$$\text{tg } \delta_{//} = \frac{2x \cos \theta_0}{x^2 - \cos^2 \theta_0} \tag{A1-6}$$

**ANNEXE 2**



**Figure A2.1 :** Source en mouvement rectiligne par rapport à un récepteur fixe.



## ANNEXE 2

### Mise en évidence de l'effet Doppler dans le signal de sortie

Pour simplifier l'exposé, on considère que le mobile se déplace avec une vitesse constante  $v$ .

Prenant pour origine ( $t=0, x=0$ ) le point de l'axe  $Ox$  situé devant une antenne (Fig. A2.1), le signal reçu par celle-ci s'écrit :

$$\begin{aligned} S(t) &= \frac{G_0 G_1}{\sqrt{x^2 + h^2}} \cos \left[ 2\pi f_0 t + \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{v^2 t^2 + h^2} \right] \\ &= \frac{G_0 G_1}{\sqrt{x^2 + h^2}} \cos [2\pi f_0 t + \varphi(t)] \end{aligned}$$

avec  $x = vt$ .

Remarquons que la fréquence instantanée du signal reçu est :

$$\begin{aligned} f_i(t) &= \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} [2\pi f_0 t + \varphi(t)] = f_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} \\ &= f_0 + \frac{1}{\lambda_0} \frac{v^2 t}{\sqrt{v^2 t^2 + h^2}} \end{aligned}$$

Remarquons aussi que la fréquence Doppler associée au phénomène, s'écrit par définition :

$$f_D(t) = \frac{1}{c} \frac{d|\vec{OS}(t)|}{dt} = \frac{1}{\lambda_0} \frac{v^2 t}{\sqrt{v^2 t^2 + h^2}}$$

La fréquence instantanée du signal reçu est donc :

$$f_i(t) = f_0 + f_D(t)$$

D'où

$$S(t) = \frac{G_0 G_1 V_0}{\sqrt{x^2 + h^2}} \cos \left[ 2\pi f_0 t + 2\pi \int_0^t f_D(t) dt \right]$$

Remarquons par ailleurs que  $f_D \ll f_0$ , par exemple, pour  $f_0 = 10$  GHz et  $v = 300$  m/s,  $f_{D \max} = 20$  kHz. La bande passante des antennes réceptrices sera donc toujours suffisante. Ainsi la phase  $\varphi(t)$  varie environ  $10^6$  fois moins vite que  $2\pi f_0 t$ .

Considérons maintenant le cas de notre système télémétrique. En prenant comme origine le point situé sur le plan de symétrie vertical du système, l'expression des signaux reçus par les antennes 1 et 2 s'écrit :

$$\begin{aligned}
 S_1(t) &= \frac{G_0 G_1 V_0}{\sqrt{(x+D)^2 + h^2}} \cos \left[ 2\pi f_0 t + \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{(vt+D)^2 + h^2} \right] \\
 &= \frac{G_0 G_1 V_0}{\sqrt{(x+D)^2 + h^2}} \cos [2\pi f_0 t + \varphi_1(t)] \\
 &= \frac{G_0 G_1 V_0}{\sqrt{(x+D)^2 + h^2}} \cos \left[ 2\pi f_0 t + 2\pi \int_0^t f_{D1}(t) dt \right] \\
 S_2(t) &= \frac{G_0 G_2 V_0}{\sqrt{(x-D)^2 + h^2}} \cos \left[ 2\pi f_0 t + \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{(vt-D)^2 + h^2} \right] \\
 &= \frac{G_0 G_2 V_0}{\sqrt{(x-D)^2 + h^2}} \cos [2\pi f_0 t + \varphi_2(t)] \\
 &= \frac{G_0 G_2 V_0}{\sqrt{(x-D)^2 + h^2}} \cos \left[ 2\pi f_0 t + 2\pi \int_0^t f_{D2}(t) dt \right]
 \end{aligned}$$

avec

$$f_{D1} = \frac{1}{\lambda_0} \frac{v^2 t + Dv}{\sqrt{(vt+D)^2 + h^2}} \quad \text{et} \quad f_{D2} = \frac{1}{\lambda_0} \frac{v^2 t - Dv}{\sqrt{(vt-D)^2 + h^2}}$$

Par conséquent le signal de sortie s'écrit alors :

$$S = \frac{G_0^2 G_1 G_2 V_0^2}{\sqrt{(x+D)^2 + h^2} \sqrt{(x-D)^2 + h^2}} \cos 2\pi \int_0^t (f_{D1}(t) - f_{D2}(t)) dt$$

Le signal S peut donc s'écrire soit spatialement en fonction de x, soit en faisant intervenir les fréquences Doppler qui sont ici instantanées.

**ANNEXE 3**

## ANNEXE 3

### Télémétrie des distances comprises entre quelques centimètres et quelques mètres

Elle fait souvent appel aux ultrasons ou à l'optique (spectres infrarouge et visible) mais plus rarement aux hyperfréquences.

Les principes mis en oeuvre sont de différents types :

- **mesure du temps de propagation** : bien adaptée aux ultrasons, mais difficile avec les ondes électromagnétiques étant donné la faiblesse des durées mises en jeu à courte distance.
- **mesure de déphasage** : permet l'utilisation des ondes électromagnétiques mais il faut alors lever les ambiguïtés (phase modulo  $2\pi$ ) en travaillant par exemple à 2 fréquences suffisamment rapprochées.
- **radar FMCW** : la fréquence de battement entre une onde émise, modulée en fréquence linéairement en fonction du temps, et l'onde réfléchie est proportionnelle à la distance. La limitation de l'excursion de fréquence est le principal inconvénient de la méthode.
- **interférométrie optique** : autorise des mesures très précises mais est surtout utilisée en laboratoire.
- **triangulation** : peu précise (mesure d'un angle faible), elle est utilisée par exemple dans les systèmes de mise au point automatique des appareils photographiques.
- **effet Doppler** : donne accès à la vitesse et par intégration, à une distance (nécessite un déplacement radial).
- **pneumatique** (jet d'air) ou **inductif** pour les très courtes distances (du millimètre à quelques centimètres).

## RESUME GENERAL

La croissance du marché des capteurs et l'évolution des technologies micro-ondes (antennes plaquées, circuits hybrides et intégrés monolithiques, ...) mènent tout naturellement à la recherche de nouveaux procédés permettant de développer des capteurs hyperfréquences.

Les méthodes interférométriques hyperfréquences sont largement utilisées en radionavigation, radioastronomie, etc ..., mais n'ont actuellement pas encore fait l'objet d'utilisation à courte distance dans le domaine des capteurs, sujet auquel est consacré ce travail.

Le principe du procédé est d'abord présenté pour différentes configurations du système. Après une mise en oeuvre utilisant des éléments en technologie classique, nous nous sommes attachés à la conception et la réalisation d'une tête de réception interférométrique associant notamment des antennes plaquées et un multiplieur analogique réalisés en technologie hybride. Nous proposons plusieurs méthodes de traitement permettant d'extraire des signaux les grandeurs physiques que fournira le capteur.

Les essais préliminaires ont montré les potentialités du procédé dans le domaine de la télémétrie, et la vélocimétrie, conduisant ainsi à la définition de capteurs intéressants dans un premier temps des applications telles les mesures de niveau et la détermination de la loi horaire d'un mobile.

**Mots Clefs :**

- |                   |                    |
|-------------------|--------------------|
| - interférométrie | interferometry     |
| - capteur         | sensor             |
| - antenne plaquée | microstrip antenna |
| - télémétrie      | telemetry          |
| - cinémométrie    | cinemometry        |