

N° d'ordre : 1184

50376

1984

111

50376.

1984.

111.

# THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE

pour obtenir le titre de

**DOCTEUR DE TROISIÈME CYCLE**

par

LARBI BELLARBI

MAITRE ES SCIENCES



**DEFINITION DE LA THERMOGRAPHIE MICROONDE  
PAR CORRELATION (TMOC).  
MISE EN OEUVRE D'UN PROTOTYPE DESTINE A  
LA RECONNAISSANCE D'OBJETS THERMIQUES.**



030 3 759 3

Soutenu le 12 juillet 1984 devant la Commission d'Examen

MM	E.	CONSTANT	Président
	Y.	LEROY	Rapporteur
	J.	VAN BLADEL	Examinateur
	M.	TOSSER	Examinateur
	M.	RINGEISEN	Examinateur
	J.	NOEL	Examinateur

*A la mémoire de mon Père,*

*A toute ma Famille*

*Ce travail a été effectué au Centre Hyperfréquences et Semi-conducteurs, Laboratoire associé au C.N.R.S., dirigé par Monsieur le Professeur E.CONSTANT.*

*Je lui suis profondément reconnaissant de m'avoir accueilli dans son laboratoire et de me faire l'honneur de présider le jury.*

*Je tiens à exprimer ma gratitude à Monsieur le Professeur Y.LEROY, pour m'avoir accueilli au sein du groupe "Nouvelles applications des microondes". C'est à lui que revient l'idée de cette recherche. Il m'a témoigné une aide efficace et amicale, je lui en suis très reconnaissant.*

*Je suis très honoré par la présence de  
Monsieur .VAN BLADEL, Professeur à l'Université de Gand (Belgique)  
Monsieur M.TOSSER, Professeur à l'Université de Nancy  
Monsieur M.RINGEISEN, Directeur Technique à la société ODAM  
(Wissembourg)*

*Monsieur J.NOEL, Directeur de Recherche à l'ORSTOM (Paris)  
Je les remercie de bien vouloir juger ce travail.*

*J'ai bénéficié au cours de ces années de l'aide amicale de Messieurs A.MAMOUNI et J.C. VAN DE VELDE, qu'ils trouvent ici l'expression de ma profonde reconnaissance.*

*Mes remerciements vont également à mes collègues chercheurs, M.ROBILLARD, L.ENEL, C.SEMET, M.CHIVE, A.CASTELAIN, B.DUJARDIN qui ont témoigné un grand intérêt à ce mémoire.*

*Je ne saurais oublier d'exprimer ma reconnaissance à tous les chercheurs du Centre Hyperfréquences et Semiconducteurs pour la sympathie qu'ils m'ont témoignée.*

*Madame D.VANBREMEERSCH s'est occupée de la frappe du manuscrit.  
Je voudrais la féliciter ici de la qualité de son travail et de sa grande patience.*

*Je ne saurais oublier d'adresser mes remerciements à l'équipe  
de Monsieur VANNECKE (C.R.O.U.S) qui m'a beaucoup facilité mon séjour en France.*

*Enfin je ne saurais oublier mes remerciements au personnel  
technique du Laboratoire, en particulier*

*à Monsieur PLAYEZ et Madame DELOS.*

*à MM. ANDRIES, JANNEQUIN et MICHON de l'atelier de mécanique*

*à MM. DEHORTER, PLUQUET, LEMAIRE, FAUQUEMBERGUE et CAREZ.*

*Ce travail est réalisé dans le cadre du  
Pôle Régional Génie Biologique et Médical  
Nord Pas de Calais.*

*Il a été financé par l'Etablissement Public  
Régional Nord Pas de Calais et l'ANVAR.*

# SOMMAIRE

---

## INTRODUCTION

### CHAPITRE I : PRINCIPE DE LA T.M.O.C. ET ANALYSE DU FONCTIONNEMENT

I.1	INTRODUCTION	1
I.2	PRINCIPE DE LA THERMOGRAPHIE MICROONDE PAR CORRÉLATION (T.M.O.C)	
I.2.1	<u>PRINCIPE DE BASE</u>	4
I.2.1.1.	Définition du corrélateur	
I.2.1.2.	Bruit thermique émis par un milieu dissipatif et capté par une antenne	6
I.2.1.3.	Expression du signal S en Thermographie Microonde par Corrélacion	8
I.2.2	<u>CARACTERISTIQUES ET INTERETS</u>	11
I.3	CONCEPTION DU CORRÉLATEUR ET ANALYSE DE SON FONCTIONNEMENT	15
I.3.1	<u>INTRODUCTION</u>	
I.3.2	<u>MULTIPLICATION PAR MODULATION DE PHASE</u>	16
I.3.2.1.	Principe	
I.3.2.2.	Réalisation pratique du modulateur de phase	20
a)	Modulation à l'aide d'une ligne à retard	
b)	Modulation mettant en oeuvre deux mélangeurs	
c)	Modulation par réflexion	23
I.3.3	<u>ANALYSE DE FONCTIONNEMENT DU CORRELATEUR A PARTIR DE LA MESURE DU BRUIT THERMIQUE D'UNE CHARGE LOCALISEE</u>	
I.3.3.1.	Principe d'analyse du fonctionnement	
a)	Fonctionnement à bande étroite	
b)	Fonctionnement à large bande	31

I.3.3.2. Prise en compte des imperfections éventuelles du corrélateur	33
a) Influence des pertes et des écarts de phase	
b) Influence du couplage entre les deux voies du corrélateur	37

## I.4 CONCLUSION

<u>CHAPITRE II:</u> CONSTRUCTION D'UN SYSTEME DE T.M.O.C. REPONSE A DES SOURCES DE BRUIT PONCTUELLES	48
--	----

## II.1 INTRODUCTION

## II.2 RÉALISATION D'UN PREMIER DISPOSITIF

II.2.1 <u>DESCRIPTION DU CORRELATEUR</u>	
II.2.2 <u>CARACTERISTIQUE DU CORRELATEUR</u>	50
II.2.2.1. Bande passante	
II.2.2.2. Facteur de bruit	53
II.2.2.3. Sensibilité en température du système	55
II.2.2.4. Amplitude des termes parasites	
II.2.3 <u>CHOIX DES SONDES</u>	58
II.2.3.1. Réalisation et caractéristiques des sondes	
II.2.3.2. Disposition relative des sondes	66

## II.3 ANALYSE DE FONCTIONNEMENT PRATIQUE DU PREMIER DISPOSITIF T.M.O.C

II.3.1 <u>REPONSE DE LA T.M.O.C. A L'EMISSION D'UNE SOURCE PONCTUELLE PLACÉE DANS UN MILIEU DISSIPATIF (EAU)</u>	71
II.3.1.1. Réponse de la T.M.O.C. en fonction de $x_1$ ( $\theta=0$ ; $\tau=0$ ) pour une source à une profondeur constante	
II.3.1.2. Réponse de la T.M.O.C. pour différentes valeurs de $\theta$ ( $\tau=0$ )	79
II.3.1.3. Réponse de la T.M.O.C. en fonction de $x_1$ pour différentes valeurs de $\tau$	

II.3.1.4. Réponse de la T.M.O.C en fonction de $\tau$ , pour une position donnée de la source	83
II.3.2 <u>ESSAIS SUR DES OBJETS THERMIQUES PLACES DANS UN MILIEU DISSIPATIF</u>	85
II.4 CONCLUSION	91

## CHAPITRE III : AUGMENTATION DE LA SENSIBILITE DU DISPOSITIF T.M.O.C. ET UTILISATION DE LA METHODE EN RECONNAISSANCE D'OBJET THERMIQUE 92

### III.1 INTRODUCTION

### III.2 AUGMENTATION DE LA SENSIBILITÉ DU DISPOSITIF T.M.O.C.

III.2.1 DIMINUTION DU FACTEUR DE BRUIT 94

III.2.2 REDUCTION DU COUPLAGE ENTRE LES DEUX BRAS  
DU CORRELATEUR 95

III.2.3 REGLAGE DE LA LONGUEUR DES BRAS DU CORRELA-  
TEUR

III.2.4 UTILISATION D'UNE METHODE DIFFERENTIELLE  
POUR S'AFFRANCHIR DES SIGNAUX DE DECALAGE 98

III.3 EXPLOITATION DE LA T.M.O.C. EN RECONNAISSANCE D'OBJET THERMI-  
QUE (R.O.T) 105

III.3.1 PRINCIPE DE LA RECONNAISSANCE D'OBJET THER-  
MIQUE EN T.M.O.C.

III.3.2 LOCALISATION D'UNE SOURCE PONCTUELLE PLACEE  
DANS UN MILIEU DISSIPATIF 106

III.3.2.1. Repérage de la position d'une source  
a) Repérage par déplacement des sondes  
b) Repérage sans déplacement des sondes  
par action sur  $\tau$  108

III.3.2.2. Détermination de la profondeur d'une source	108
a) Détermination de la profondeur par déplacement des sondes et mesure de la largeur du lobe principale	112
b) Détermination de la profondeur à partir de la mesure du déphasage introduit par un déplacement latéral des sondes	
c) Détermination de la profondeur à partir de la période moyenne de l'interférogramme (sans déplacement des sondes)	115

### III.3.3 LOCALISATION D'UN FRONT DE TEMPERATURE

a) Localisation d'un front par déplacement des sondes	117
b) Localisation d'un front de température sans déplacement des sondes (par action sur $\tau$ )	

### III.3.4 RECONNAISSANCE D'UN OBJET DE TAILLE MOYENNE 126

a) Etude de la réponse de la T.M.O.C. en fonction de la position des sondes pour différentes tailles d'un objet thermique	128
b) Etude de la réponse de la T.M.O.C. en fonction de l'angle $\theta$ entre les sondes	
c) Estimation de la taille d'un objet thermique à partir de l'étude de la réponse à un front latéral	134

### III.4 CONCLUSION 141

### CONCLUSION 142

### ANNEXE A 145

### ANNEXE B 148

### ANNEXE C 149

### ANNEXE D 150

### ANNEXE E 151

### BIBLIOGRAPHIE 153

## LISTE DES PARAMETRES

T.M.O.	:	Thermographie Microonde
T.M.O.C.	:	Thermographie Microonde par Corrélacion
$v = V \exp j\phi$ ou	:	tensions exprimées par leur amplitude et leur phase
$e = E \exp j\phi$	:	
*	:	symbole désignant le complexe conjugué d'une grandeur
$\Delta V_i$	:	élément de volume centré sur le point i
$T_i$	:	température de l'élément de volume $\Delta V_i$
S	:	Signal détecté en sortie du corrélateur
T	:	température d'une résistance ou d'un milieu
$a_{1i} = A_{1i} \exp j\phi_{1i}$	:	couplage entre $\Delta V_i$ et l'antenne (1) exprimés par une amplitude et une phase
R	:	Résistance exprimée en ohm (50 $\Omega$ )
k	:	constante de Boltzmann. $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$
$\tau$	:	temps de retard
$\phi_\tau$	:	déphasage introduit correspondant à $\tau$
"C"	:	position du commutateur correspondant à un déphasage égale à $\Pi$
"O"	:	position du commutateur correspondant à un déphasage égale à 0
$\lambda_g$	:	longueur d'onde correspondant à la fréquence de l'oscillateur local
IF	:	sortie de fréquence intermédiaire du mélangeur
OL	:	entrée oscillateur local
RF	:	entrée radiofréquence du mélangeur
$\bar{x}$	:	valeur moyenne dans le temps de x
C.O.	:	circuit ouvert
C.C.	:	court circuit

$\rho_c(\Gamma_c)$	:	coefficient de réflexion complexe correspondant au c.c.
$\rho_o(\Gamma_o)$	:	coefficient de réflexion complexe correspondant au c.o.
$\delta\phi_c$	:	erreur de phase correspondant à $\rho_c$
$\delta\phi_o$	:	erreur de phase correspondant à $\rho_o$
$v_{eff}$	:	valeur efficace de la tension $v$
$P$	:	une puissance
$\delta f$	:	élément de bande passante
$c$	:	vitesse d'une onde T.E.M dans le vide
$f$	:	fréquence
$\Delta l = 2\Delta l'$	:	retard spatial introduit correspondant à $\tau, \tau = \Delta l/c$
TF	:	Transformée de Fourier
TF <sup>-1</sup>	:	Transformée de Fourier inverse
G(f)	:	réponse spectrale ou transmittance du récepteur
$L_1, L_2$	:	module des pertes dans le bras 1 ou 2
$l_1, l_2$	:	longueur des bras 1 et 2 ( $\varphi$ phase correspondante)
$l'_1, l'_2$	:	longueur des bras 1 et 2 dans le sens inverse
$\lambda_{12} \lambda_{21}$	:	couplage entre les bras 1 et 2
$h_{11}$	:	couplage entre les entrées du coupleur hybride
$\rho_E$	:	coefficient de réflexion ramenée à l'entrée des deux bras
oxyz	:	référentiel lié à une sonde
ox <sub>1</sub> y <sub>1</sub> z <sub>1</sub>	:	référentiel lié aux deux sondes (antenne synthétique)
$D_V$	:	diamètre ou largeur d'un objet thermique
$L_V$	:	longueur d'un objet thermique

# INTRODUCTION

Des études menées au cours de ces dernières années ont démontré les possibilités d'applications de la Radiométrie ou Thermographie Microonde ( T.M.O. ) dans le domaine du Génie Biomédical ( G.B.M. ) et des applications industrielles[1][2][3]

En G.B.M., la T.M.O. est à la base d'une thermométrie non invasive concernant une couche sous cutanée de tissus atteignant plusieurs centimètres. Il en résulte les applications suivantes :

- Etudes diagnostiques et investigations thermologiques: détection et suivi de tumeurs thermogènes [4] , étude de pathologies ostéoarticulaires [5] , ergonomie [6] .
- Contrôle atraumatique de température en hyperthermie (thérapeutique des cancers) [7][8]
- Etude des effets inflammatoires résultant de l'application locale d'une dose intense de rayonnements ionisants [9].

En ce qui concerne la France, le Centre Anti-Cancer Oscar Lambret, la Clinique de Bourgogne (Lille), le Centre de Médecine Nucléaire (Nancy), le Laboratoire de Thermologie (Strasbourg) et le CEA- CNRZ-INRA (Jouy en Josas) utilisent actuellement ces techniques.

Suite aux études réalisées au Centre Hyperfréquences et Semiconducteurs, en collaboration avec le Centre de Technologie Biomédicale, INSERM (Lille) (Pôle Régional GBM Nord Pas de Calais), des systèmes T.M.O. et HYL CAR (Hyperthermie locale avec contrôle atraumatique par radiométrie) sont actuellement développés par la Société ODAM (Wissebourg). Une procédure de transfert Evaluation de Prototypes va être effectuée sur ces derniers systèmes : elle

est organisée par le Ministère de l'Industrie et de la Recherche (MIR) et l'INSERM et concerne six centres cliniques français.

Dans le domaine des applications industrielles, la T.M.O. intéresse actuellement la mesure des températures de nappes textiles (Institut Textile de France Lyon).

Du point de vue des méthodes, on assiste à une complexité croissante des dispositifs. Le radiomètre de Dicke a d'abord été perfectionné par l'introduction de la méthode de Zéro [10]. Le contrôle atraumatique par radiométrie en hyperthermie n'a été rendu possible que par le solutionnement de problèmes d'intermodulation entre générateur et récepteur [11]. Plusieurs types de systèmes d'imageries ont déjà été réalisés, ils procèdent soit à partir d'une sonde mobile dont on repère la position [12], soit à partir d'un système multisonde [13] [14].

Les premiers systèmes T.M.O. s'inspiraient de la radioastronomie [15]; il en est de même de la Thermographie Microonde par Corrélacion (T.M.O.C.), qui conduit à la réalisation de systèmes assimilables à des interféromètres à deux antennes. Ces dispositifs fonctionnent en champ proche en présence d'un milieu dissipatif dont on veut connaître la température. Ce procédé consiste à réaliser une antenne synthétique en reliant deux sondes à un corrélateur.

Comme nous le montrerons, l'information radiométrique est ici tout à fait différente de celle obtenue par les autres méthodes T.M.O.; en particulier cette méthode est essentiellement sensible aux gradients thermiques. De plus l'expérimentateur dispose de nouvelles possibilités, il peut agir sur la position relative des deux sondes et sur le temps de retard du corrélateur. Nous montrerons que l'on peut tirer profit de ces caractéristiques pour aboutir à un accroissement notable de la résolution spatiale.

Le travail que nous décrivons est découpé comme suit:

Dans une première partie, nous présentons les principes de la T.M.O.C. et analysons son mode de fonctionnement.

Dans une seconde partie, nous décrivons le premier

systeme realise et son utilisation pour analyser la reponse de sources de bruit ponctuelles.

La troisieme partie est consacree a la recherche d'une augmentation de la sensibilite du systeme et a son exploitation pour la detection et la localisation de volumes thermogenes situes dans un milieu dissipatif (Reconnaissance d'objet Thermique).

## CHAPITRE I

### PRINCIPE DE LA T.M.O.C. ET ANALYSE DU FONCTIONNEMENT

#### I.1 INTRODUCTION

Faisant suite à des études sur l'élaboration de procédés et la conception de systèmes fondés sur l'utilisation de radiomètres à une seule sonde [10 à 18], le groupe Nouvelles Applications des Microondes du Centre Hyperfréquences et Semiconducteurs s'oriente maintenant vers l'exploitation des possibilités de radiomètres à antenne synthétique, du type Thermographie Microonde par Corrélation [19][20]. Nous présentons dans ce chapitre les bases de ces études.

#### I.2 PRINCIPE DE LA THERMOGRAPHIE MICROONDE PAR CORRÉLATION (T.M.O.C.)

##### I.2.1 PRINCIPE DE BASE

###### I.2.1.1 Définition d'un corrélateur

On définit un corrélateur [21][22][23] comme étant un système (figure 1) ayant deux entrées (1) et (2) (signaux  $v_1(t)$  et  $v_2(t)$ ) et qui produit en sortie un signal  $S$  tel que :

$$S(\tau) = v_1(t) \cdot v_2^*(t-\tau) \quad (1)$$

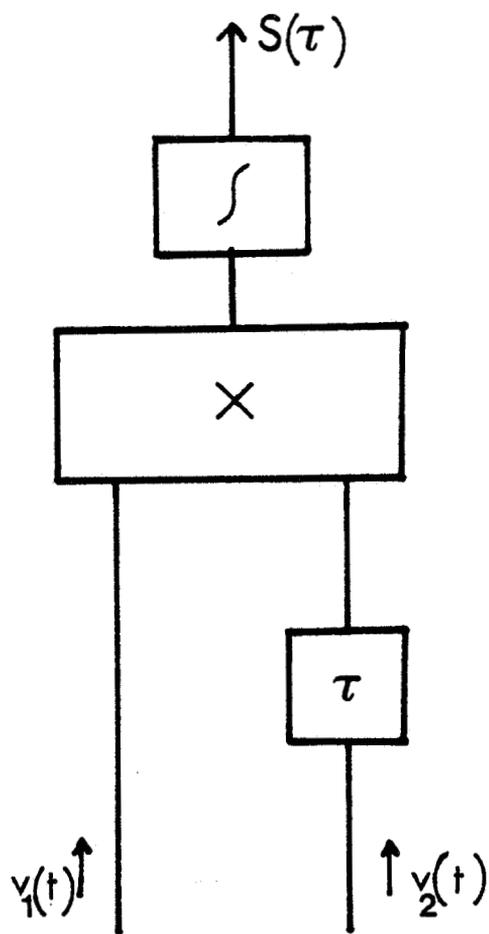


Figure 1 : Principe d'un corrélateur

Le système réalise donc successivement trois fonctions:

- il fait subir un retard  $\tau$  à  $v_2(t)$
- il effectue le produit de  $v_1(t)$  et  $v_2''(t-\tau)$
- il intègre le résultat du produit de  $v_1(t)$  et  $v_2''(t-\tau)$ .

I.2.1.2 Bruit thermique émis par un milieu dissipatif et capté par une antenne

Considérons une antenne, ou sonde, placée sur un milieu dissipatif et évaluons le bruit thermique reçu par cette antenne, provenant d'un volume élémentaire  $\Delta V_i$  porté à la température  $T_i$ .

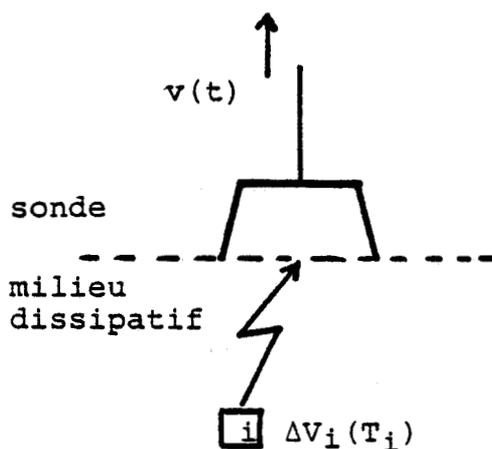


Figure 2: Antenne (sonde) appliquée sur milieu dissipatif

L'émission thermique de ce milieu résulte de l'addition des rayonnements individuels incohérents des molécules ou groupes de molécules qui le constituent. Les signaux émis par ces différentes sources ne présentent donc aucune relation de phase entre eux [24].

Du point de vue électromagnétique, le milieu est assimilable à une infinité de dipôles élémentaires ayant des orientations aléatoires, avec une distribution uniforme dans le cas d'un

milieu isotrope. On peut considérer que chaque élément de volume  $\Delta V_i$  est constitué d'un grand nombre de ces émetteurs et qu'il cède une certaine puissance de bruit à la sonde.

D'après la loi de Rayleigh Jeans, la puissance de bruit thermique rayonnée par l'élément de volume  $\Delta V_i$  est proportionnelle à sa température absolue  $T_i$ .

Par ailleurs, en vertu du théorème de réciprocité [20] [25], le couplage entre un volume  $\Delta V_i$  et la sonde est proportionnel à la puissance dissipée dans  $\Delta V_i$  en mode actif lorsque la sonde est l'émetteur. Le coefficient de couplage s'écrit donc  $\sigma_i E_i^2 \Delta V_i$  avec  $\sigma_i$  la conductivité et  $E_i$  l'amplitude du champ au point considéré.

La puissance totale du bruit thermique captée par la sonde est donc :

$$P = k' \sum_{i=1}^{\infty} \sigma_i E_i^2 T_i \Delta V_i \quad (2)$$

Notons que l'on détermine facilement le terme  $K'$  à condition de connaître les valeurs de  $\sigma_i$  et  $E_i$  en tout point du matériau couplé à la sonde. En effet, lorsque  $T_i = C^{te} = T$  et pour un Hertz de bande passante on a :

$$P = \kappa T (1 - \rho) \quad (3)$$

avec  $k$  : la constante de Boltzman

$\rho$  : le coefficient de réflexion en puissance à l'interface [16]

En d'autres termes, on peut aussi définir un terme de couplage qui est une grandeur complexe  $a_i$ , soit, en mode actif le rapport entre le champ rayonné en  $\Delta V_i$ , et celui qui existe dans l'ouverture de la sonde. En fonctionnement passif,  $\Delta V_i$  rayonne un signal auquel on peut associer un champ  $\mathcal{E}_i(t)$ , dont l'amplitude est proportionnelle à  $\sqrt{T_i}$  [26][27]. Le champ total  $E(t)$  capté par

la sonde résulte de la somme des signaux provenant des différents volumes élémentaires, soit:

$$E(t) = \sum_{i=1}^{\infty} a_i \mathcal{E}_i(t) \quad (4)$$

La tension  $v(t)$  recueillie par la sonde est proportionnelle à  $E(t)$ .

Signalons que les expressions (2) (4) permettent de calculer les signaux radiométriques, à condition d'effectuer une sommation dans la bande passante qui est l'intersection de celles des composants du système.

### I.2.1.3 Expression du signal S en Thermographie Microonde par Corrélation

Etendons ce type de raisonnement au cas de la Thermographie Microonde par corrélation.

Les signaux thermiques captés par deux sondes sont à l'origine des tensions  $v_1(t)$  et  $v_2(t)$  appliquées au corrélateur (figure 3).

Considérons chaque volume élémentaire  $\Delta V_i$  ou  $\Delta V_j$  (température  $T_i$  et  $T_j$ ) dont le couplage aux sondes (1) et (2) est caractérisé par les paramètres  $a_{1i}$ ,  $a_{2i}$  et  $a_{1j}$ ,  $a_{2j}$ .

Par application de la relation (4) nous avons :

$$E_1(t) = \sum_{i=1}^{\infty} a_{1i} \mathcal{E}_i(t) \quad (5)$$

$$E_2(t) = \sum_{j=1}^{\infty} a_{2j} \mathcal{E}_j(t) \quad (6)$$

avec  $\mathcal{E}_i(t)$ ,  $\mathcal{E}_j(t)$  les champs électriques rayonnés, d'origine thermique en  $i$  et  $j$

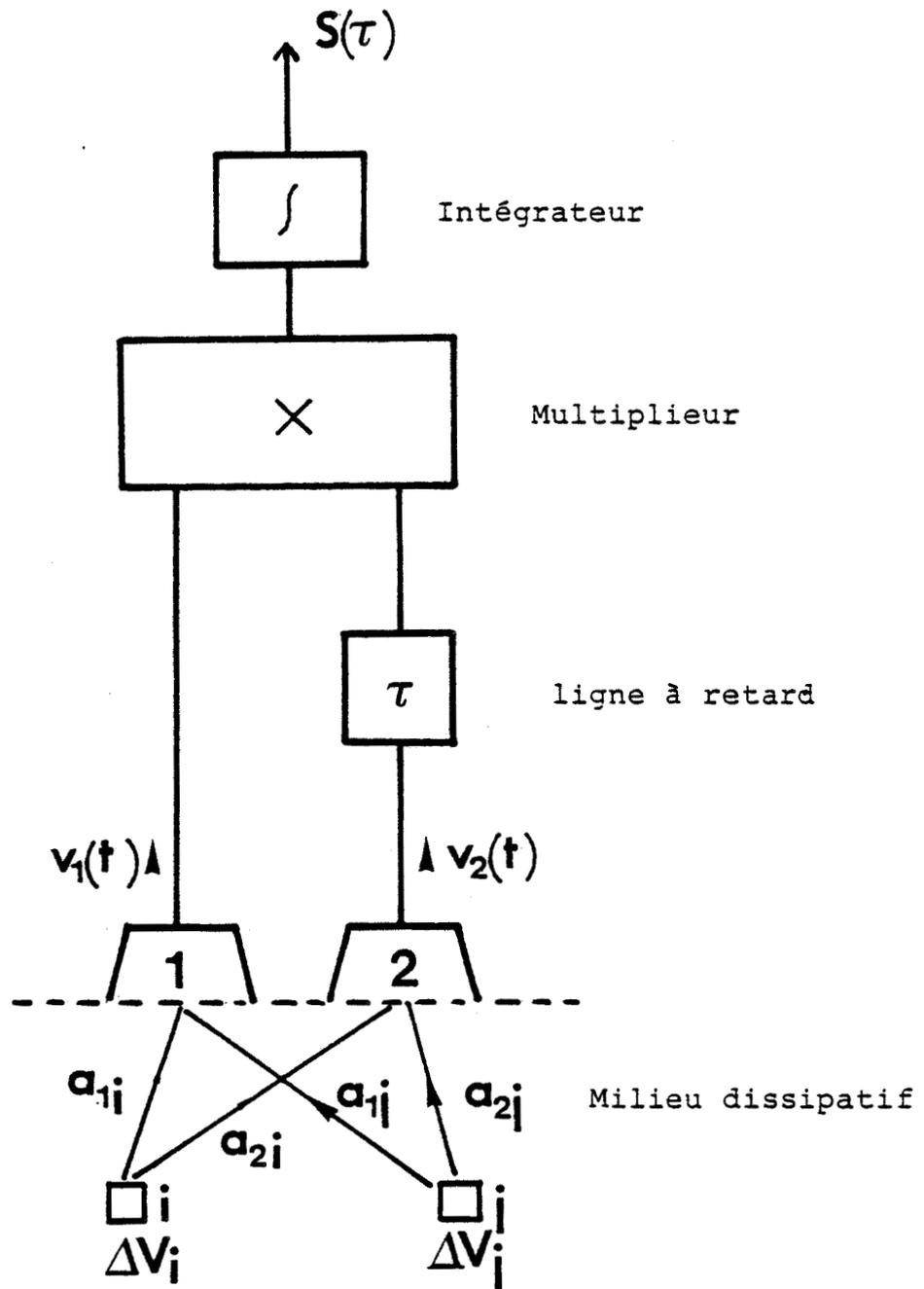


Figure 3 : Schéma de principe d'un Thermographe  
Microonde par Corrélation

Les champs  $E_1(t)$  et  $E_2(t)$  sont à l'origine des tensions  $v_1(t)$  et  $v_2(t)$  par l'intermédiaire de coefficients de proportionnalité  $K_1$ ,  $K_2$ .

Le signal de sortie du corrélateur sera donc :

$$S(\tau) = \overline{v_1(t) \cdot v_2^*(t-\tau)}$$

avec  $v_2(t-\tau) = v_2(t) \exp(-j \phi_\tau)$

et  $\phi_\tau = 2\pi f \tau$

$$S(\tau) = \overline{K_1 \left( \sum_{i=1}^{\infty} a_{1i} \cdot \mathcal{E}_i(t) \right) \cdot K_2 \left( \sum_{j=1}^{\infty} a_{2j} \cdot \mathcal{E}_j(t) \cdot \exp -j \phi_\tau \right)^*}$$

Or, comme deux dipôles distincts rayonnent des signaux incohérents,  $S(\tau)$  est nul pour tout  $i \neq j$  d'où :

$$\begin{aligned} S(\tau) &= \overline{K_1 K_2 \sum_{i=1}^{\infty} a_{1i} \cdot a_{2i}^* \cdot \exp j \phi_\tau \cdot \mathcal{E}_i(t) \mathcal{E}_i^*(t)} \\ &= K_1 K_2 \sum_{i=1}^{\infty} a_{1i} a_{2i}^* \cdot \exp j \phi_\tau \cdot \overline{|\mathcal{E}_i(t)|^2} \quad (8) \end{aligned}$$

$\overline{|\mathcal{E}_i(t)|^2}$  étant le carré moyen des champs créés par tous les dipôles de  $\Delta V_i$ . D'après la loi de Rayleigh Jeans, cette grandeur est proportionnelle à la température  $T_i$  dans l'élément de volume  $\Delta V_i$  [26] [27].

Par conséquent

$$S(\tau) = K \sum_{i=1}^{\infty} T_i a_{1i} a_{2i}^* \exp j \phi_\tau \quad (9)$$

Notons que cette relation n'est valable que lorsque les champs créés en mode actif dans  $\Delta V_i$  par les deux sondes ont la même orientation. Dans le cas contraire, il est nécessaire d'introduire un terme en  $\cos \psi_i$  dans la relation (9), avec  $\psi_i$  l'angle que font les orientations du champ créé en  $\Delta V_i$  par les deux sondes en mode actif (Annexe A).

Dans ces conditions la relation (9) s'écrit :

$$S(\tau) = K \sum_{i=1}^{\infty} T_i \cdot a_{1i} \cdot a_{2i}^* \cdot \exp j \phi_{\tau} \cdot \cos \psi_i \quad (10)$$

avec  $a_{1i} = A_{1i} \exp(j\phi_{1i})$  et  $a_{2i} = A_{2i} \exp(j\phi_{2i})$   
 $A_{1i}$  et  $A_{2i}$  = modules correspondant à  $a_{1i}$  et  $a_{2i}$   
 $\phi_{1i}$  et  $\phi_{2i}$  = phases correspondant à  $a_{1i}$  et  $a_{2i}$

### I.2.2 CARACTERISTIQUES ET INTERETS

L'intérêt primordial de la T.M.O.C. réside dans le fait que l'on dispose d'un procédé différent de la T.M.O classique, puisque en réalité, il s'agit d'un système radiométrique doté d'une antenne synthétique couplée au milieu dissipatif.

La relation (10) peut s'écrire :

$$S(\tau) = K \sum_{i=1}^{\infty} T_i A_{1i} A_{2i} \cos(\phi_{1i} - \phi_{2i} + \phi_{\tau}) \cdot \cos \psi_i \quad (11)$$

Chacun des volumes élémentaires cède à l'antenne un signal proportionnel à sa température; il est couplé au système par un paramètre dépendant :

- du produit des modules des coefficients de couplage

de chacune des antennes.

- de la différence entre les déphasages dans le milieu ( $\phi_{1i} - \phi_{2i}$ ).
- du déphasage  $\phi_{\tau}$  correspondant au temps de retard du corrélateur.

- de l'angle  $\psi_i$  que font entre elles les orientations des champs rayonnés par les deux sondes en mode actif, au point considéré.

Dans ces conditions, et ceci est fondamental, un volume élémentaire ne participe au signal de sortie du système que s'il est couplé à la fois aux deux sondes.

Par ailleurs, les paramètres de couplage résultant, associés aux différents volumes élémentaires peuvent être contrôlés par l'expérimentateur :

- soit par action sur la position relative des sondes
- soit par action sur  $\tau$  ( $\phi_{\tau}$ ).

Par conséquent, on dispose d'un diagramme de sensibilité (ou diagramme de rayonnement par réciprocité), qui a la particularité d'être contrôlable par l'opérateur et susceptible d'être modifié au cours de l'expérience.

Cette méthode a en outre la particularité de n'être sensible qu'aux gradients thermiques [20] [26]. Le signal de sortie est identiquement nul si le milieu sous investigation est à une température uniforme, et ceci quelque soit cette température. En d'autres termes, la relation (10) devient :

$$S(\tau) = K \sum_{i=1}^{\infty} T_i \cdot a_{1i} \cdot a_{2i}^* \cdot \exp j\phi_{\tau} \cdot \cos \psi_i = 0 \quad (12)$$

si  $T_i = \text{Cte}$  quelque soit  $i$

On démontre cette propriété, en considérant le cas où le système constitué par le radiomètre et le milieu dissipatif couplé est isotherme, et en remarquant que le schéma de principe (figure 3) peut aussi se ramener à celui de la figure 4. Dans ces conditions, le détecteur du radiomètre étant assimilable à une

charge adaptée. Les puissances thermiques qu'échangent entre eux la charge et le milieu dissipatif sont nécessairement égales. Cet équilibre des transferts radiatifs est une conséquence du deuxième principe de la thermodynamique. Cette propriété est vraie quels que soient la position relative des sondes et le temps de retard du corrélateur. Que les sondes aient un volume de couplage en commun ou non, ne change en rien la puissance reçue par le récepteur. Ceci signifie en particulier qu'en présence d'un milieu dans lequel règne une température uniforme, la contribution au signal de sortie des signaux corrélés est nulle.

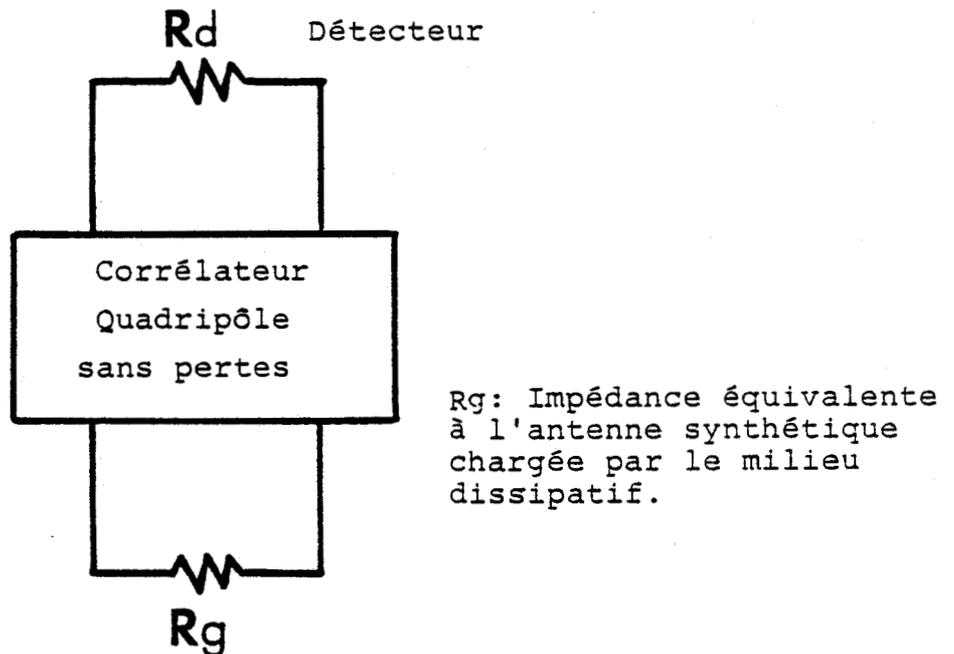


Figure 4 : Schéma simplifié correspondant  
à la transposition de la figure 3

Remarque :

\* Si on considère par exemple un milieu dissipatif, à température uniforme  $T_2$ , comportant une zone  $V_1$  à température différente  $T_1$ , d'après (10), on peut écrire :

$$\begin{aligned} S(V_1, \tau) &= K \sum_{i=1}^{\infty} a_{1i} a_{2i}^* \cdot \exp j \phi_{\tau} \cdot \cos \psi_i \cdot T_i \\ &= K \sum_{i \in V_1} a_{1i} a_{2i}^* \cdot \exp j \phi_{\tau} \cdot \cos \psi_i \cdot T_1 \\ &\quad + K \sum_{i \notin V_1} a_{1i} a_{2i}^* \cdot \exp j \phi_{\tau} \cdot \cos \psi_i \cdot T_2 \end{aligned}$$

Si on pose  $T_1 = (T_1 - T_2) + T_2$

$$\begin{aligned} S(V_1, \tau) &= K \sum_{i \in V_1} a_{1i} \cdot a_{2i}^* \cdot \exp j \phi_{\tau} \cdot \cos \psi_i \cdot T_1 - T_2 \\ &\quad + K \sum_{i=1}^{\infty} a_{1i} \cdot a_{2i}^* \cdot \exp j \phi_{\tau} \cdot \cos \psi_i \cdot T_2 \end{aligned}$$

Le dernier terme est nul d'après (12); d'où :

$$S(V_1, \tau) = K \sum_{i \in V_1} (T_1 - T_2) a_{1i} \cdot a_{2i}^* \cdot \exp j \phi_{\tau} \cdot \cos \psi_i$$

Soit, en considérant la partie réelle :

$$S(V_1, \tau) = K \sum_{i \in V_1} (T_1 - T_2) A_{1i} A_{2i} \cos(\phi_{1i} - \phi_{2i} + \phi_{\tau}) \cdot \cos \psi_i \quad (14)$$

Cette remarque montre déjà que le système est particulièrement sensible aux gradients thermiques existant dans le milieu dissipatif sous investigation.

"Comme dans le paragraphe précédent, nous avons donné des expressions qui s'appliquent à une fréquence unique. La pratique implique que ces relations soient étendues à la bande de fréquence qui est celle du système.

EN CONCLUSION DE CE PARAGRAPHE, retenons les caractéristiques pratiques importantes de la T.M.O.C. :

"L'Expérimentateur dispose du contrôle de la position relative des sondes et du temps de retard du corrélateur. Par action sur ces paramètres, il peut modifier le diagramme de sensibilité de l'antenne synthétique au cours de l'expérience.

"La somme des contributions au signal de sortie d'un milieu dissipatif à température uniforme est nulle quelle que soit sa température. En contrepartie, l'existence d'un signal détecté indique la présence d'un gradient thermique dans le volume couplé.

### I.3 CONCEPTION DU CORRÉLATEUR ET ANALYSE DE SON FONCTIONNEMENT

#### I.3.1 INTRODUCTION

En radioastronomie, on peut distinguer deux principaux types de récepteurs à corrélation [28][29].

Le premier réalise la fonction directement à l'aide d'un multiplieur et le deuxième met en oeuvre un interféromètre à modulation de phase [26][30]. Nous avons travaillé selon cette dernière méthode étant donné que les multiplieurs analogiques du commerce, ne fonctionnent qu'en basses fréquences (jusqu'à environ 10 MHz).

Notons en plus que le principe de la modulation de phase permet également d'éliminer une partie du bruit en  $\frac{1}{F}$  généré par la chaîne d'amplification en effectuant une translation de fré-

quences ( de l'ordre de quelques dizaines de Hertz [ 31 ] ) de telle sorte que le bruit de fluctuation très basses fréquences devient négligeable. En sortie, on peut restituer l'information sous forme d'un signal continu par simple démodulation synchrone [29][32] , comme nous le verrons par la suite.

### I.3.2 MULTIPLICATION PAR MODULATION DE PHASE

#### I.3.2.1 Principe

Cette technique a été introduite par Ryle en 1952 [30]; elle consiste à moduler en phase (0 ou  $\Pi$ ) l'une des tensions  $v_1(t)$  au rythme du signal de référence de la détection synchrone. Le schéma de base est donné figure 5 .

Il comprend :

- un déphaseur permettant d'introduire un retard de phase variable  $\Phi_\tau$  ( ce qui correspond à un retard temporel  $\tau$  ).
- un modulateur de phase introduisant une phase 0. (position 0) ou  $\Pi$  (position C), commandé par un signal d'horloge périodique.
- un additionneur de puissance ( ou coupleur hybride (Annexe B) ) effectuant la somme des deux tensions résultantes.
- un détecteur quadratique (Annexe C).
- une détection synchrone (Annexe D).

Si l'on considère deux tensions corrélées, c'est à dire ayant entre elles une relation de phase :

$$v_1(t) = V_1 \exp(j\phi_1) \quad \text{et} \quad v_2(t) = V_2 \exp(j\phi_2)$$

On obtient en sortie, deux tensions qui dépendent de la position du commutateur.

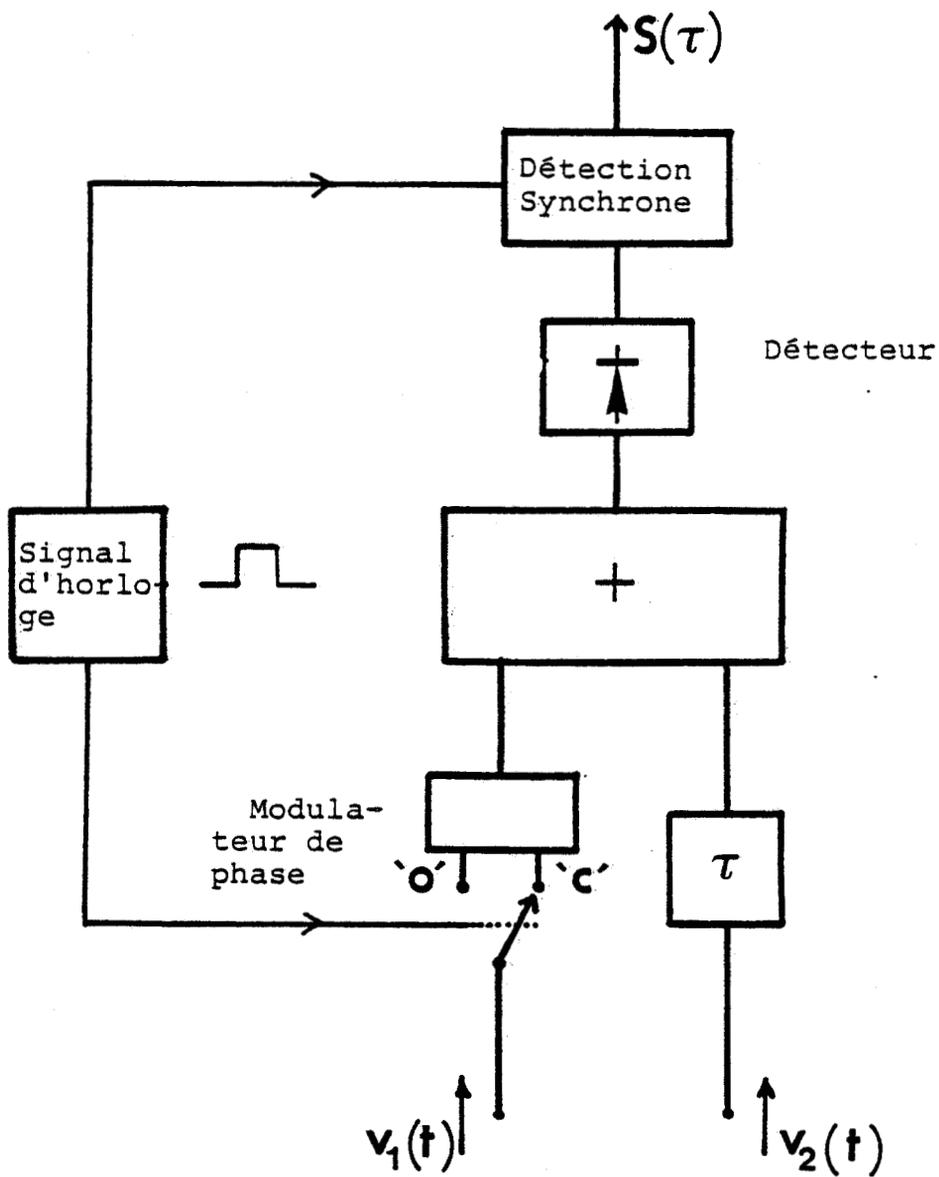


Figure 5 : Schéma de principe d'un corrélateur à modulation de phase

1<sup>er</sup> Alternance : Commutateur en position 0

$$v(t) = v'(t) = V_1 \exp j\varphi_1 + V_2 \exp j(\varphi_2 - \phi_\tau)$$

d'où un signal détecté proportionnel à :

$$|v'|^2 = V_1^2 + V_2^2 + 2 V_1 V_2 \cos[(\varphi_1 - \varphi_2) + \phi_\tau]$$

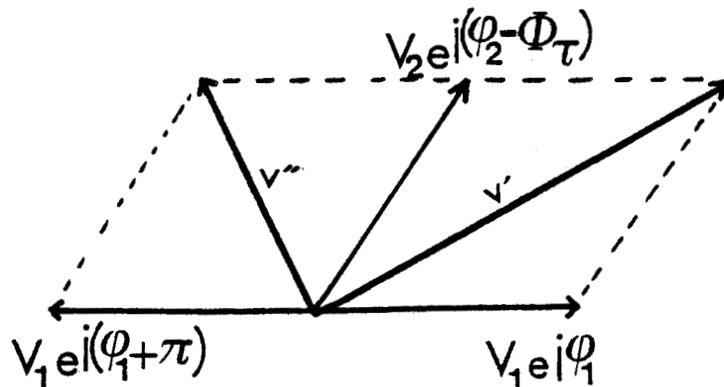


FIG 6

2<sup>ème</sup> Alternance : Commutateur en position C

$$v(t) = v''(t) = V_1 \exp j(\pi + \varphi_1) + V_2 \exp j(\varphi_2 - \phi_\tau)$$

d'où un signal détecté en sortie proportionnel à :

$$|v''|^2 = V_1^2 + V_2^2 - 2 V_1 V_2 \cos[\varphi_1 - \varphi_2 + \phi_\tau]$$

Après détection synchrone, on obtient en sortie une différence de potentiel proportionnelle à  $|v'|^2 - |v''|^2$  c'est à dire :

$$4 V_1 V_2 \cos[\varphi_1 - \varphi_2 + \phi_c] \quad (15)$$

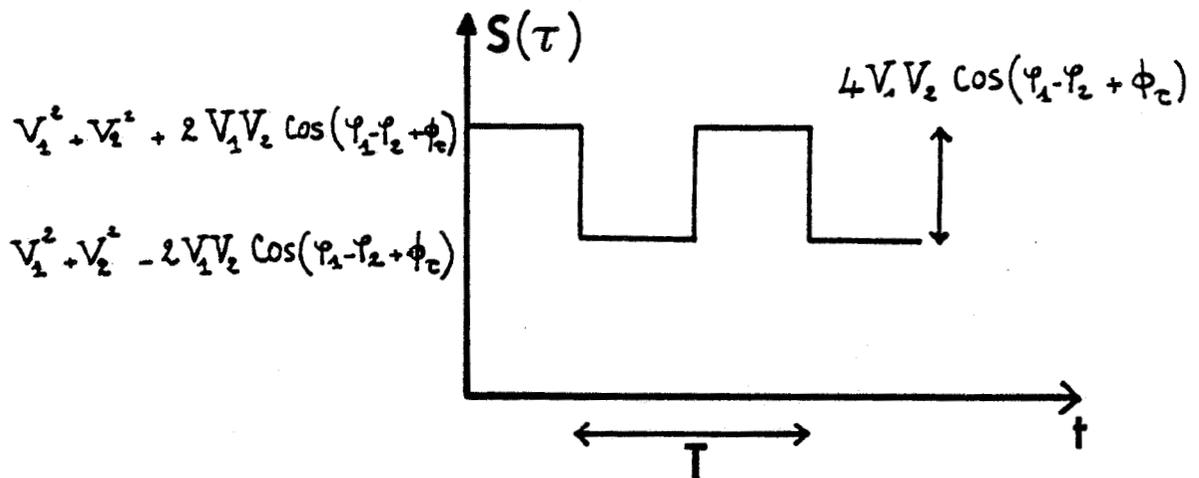


Fig 7

Nous allons voir maintenant, comment on peut réaliser cette fonction en pratique.

### I.3.2.2 Réalisation pratique du modulateur de phase

Nous avons distingué trois techniques de modulation de phase :

- Modulation à l'aide d'une ligne à retard
- Modulation mettant en oeuvre deux mélangeurs
- Modulation par réflexion .

#### a) Modulation à l'aide d'une ligne de retard

Elle consiste, à l'aide de deux commutateurs, à ajouter par l'un des bras, une différence de marche d'une demi-longueur d'onde, lors de l'une des alternances ( figure 8 ).

Cette méthode est intéressante par sa simplicité, mais ne peut fonctionner que dans une bande de fréquence réduite . La réception du bruit s'effectuant généralement à large bande ( environ 800MHz de part et d'autre de 3 GHz en ce qui concerne le système que nous allons décrire ). C'est pourquoi, cette méthode ne sera pas retenue.

#### b) Modulation mettant en oeuvre deux mélangeurs

On considère le schéma donné figure 9 [31] , qui comporte deux mélangeurs alimentés par un seul oscillateur local. On évite les inconvénients signalés dans la solution précédente, en faisant travailler le système de modulation de phase à une fréquence unique, celle de l'oscillateur local. Le temps de retard est introduit soit après l'entrée (2), soit dans l'un des circuits de l'oscillateur local. La partie R.F. comporte, comme dans la solution précédente, un coupleur hybride suivi d'un détecteur. Le but recherché est atteint compte tenu du fait que le changement de fréquence conserve les caractéristiques des signaux en amplitude et en phase.

Cependant, les possibilités de ce système, peuvent être limitées par l'existence des signaux parasites issus de l'oscillateur local; l'entrée O.L. et la sortie de mélangeur ne sont pas parfaitement isolées, il peut en résulter un terme corrélé parasite, qui risque de masquer le signal utile [33].

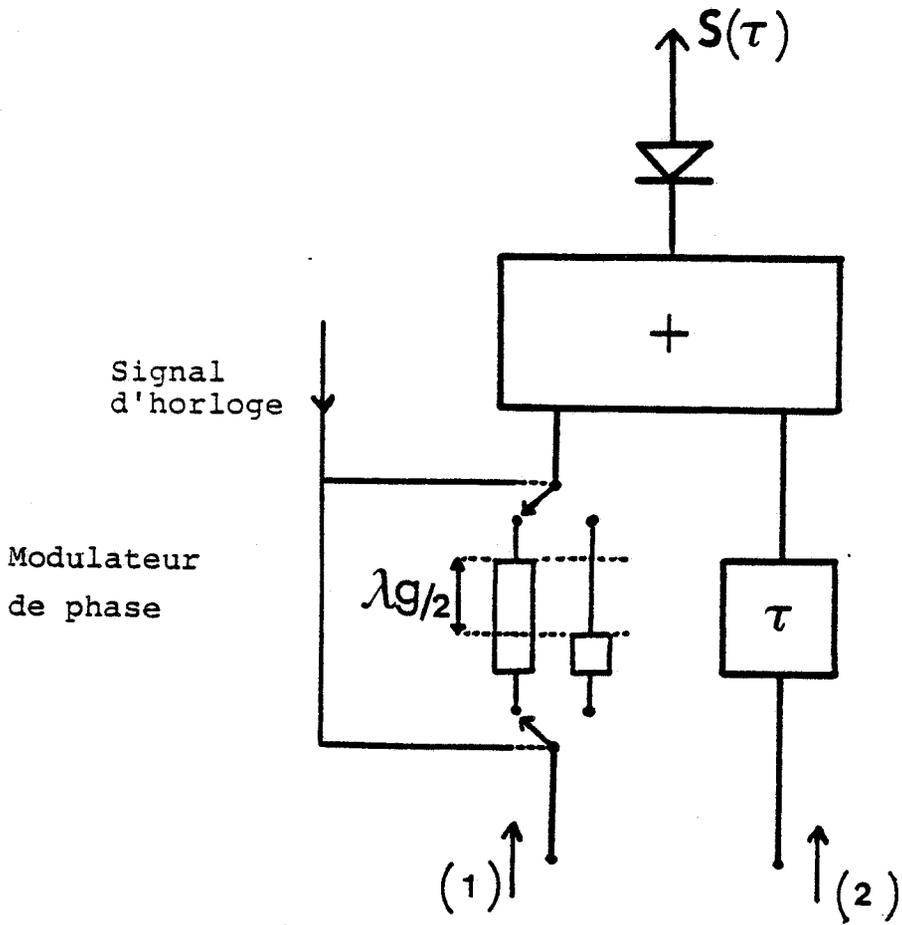


Figure 8 : Principe d'un corrélateur à modulation de phase utilisant une ligne à retard

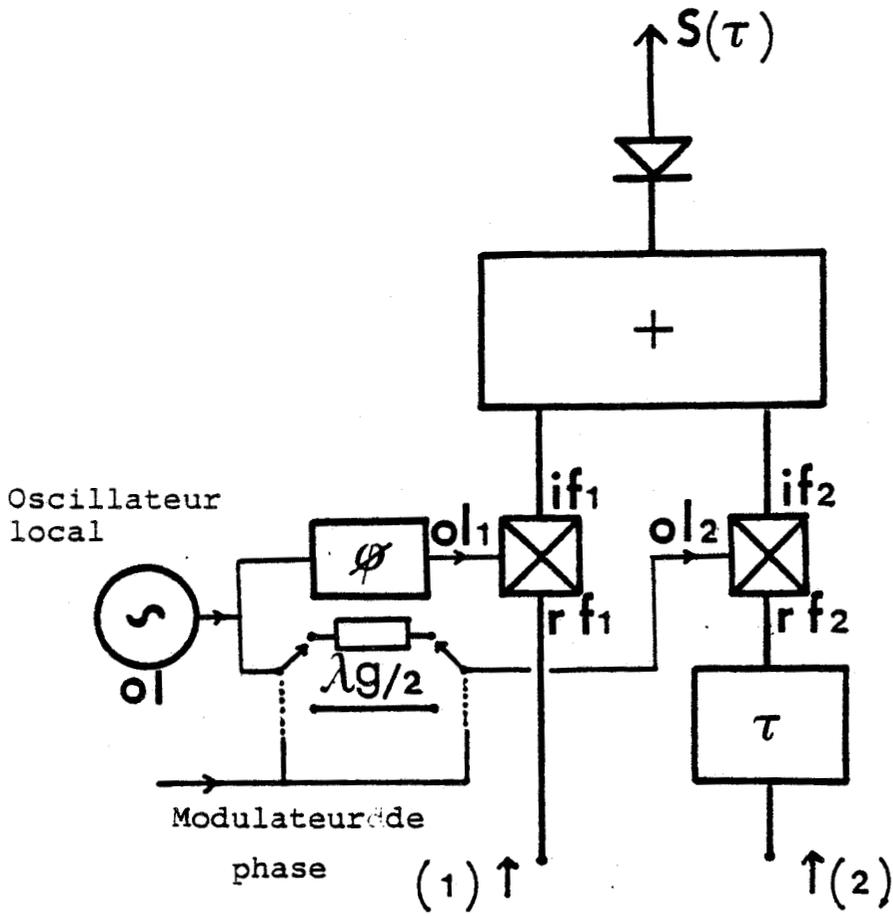


Figure 9: Principe d'un corrélateur à modulation de phase mettant en oeuvre deux mélangeurs

### C) Modulation par réflexion

Cette troisième méthode, consiste à effectuer une modulation de phase par réflexion effectuée de façon alternative, soit sur un court-circuit, soit sur un circuit ouvert, figure 10 [20].

A la différence du premier procédé cité, celui-ci, est capable de fonctionner dans une très large bande de fréquence. Pour assurer l'égalité dans toute la bande de fréquence des longueurs électriques des deux bras, on symétrise le circuit en introduisant un deuxième circulateur associé à une ligne court-circuitée figure 11 servant à réaliser le retard  $\tau$  du corrélateur.

Par ailleurs, il est possible de définir exactement la position des courts-circuits et circuits-ouverts à l'aide de lignes de longueurs ajustables.

C'est cette méthode, que nous avons retenue lors des études préliminaires.

## I.3.3 ANALYSE DE FONCTIONNEMENT DU CORRELATEUR A PARTIR DE LA MESURE DU BRUIT THERMIQUE D'UNE CHARGE LOCALISEE

Après avoir défini la structure du système, nous allons analyser la réponse à une ou plusieurs sources de bruit. Nous allons aussi estimer l'influence des imperfections des composants.

Dans cette étape, nous déterminons le signal de sortie pour deux résistances  $R_1$  et  $R_2$  placées à l'entrée.

### I.3.3.1 Principe d'analyse du fonctionnement

#### a) Fonctionnement à bande étroite

Considérons le corrélateur représenté (figure 12) situé au dessus de la ligne en pointillé. Le coupleur hybride  $H_1$

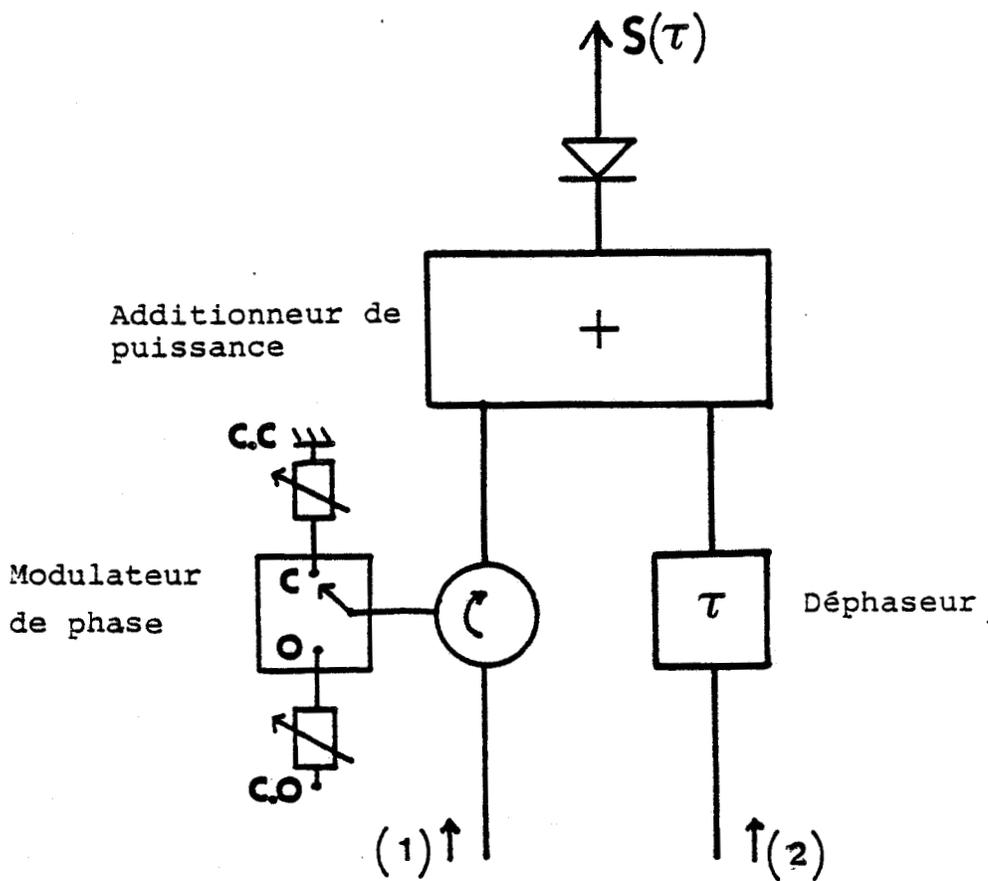


Figure 10 : Principe d'un corrélateur à modulation de phase par réflexion

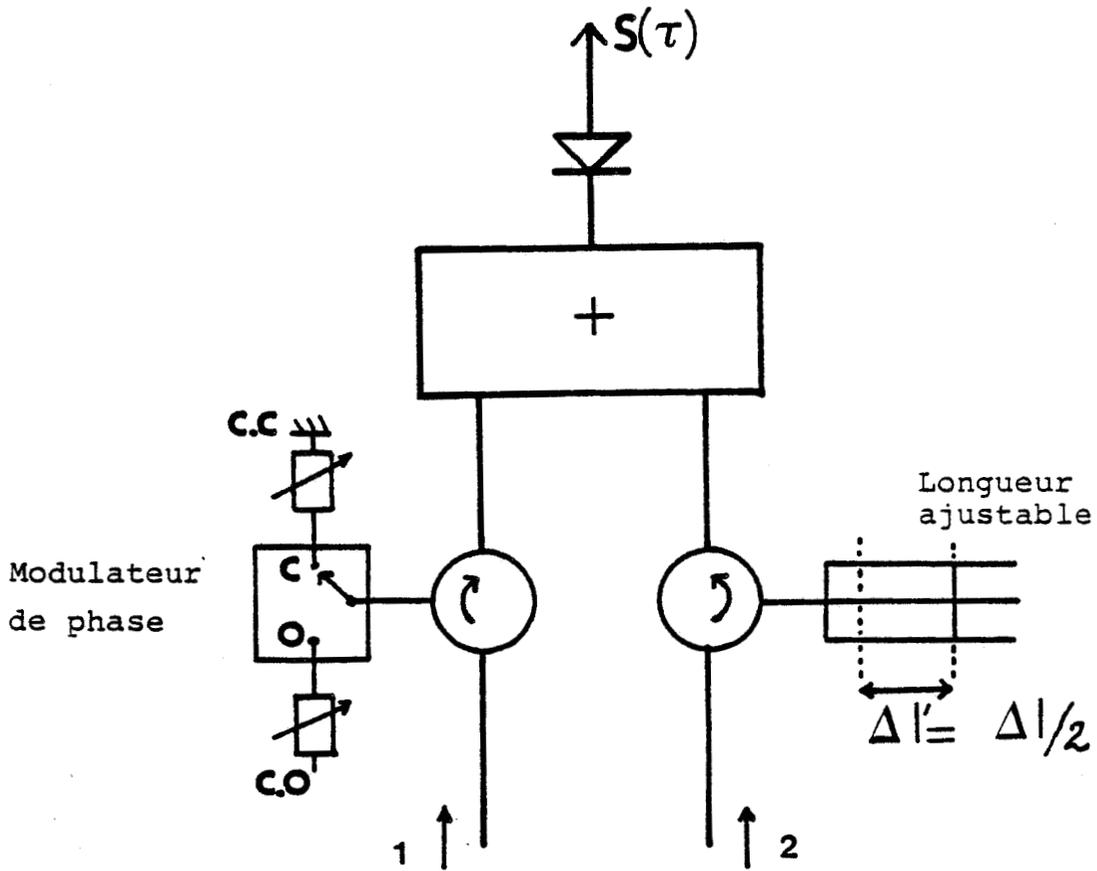


Figure 11: Configuration définitive du corrélateur à modulateur de phase

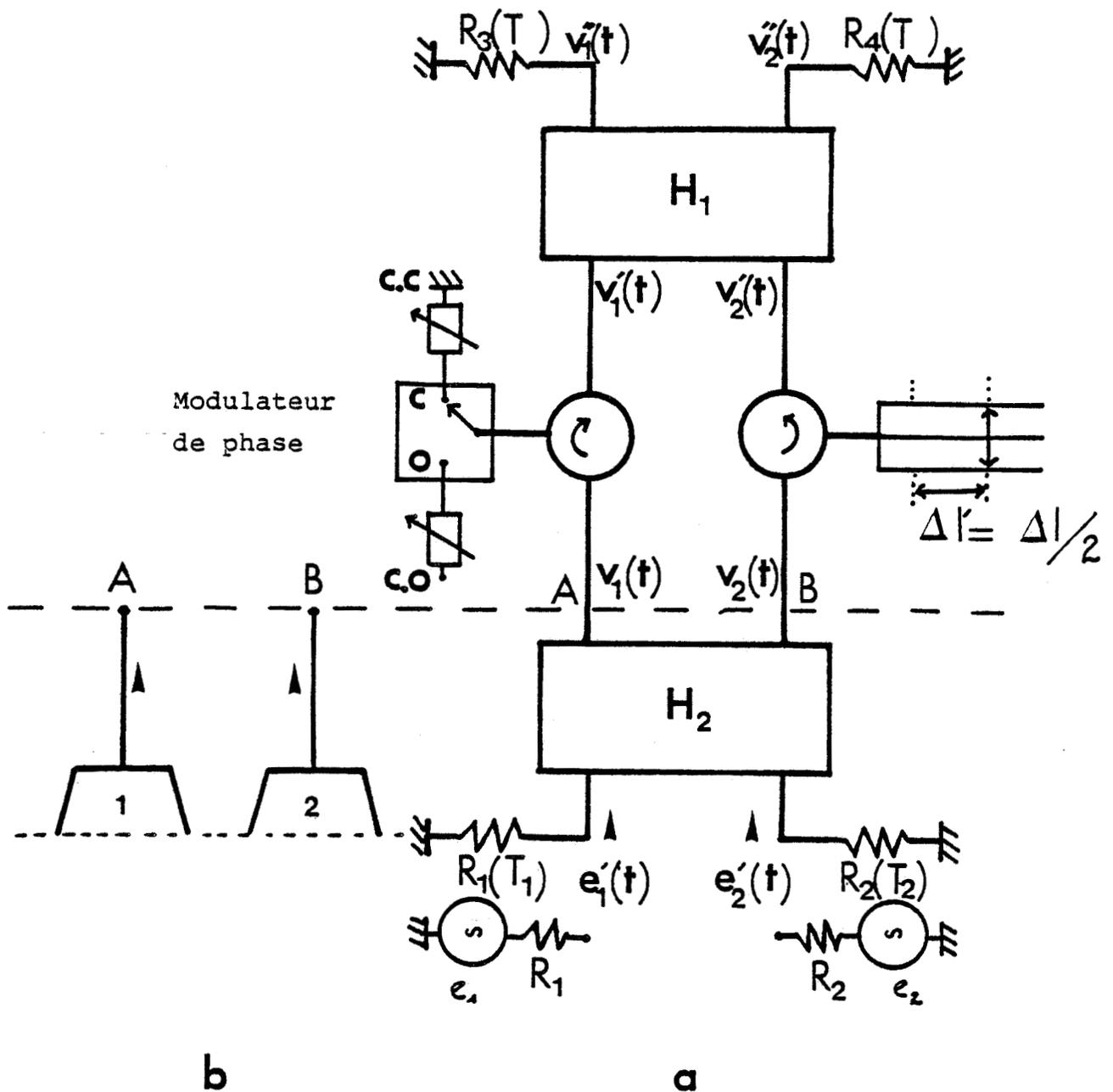


Figure 12: Dispositif d'analyse de fonctionnement  
du système

- a) connecté à des charges localisées  $R_1$  et  $R_2$   
(structure dite à "Corrélation totale")
- b) connecté à deux sondes

est utilisé comme additionneur de puissance (Annexe B). Le détecteur est représenté par la charge adaptée  $R_3$  ( $T_0$ ). Le circuit doit être nécessairement complété par la résistance  $R_4$  (à la température ambiante  $T_0$ ). L'entrée du corrélateur est reliée aux charges  $R_1$  ( $T_1$ ) et  $R_2$  ( $T_2$ ) par l'intermédiaire du coupleur hybride  $H_2$ .

Notons que dans la réalisation finale du système de T.M.O.C., les deux sondes (1) et (2) viennent se connecter aux points A et B (figure 12b).

Evaluons les tensions créées dans le circuit à partir des signaux de bruit  $e_1(t)$  et  $e_2(t)$  générés par  $R_1$  et  $R_2$  respectivement aux températures  $T_1$  et  $T_2$  (structure dite à corrélation totale).

Dans un premier temps, on considère une bande passante réduite  $\delta f$ . Dans ce circuit, on peut écrire les relations suivantes:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$$

$$\Delta l = 2 \Delta l' \text{ (aller retour)} \quad ; \quad \phi_\tau = 2\pi f \tau \quad ; \quad \tau = \frac{\Delta l}{c}$$

$$e_1(t) = E_1 \exp j \varphi_1$$

$$e_2(t) = E_2 \exp j \varphi_2$$

$$v_1(t) = \frac{e_1'(t) + e_2'(t)}{\sqrt{2}}$$

$$v_2(t) = \frac{e_1'(t) - e_2'(t)}{\sqrt{2}}$$

$$v_1''(t) = \frac{v_1'(t) + v_2'(t)}{\sqrt{2}}$$

$$v_2''(t) = \frac{v_1'(t) - v_2'(t)}{\sqrt{2}}$$

Lorsque le commutateur est relié au court-circuit (position C.C), la tension fournie à  $R_3$  est :

$$\begin{aligned}
 v_1''(t) &= \frac{v_1' + v_2'}{\sqrt{2}} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2}} [ v_1 \exp j\pi + v_2 \exp j(\pi - \phi_\tau) ] \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2}} [ \left( \frac{e_1' + e_2'}{\sqrt{2}} \right) \exp j\pi + \left( \frac{e_1' - e_2'}{\sqrt{2}} \right) \exp j(\pi - \phi_\tau) ] \\
 &= \frac{1}{2} [ E_1' \exp j(\varphi_1 + \pi) + E_1' \exp j(\pi + \varphi_1 - \phi_\tau) \\
 &\quad + E_2' \exp j(\varphi_2 + \pi) - E_2' \exp j(\pi + \varphi_2 - \phi_\tau) ]
 \end{aligned}$$

La puissance de bruit correspondante est donc (Annexe E)

$$\begin{aligned}
 P_3^c &= \frac{\overline{v_1''^2}}{R} = \frac{1}{R} \frac{\overline{V_1''^2}}{2} \\
 &= \frac{1}{4R} [ \overline{E_1'^2} (1 + \cos \phi_\tau) + \overline{E_2'^2} (1 - \cos \phi_\tau) ] \\
 \overline{E_1'^2} &= 2 K T_1 R \delta_f \\
 \overline{E_2'^2} &= 2 K T_2 R \delta_f \\
 P_3^c &= \frac{1}{2} K \delta_f^p [ (T_1 + T_2) + (T_1 - T_2) \cos \phi_\tau ] \quad (16)
 \end{aligned}$$

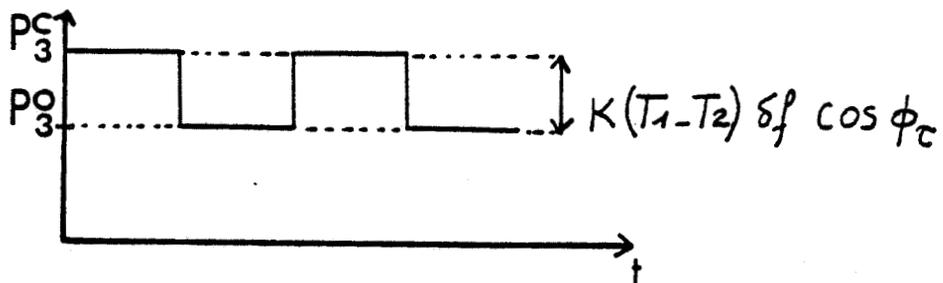
Lorsque le commutateur est relié au circuit-courant (position C.O.), la tension fournie au récepteur est :

$$\begin{aligned}
 v_1''(t) &= \frac{v_1' + v_2'}{\sqrt{2}} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2}} [ v_1 \exp j \cdot 0 + v_2 \exp j(\pi + \phi_\tau) ] \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2}} \left[ \left( \frac{e_1' + e_2'}{\sqrt{2}} \right) + \left( \frac{e_1' - e_2'}{\sqrt{2}} \right) \exp j(\pi - \phi_\tau) \right] \\
 &= \frac{1}{2} [ E_1' \exp j\varphi_1 + E_2' \exp j(\varphi_1 + \pi - \phi_\tau) \\
 &\quad + E_2' \exp j\varphi_2 - E_2' \exp j(\varphi_2 + \pi - \phi_\tau) ]
 \end{aligned}$$

La puissance correspondante est donc :

$$\begin{aligned}
 P_3^o &= \frac{1}{4R} [ \overline{E_1'^2} (1 - \cos \phi_\tau) + \overline{E_2'^2} (1 + \cos \phi_\tau) ] \\
 &= \frac{1}{2} K \delta_f^2 [ (T_1 + T_2) - (T_1 - T_2) \cos \phi_\tau ] \quad (17)
 \end{aligned}$$

Puissance créée  
dans  $R_3$



Signal d'horloge

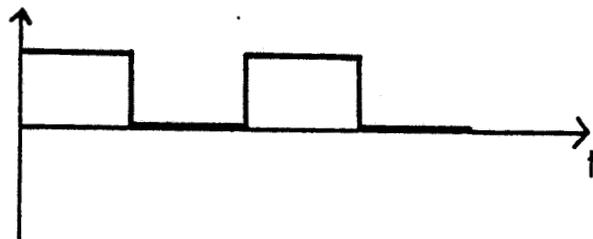


Figure 13

Pendant une période de modulation, la puissance transmise au récepteur est alternativement égale à  $P_3^c$  et  $P_3^o$ . L'amplitude crête à crête du signal correspondant est :

$$P_3^c - P_3^o = K(T_1 - T_2) \delta_f \cos \phi_\tau$$

Donc la puissance moyenne, après détection synchrone, est proportionnelle à :

$$P_3 = \frac{1}{2} K(T_1 - T_2) \delta_f \cos \phi_\tau \quad (18)$$

#### REMARQUES

1 Notons que d'un point de vue formel, cette relation présente une analogie avec celle de la contribution au signal de sortie, d'un élément de volume à la température  $T_1$ , placé dans un milieu à la température  $T_2$  (relation 14).

2 Nous avons défini le corrélateur comme étant un système réalisant le produit  $v_1(t) \cdot v_2^*(t-\tau)$  des tensions d'entrée. On peut vérifier ce résultat dans le cas du système étudié ci-dessus.

En effet :

$$\begin{aligned} S &= \overline{v_1(t) \cdot v_2^*(t-\tau)} \\ &= \overline{\left( \frac{e'_1(t) + e'_2(t)}{\sqrt{2}} \right) \left( \frac{e'^*_1(t-\tau) - e'^*_2(t-\tau)}{\sqrt{2}} \right)} \\ &= \frac{1}{2} \left( \overline{e'_1(t) \cdot e'^*_1(t-\tau)} - \overline{e'_2(t) \cdot e'^*_2(t-\tau)} \right) \end{aligned}$$

( puisque  $e'_1$  et  $e'_2$  ne sont pas corrélées )

$$\begin{aligned}
 S &= \frac{1}{2} \left( \overline{E'_1 \exp j \varphi_1 \cdot E'_1 \exp -j(\varphi_1 - \phi_\tau)} \right. \\
 &\quad \left. - \overline{E'_2 \exp j \varphi_2 \cdot E'_2 \exp -j(\varphi_2 - \phi_\tau)} \right) \\
 &= \frac{1}{2} \left( \overline{E_1'^2} \exp j \phi_\tau - \overline{E_2'^2} \exp j \phi_\tau \right) \\
 &= \frac{1}{2} \cdot 2 K R \delta_f^p (T_1 - T_2) \cos \phi_\tau \quad \text{"partie réelle"}
 \end{aligned}$$

La puissance correspondante est donc :

$$P = \frac{1}{2} K \delta_f^p (T_1 - T_2) \cos \phi_\tau \quad (19)$$

ce qui est équivalent au résultat précédent.

b) Fonctionnement à large bande

Soit  $G(f)$  la transmittance du récepteur; à la fréquence  $f$ , la ligne à retard  $\Delta l$  introduit un déphasage :

$$\phi_\tau = 2 \pi \tau(\Delta l) \cdot f$$

avec  $\tau(\Delta l) = \frac{\Delta l}{c}$  ( le temps de retard du corrélateur )

$c$  : la vitesse de la lumière (ligne à retard remplie d'air).

L'expression de la puissance moyenne détectée en sortie, dans la bande réduite  $\delta f$  devient donc :

$$\delta P_s = \frac{1}{2} K (T_1 - T_2) \delta_f G(f) \cos (2 \pi \tau(\Delta l) \cdot f)$$

Si l'on considère la bande passante du récepteur, comprise entre  $f_1$  et  $f_2$ , la puissance totale détectée en sortie est:

$$P_s(\tau) = \int_{f_1}^{f_2} \frac{1}{2} K(T_1 \cdot T_2) G(f) \cos(2\pi \tau (\Delta L) \cdot f) \delta f \quad (20)$$

On peut étendre le domaine d'intégration :

$$\begin{aligned} P_s(\tau) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{2} K(T_1 \cdot T_2) G(f) \cos(2\pi \tau f) \delta f \\ &= \text{cte} \cdot \text{TF}^{-1} [ G(f) ] \end{aligned} \quad (21)$$

Cette relation montre, que  $P_s(\tau)$ , n'est autre que la transformée de Fourier inverse de la réponse en fréquence du système. Par analogie avec les systèmes linéaires,  $P_s(\tau)$  est équivalente à la réponse temporelle d'un système.

On peut donc, déterminer la réponse spectrale du système radiométrique à partir de la transformée de Fourier de l'interférogramme  $P_s(\tau)$ .

Remarque :

Dans ce cas actuel, la densité spectrale du bruit thermique émis par les résistances  $R_1$  et  $R_2$  est constante; ceci permet d'accéder directement à la transmittance du récepteur par la relation :

$$G(f) = \text{cte} \cdot \text{TF} [ P_s(\tau) ] \quad (22)$$

### I.3.3.2 Prise en compte des imperfections éventuelles du corrélateur

Nous avons jusqu'ici supposé que tous les composants du système sont parfaits. Voyons maintenant les conséquences qui peuvent résulter des défauts tels que : pertes en ligne, écarts de phase, couplages parasites entre les deux bras du corrélateur.

#### a) Influence des pertes et des écarts de phase

Considérons le schéma du corrélateur figure 14, et soit  $v_1(t)$  et  $v_2(t)$  deux tensions présentes à l'entrée.

Supposons que :

\* Chaque voie présente des pertes d'insertion donnant lieu à des coefficients de transmission dont les modules sont  $L_1$  et  $L_2$ .

\* Les dipôles, initialement supposés court-circuit et circuit ouvert ont des coefficients de réflexion.

$$\rho_c = \Gamma_c \exp j(\pi + \delta\varphi_c)$$

$$\rho_o = \Gamma_o \exp j \delta\varphi_o$$

$$\text{avec } \Gamma_c \neq \Gamma_o \neq 1 \quad \delta\varphi_c \neq \delta\varphi_o \neq 0$$

Lorsque le commutateur est en position c

$$v_1(t) = V_1 \exp j\varphi_1$$

$$v_2(t) = V_2 \exp j\varphi_2$$

$$v_1'(t) = L_1 \rho_c v_1(t) = -L_1 \Gamma_c \cdot \exp j(\varphi_1 + \delta\varphi_c) \cdot V_1$$

$$v_2'(t) = L_2 \exp j(\pi - \delta\varphi_c) \cdot v_2(t) = -L_2 \cdot \exp j(\varphi_2 - \delta\varphi_c) \cdot V_2$$

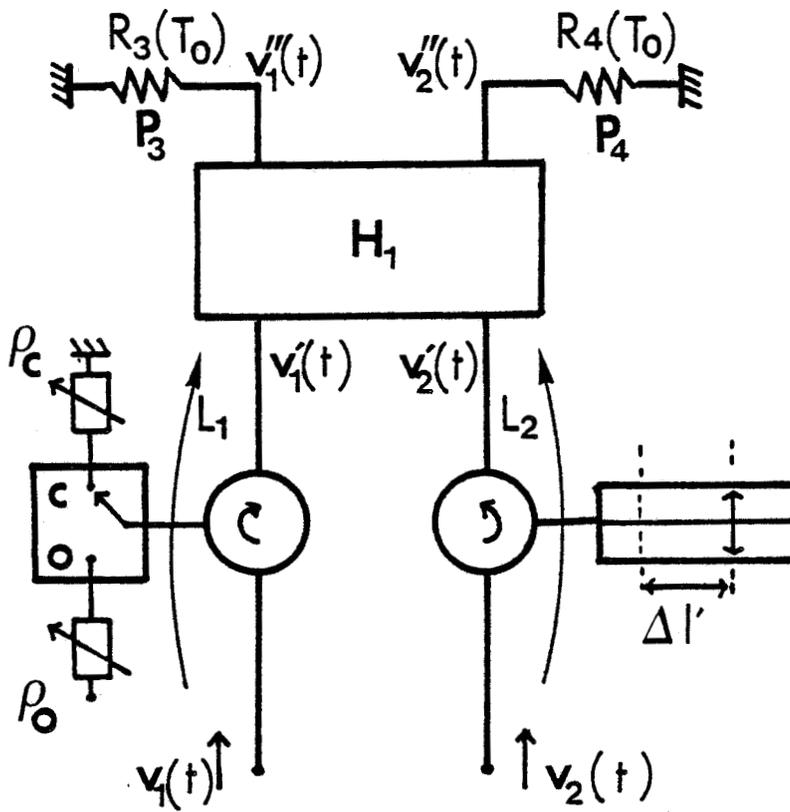


Figure 14 : Localisation de certaines imperfections du système ( $\rho_c, \rho_o, L_1, L_2$ )

$$\begin{aligned}
 v_1''(t) &= \frac{v_1'(t) + v_2'(t)}{\sqrt{2}} \\
 &= -\frac{1}{\sqrt{2}} \left[ L_1 \Gamma_c \cdot \exp j(\varphi_1 + \delta\varphi_c) \cdot V_1 + L_2 \cdot \exp j(\varphi_2 - \phi_c) \cdot V_2 \right] \\
 v_2''(t) &= \frac{v_1'(t) - v_2'(t)}{\sqrt{2}} \\
 &= -\frac{1}{\sqrt{2}} \left[ L_1 \Gamma_c \cdot \exp j(\varphi_1 + \delta\varphi_c) \cdot V_1 - L_2 \cdot \exp j(\varphi_2 - \phi_c) \cdot V_2 \right]
 \end{aligned}$$

la puissance détectée par  $R_3$  est donc :

$$\begin{aligned}
 P_3^c &= \frac{1}{R} \frac{\overline{V_1''^2}}{2} \\
 &= \frac{1}{4R} \left[ L_1^2 \Gamma_c^2 \overline{V_1^2} + L_2^2 \overline{V_2^2} \right. \\
 &\quad \left. + 2 L_1 L_2 \Gamma_c \overline{V_1 V_2} \cos(\varphi_1 - \varphi_2 + \phi_c + \delta\varphi_c) \right]
 \end{aligned} \tag{23}$$

$$\begin{aligned}
 P_4^c &= \frac{1}{R} \frac{\overline{V_2''^2}}{2} \\
 &= \frac{1}{4R} \left[ L_1^2 \Gamma_c^2 \overline{V_1^2} + L_2^2 \overline{V_2^2} \right. \\
 &\quad \left. - 2 L_1 L_2 \Gamma_c \overline{V_1 V_2} \cdot \cos(\varphi_1 - \varphi_2 + \phi_c + \delta\varphi_c) \right]
 \end{aligned} \tag{24}$$

Lorsque le commutateur est en position o

$$v_1'(t) = L_1 \rho_0 v_1(t) = L_1 \Gamma_0 \exp j(\varphi_1 + \delta \varphi_0) \cdot V_1$$

$$v_2'(t) = L_2 \exp j(\pi - \phi_\tau) \cdot V_2 = -L_2 \exp j(\varphi_2 - \phi_\tau) \cdot V_2$$

$$v_1''(t) = \frac{v_1'(t) + v_2'(t)}{\sqrt{2}}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2}} \left[ L_1 \Gamma_0 \exp j(\varphi_1 + \delta \varphi_0) \cdot V_1 - L_2 \exp j(\varphi_2 - \phi_\tau) \cdot V_2 \right]$$

$$v_2''(t) = \frac{v_1'(t) - v_2'(t)}{\sqrt{2}}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2}} \left[ L_1 \Gamma_0 \exp j(\varphi_1 + \delta \varphi_0) \cdot V_1 + L_2 \exp j(\varphi_2 - \phi_\tau) \cdot V_2 \right]$$

$$P_3^0 = \frac{1}{R} \frac{\overline{V_1''^2}}{2}$$

$$= \frac{1}{4R} \left[ L_1^2 \Gamma_0^2 \overline{V_1^2} + L_2^2 \overline{V_2^2} \right] \quad (25)$$

$$- 2 L_1 L_2 \Gamma_0 \overline{V_1 V_2} \cos(\varphi_1 - \varphi_2 + \phi_\tau + \delta \varphi_0) ]$$

$$P_4^0 = \frac{1}{R} \frac{\overline{V_2''^2}}{2}$$

$$= \frac{1}{4R} \left[ L_1^2 \Gamma_0^2 \overline{V_1^2} + L_2^2 \overline{V_2^2} \right] \quad (26)$$

$$+ 2 L_1 L_2 \Gamma_0 \overline{V_1 V_2} \cos(\varphi_1 - \varphi_2 + \phi_\tau + \delta \varphi_0) ]$$

la puissance moyenne détectée après détection synchrone est :

$$\begin{aligned}
 P_3 &= \frac{1}{2} (P_3^c - P_3^o) \\
 &= \frac{1}{4R} L_1 L_2 \overline{V_1 V_2} \left[ \Gamma_c \cos(\varphi_1 - \varphi_2 + \phi_c + \delta\varphi_c) \right. \\
 &\quad \left. + \Gamma_o \cos(\varphi_1 - \varphi_2 + \phi_c + \delta\varphi_o) \right] \\
 &\quad + \frac{1}{8R} \left[ L_1^2 \overline{V_1^2} (\Gamma_c^2 - \Gamma_o^2) \right] \tag{27}
 \end{aligned}$$

Le premier terme de cette relation est l'équivalent de la relation (18) entachée d'effets provoqués par  $\Gamma_c$ ,  $\Gamma_o$ ,  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $\delta\phi_c$  et  $\delta\phi_o$ . Le deuxième terme de la relation (27) correspond à un signal parasite de décalage.

b) Influence du couplage entre les deux voies du corrélateur

Considérons le corrélateur de la figure 1,  $\lambda_{12}$  et  $\lambda_{21}$  étant les coefficients du couplage entre  $v_1(t)$  et  $v_2(t)$ , ramenés à l'entrée du corrélateur.

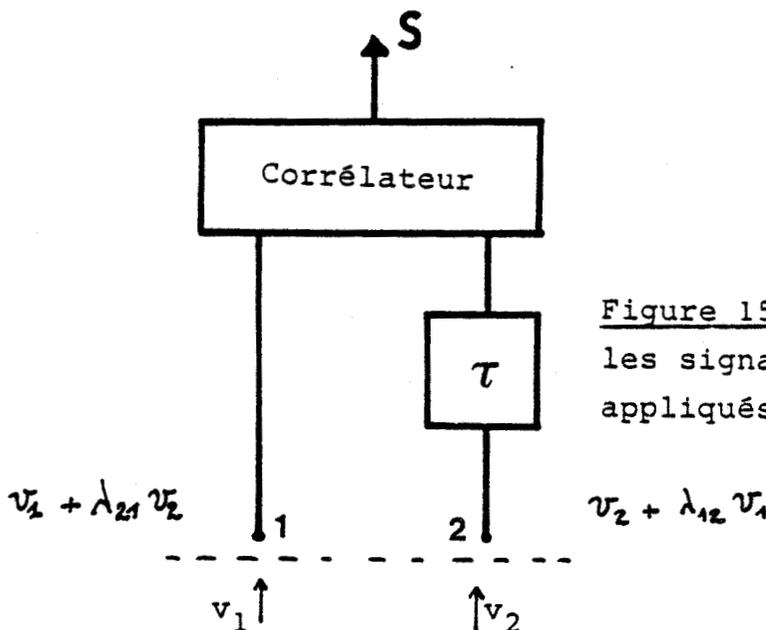


Figure 15: Couplages entre les signaux  $v_1(t)$  et  $v_2(t)$  appliqués à l'entrée

Dans ces conditions, le signal de sortie  $S(\tau)$  devient :

$$\begin{aligned}
 S(\tau) &= \overline{[v_1(t) + \lambda_{21} v_2(t)] [v_2(t-\tau) + \lambda_{12} v_1(t-\tau)]^*} \\
 &= \overline{v_1(t) \cdot v_2^*(t-\tau)} + \lambda_{21} \overline{v_2(t) \cdot v_2^*(t-\tau)} \\
 &\quad + \lambda_{12}^* \overline{v_1(t) \cdot v_1^*(t-\tau)} + \lambda_{21} \lambda_{12}^* \overline{v_2(t) \cdot v_1(t-\tau)}
 \end{aligned}$$

(28)

On voit apparaître des signaux supplémentaires qui dépendent du bruit sur chacune des entrées ainsi que du retard  $\tau$  :

$\lambda_{12}^* \overline{v_1(t) \cdot v_1^*(t-\tau)}$  dépend du couplage entre les bras 1 et 2

$\lambda_{21} \overline{v_2(t) \cdot v_2^*(t-\tau)}$  dépend du couplage entre les bras 2 et 1

$\lambda_{12}^* \lambda_{21} \overline{v_2(t) \cdot v_1^*(t-\tau)}$  dépend à la fois de  $\lambda_{12}$  et  $\lambda_{21}$

Dans le cas de la configuration adoptée dans notre étude, nous allons faire une analyse de l'origine des couplages dans le but de trouver le moyen de les réduire.

Considérons le corrélateur de la figure 16 (modulation par réflexion) :

soit  $h_{12} = h_{21} = h$  le couplage entre les deux entrées du coupleur hybride  $H_1$ ,  $L_1$  et  $L_2$  les pertes d'insertion dans chacun des bras et  $\rho_E$  le coefficient de réflexion existant aux entrées.

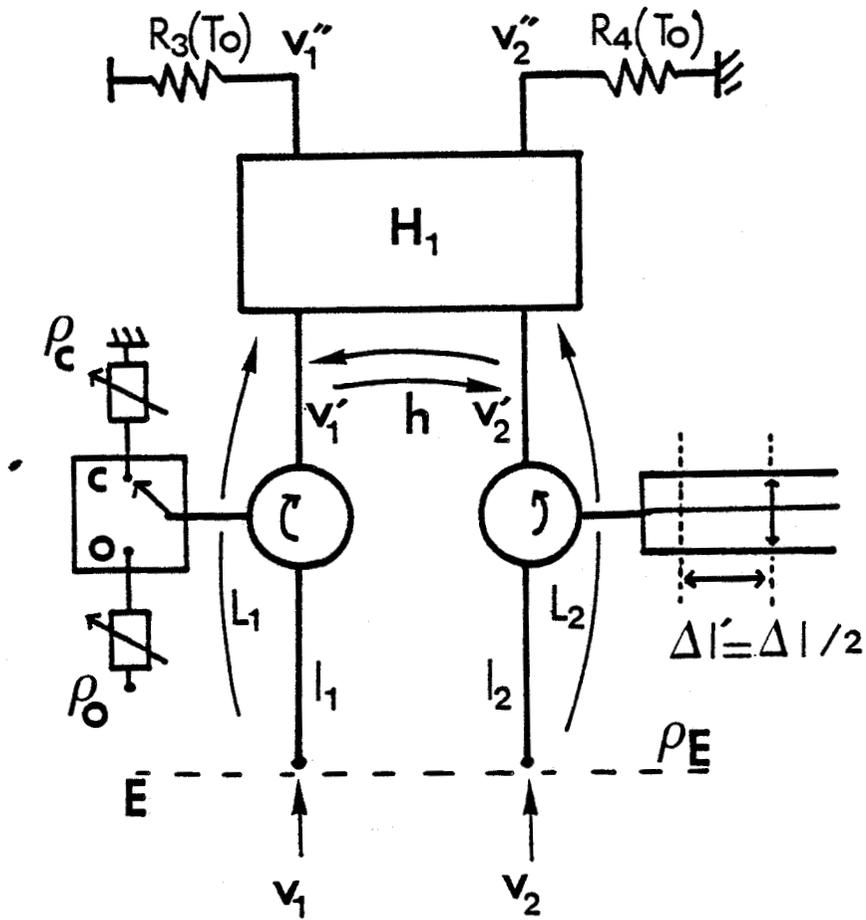


Figure 16: Définition des paramètres pris en compte dans l'évaluation des imperfections du système (  $\rho_c$ ,  $\rho_o$ ,  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $h$  )

Nous calculons la puissance captée en sortie.

Lorsque le commutateur est en position c :

La puissance incidente ramenée à l'entrée devient :

$$(1 - \rho_E) v_1 + L_1 L_2 H \rho_E \cdot \exp j(\pi - \phi_\tau) \cdot v_2 (1 - \rho_E) \exp -j(\beta(l + l'))$$

et

$$(1 - \rho_E) v_2 + L_1 L_2 H \rho_E \rho_c v_1 (1 - \rho_E) \exp -j\beta(l + l')$$

avec  $l$  la longueur de chacun des bras du corrélateur en sens direct et  $l'$  la longueur en sens inverse;  $\beta$  étant la constante de phase :

$$v_1' = (1 - \rho_E) L_1 \rho_c v_1 \exp -j\beta l - L_1 L_2 H \rho_E \rho_c \exp -j(\phi_\tau + \beta(l' + 2l)) \cdot v_2 (1 - \rho_E)$$

$$v_2' = (1 - \rho_E) L_2 \exp j(\pi - \phi_\tau - \beta l) \cdot v_2 + L_1 L_2 H \rho_E \rho_c \exp j(\pi - \phi_\tau - \beta(2l + l')) \cdot v_1 (1 - \rho_E)$$

$$\rho_c = \Gamma_c \exp j(\pi + \delta\varphi_c) \quad \text{et} \quad \rho_o = \Gamma_o \exp j \delta\varphi_o$$

$$v_1' = -(1 - \rho_E) L_1 \Gamma_c \cdot \exp j(\delta\varphi_c - \beta l) \cdot v_1 + L_1 L_2 H \Gamma_E \Gamma_c (1 - \rho_E) \cdot \exp j(\delta\varphi_c + \varphi_E + \varphi_H - \phi_\tau - \beta(2l + l')) \cdot v_2$$

$$v_2' = -(1 - \rho_E) L_2 \exp -j(\phi_\tau + \beta l) v_2 + L_1 L_2 H \Gamma_E \Gamma_o (1 - \rho_E) \exp j(\delta\varphi_c + \varphi_E + \varphi_H - \phi_\tau - \beta(2l + l')) v_1$$

$$\begin{aligned}
 v_1''(t) &= \frac{v_1' + v_2'}{\sqrt{2}} \\
 &= -\frac{1}{\sqrt{2}} \left[ (1-\rho_E) L_1 \Gamma_c \exp j(\delta\varphi_c - \beta l) v_1 (1 - L_2^2 H \Gamma_E \exp j(\delta\varphi_E + \varphi_{11} - \phi_c - \beta(l+l'))) \right. \\
 &\quad \left. + (1-\rho_E) L_2 \exp -j(\phi_c + \beta l) \cdot v_2 \cdot \right. \\
 &\quad \left. (1 - L_1^2 H \Gamma_E \Gamma_c \exp j(\delta\varphi_c + \varphi_E + \varphi_{11} - \beta(l+l'))) \right]
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 v_2''(t) &= \frac{v_1' - v_2'}{\sqrt{2}} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2}} \left[ -(1-\rho_E) L_1 \Gamma_c \exp j(\delta\varphi_c - \beta l) \cdot v_1 (1 + L_2^2 H \Gamma_E \exp j(\varphi_E + \varphi_{11} - \phi_c - \beta(l+l'))) \right. \\
 &\quad \left. + (1-\rho_E) L_2 \exp -j(\phi_c + \beta l) \cdot v_2 (1 + L_1^2 H \Gamma_E \Gamma_c \exp j(\delta\varphi_c + \varphi_E + \varphi_{11} - \beta(l+l'))) \right]
 \end{aligned}$$

Considérons le cas où  $v_1(t)$  et  $v_2(t)$  ne sont pas corrélées, et voyons les termes parasites qui en résultent :

$$\begin{aligned}
 P_3^c &= \frac{1}{R} \frac{\overline{V_1'^2}}{2} \\
 &= \frac{1}{4R} \left[ \overline{V_1^2} (1-\rho_E)^2 L_1^2 \Gamma_c^2 (1 + L_2^4 H^2 \Gamma_E^2 - 2 L_2^2 H \Gamma_E \cos(\varphi_E + \varphi_{11} - \phi_c - \beta(l+l'))) \right. \\
 &\quad \left. + \overline{V_2^2} (1-\rho_E)^2 L_2^2 (1 - L_1^4 H^2 \Gamma_E^2 \Gamma_c^2 - 2 L_1^2 H \Gamma_E \Gamma_c \cos(\delta\varphi_c + \varphi_E + \varphi_{11} - \beta(l+l'))) \right] \quad (29)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 P_4^c &= \frac{1}{R} \frac{\overline{V_2''^2}}{2} \\
 &= \frac{1}{4R} \left[ \overline{V_1^2} (1 - \rho_\epsilon)^2 L_1^2 \Gamma^2 (1 + L_2^2 H^2 \Gamma^2 + 2 L_2^2 H \Gamma_\epsilon \cos(\varphi_\epsilon + \varphi_{11} - \phi_z - \beta(\ell + \ell'))) + \overline{V_2^2} (1 - \rho_\epsilon)^2 L_2^2 (1 + L_1^2 H^2 \Gamma^2 \Gamma^2 + 2 L_1^2 H \Gamma_\epsilon \Gamma \cos(\delta\varphi_c + \varphi_\epsilon + \varphi_{11} - \beta(\ell + \ell'))) \right] \quad (30)
 \end{aligned}$$

Lorsque le commutateur est en position 0

Les tensions incidentes ramenées à l'entrée sont :

$$(1 - \rho_\epsilon) v_1 + L_1 L_2 h \rho_\epsilon \exp j(\pi - \phi_z) \cdot v_2 (1 - \rho_\epsilon) \exp -j\beta(\ell + \ell')$$

et

$$(1 - \rho_\epsilon) v_2 + L_1 L_2 h \rho_\epsilon \rho_0 v_1 (1 - \rho_\epsilon) \exp -j\beta(\ell + \ell')$$

$$v_1' = (1 - \rho_\epsilon) L_1 \rho_0 v_1 - L_1^2 L_2 h \rho_\epsilon \rho_0 \cdot \exp -j\phi_z \cdot v_2 (1 - \rho_\epsilon) \cdot$$

$$\exp -j\beta(\ell + \ell')$$

$$\begin{aligned}
 v_2' &= (1 - \rho_\epsilon) L_2 \exp j(\pi - \phi_z) \cdot v_2 + L_1 L_2^2 h \rho_\epsilon \rho_0 \exp j(\pi - \phi_z) \cdot v_1 (1 - \rho_\epsilon) \exp -j\beta(\ell + \ell') \\
 &\quad - \phi_z) \cdot v_1 (1 - \rho_\epsilon) \exp -j\beta(\ell + \ell')
 \end{aligned}$$

d'où :

$$\begin{aligned}
 v_1''(t) &= \frac{v_1' + v_2'}{\sqrt{2}} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2}} \left[ (1 - \rho_\epsilon) L_1 \rho_0 \exp j(\delta\varphi_0 - \beta t) \cdot v_1 (1 - L_2^2 H \Gamma_\epsilon \right.
 \end{aligned}$$

$$\exp j(\varphi_E + \varphi_{11} - \phi_T - \beta(\ell + \ell')) - (1 - \rho_E) L_2 \exp -j(\phi_T + \beta \ell) \cdot$$

$$v_2 (1 + L_1^2 H \Gamma_E \Gamma_0 \exp j(\delta \varphi_0 + \varphi_E + \varphi_{11} - \beta(\ell + \ell'))) ]$$

$$v_2''(t) = \frac{v_1' + v_2'}{\sqrt{2}}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2}} [ (1 - \rho_E) L_1 \Gamma_0 \exp j(\delta \varphi_0 - \beta \ell) v_1 (1 + L_2^2 H \Gamma_E \exp j(\varphi_E + \varphi_{11} - \phi_T - \beta(\ell + \ell'))) + (1 - \rho_E) L_2 \exp -j(\phi_T + \beta \ell) v_2 (1 - L_1^2 H \Gamma_E \Gamma_0 \exp j(\delta \varphi_0 + \varphi_E + \varphi_{11} - \beta(\ell + \ell'))) ]$$

Les puissances détectées correspondantes sont :

$$P_3^0 = \frac{1}{R} \frac{\overline{V_1''^2}}{2}$$

$$= \frac{1}{4R} [ \overline{V_1^2} (1 - \rho_E)^2 L_1^2 \Gamma_0^2 (1 + L_2^4 H^2 \Gamma_E^2 - 2 L_2^2 H \Gamma_E \cdot$$

$$\cos(\varphi_E + \varphi_{11} - \phi_T - \beta(\ell + \ell'))) ]$$

$$+ \overline{V_1^2} (1 - \rho_E)^2 L_2^2 (1 + L_1^4 H^2 \Gamma_E^2 \Gamma_0^2 + 2 L_1^2 H \Gamma_E \Gamma_0 \cdot$$

$$\cos(\delta \varphi_0 + \varphi_E + \varphi_{11} - \beta(\ell + \ell'))) ] \quad (31)$$

$$P_4^0 = \frac{1}{R} \frac{\overline{V_2''^2}}{2}$$

$$= \frac{1}{4R} [ \overline{V_2^2} (1 - \rho_E)^2 L_1^2 \Gamma_0^2 (1 + L_2^4 H^2 \Gamma_E^2 + 2 L_2^2 H \Gamma_E \cos(\varphi_E + \varphi_{11} - \phi_T - \beta(\ell + \ell'))) + \overline{V_2^2} (1 - \rho_E)^2 L_2^2 (1 - L_1^4 H^2 \Gamma_E^2 \Gamma_0^2$$

$$- 2 L_1^2 H \Gamma_E \Gamma_0 \cos(\delta \varphi_0 + \varphi_E + \varphi_{11} - \beta(\ell + \ell'))) ] \quad (32)$$

La puissance correspondante détectée par  $R_3$ , pour un signal d'horloge ayant un rapport cyclique 0,5 est donc :

$$\begin{aligned}
 P_3 &= \frac{1}{2} (P_3^c - P_3^o) \\
 &= \frac{1}{8R} \overline{V_1^2} (1 - \rho_E)^2 L_1^2 (\Gamma_c^2 - \Gamma_0^2) (1 + L_2^2 H^2 \Gamma_E^2 - 2 L_2^2 H \Gamma_E \\
 &\quad \cos(\varphi_E + \varphi_M - \phi_c - \beta(l+l'))) + \frac{1}{8R} \overline{V_2^2} (1 - \rho_E)^2 L_2^2 [L_1^4 \\
 &\quad H^2 \Gamma_E^2 (\Gamma_E^2 - \Gamma_0^2) - 2 L_1^2 H \Gamma_E (\Gamma_c \cos(\delta\varphi_c + \varphi_E + \varphi_M - \beta(l+l'))) \\
 &\quad + \Gamma_0 \cos(\delta\varphi_0 + \varphi_E + \varphi_M - \beta(l+l')))] \quad (33)
 \end{aligned}$$

$$\overline{V_1^2} = 2 K T_{R1} R \delta_f^2 \quad \overline{V_2^2} = 2 K T_{R2} R \delta_f^2$$

$$\begin{aligned}
 P_3 &= \frac{1}{4} K \delta_f^2 (1 - \rho_E)^2 L_1^2 (\Gamma_c^2 - \Gamma_0^2) \cdot T_{R1} \\
 &\quad + \frac{1}{4} K \delta_f^2 (1 - \rho_E)^2 L_1^2 L_2^2 (\Gamma_c^2 - \Gamma_0^2) H^2 \Gamma_E^2 \cdot T_{R1} \\
 &\quad + \frac{1}{4} K \delta_f^2 (1 - \rho_E)^2 L_1^4 L_2^2 H^2 \Gamma_E^2 (\Gamma_c^2 - \Gamma_0^2) \cdot T_{R2} \\
 &\quad - \frac{1}{2} K \delta_f^2 (1 - \rho_E)^2 L_1^2 L_2^2 (\Gamma_c^2 - \Gamma_0^2) H \Gamma_E \cos(\varphi_E + \varphi_M - \phi_c \\
 &\quad - \beta(l+l')) T_{R1} - \frac{1}{2} K \delta_f^2 (1 - \rho_E)^2 L_1^2 L_2^2 H \Gamma_E [ \Gamma_c \cos(\delta\varphi_c \\
 &\quad + \varphi_E + \varphi_M - \beta(l+l')) + \Gamma_0 \cos(\delta\varphi_0 + \varphi_E + \varphi_M - \beta(l+l')) ] T_{R2} \quad (34)
 \end{aligned}$$

soit :

$$P_3 = T_{R1} (\mu_1 + \mu_2 - \mu_4) + T_{R2} (\mu_3 - \mu_5)$$

Si on branche le détecteur sur l'autre sortie du coupleur hybride, on obtient sur  $R_4$  :

$$\begin{aligned}
 P_4 &= \frac{1}{2} (P_4^c - P_4^o) \\
 &= \frac{1}{8R} \overline{V_1^2} (1 - \rho_E)^2 L_1^2 (\Gamma_c^2 - \Gamma_0^2) \left[ 1 + L_2^2 H^2 \Gamma_E^2 + 2 L_2^2 H \Gamma_E \right. \\
 &\quad \left. \cos(\varphi_E + \varphi_M - \phi_c - \beta(\ell + \ell')) \right] + \frac{1}{8R} \overline{V_2^2} (1 - \rho_E)^2 \cdot \\
 &\quad L_2^2 \left[ L_1^4 H^2 \Gamma_E^2 (\Gamma_c^2 - \Gamma_0^2) + 2 L_1^2 H \Gamma_E (\Gamma_c \cos(\delta\varphi_c + \varphi_E + \varphi_M - \right. \\
 &\quad \left. \beta(\ell + \ell')) + \Gamma_0 \cos(\delta\varphi_0 + \varphi_E + \varphi_M - \beta(\ell + \ell')) \right] \quad (35)
 \end{aligned}$$

$$\overline{V_1^2} = 2 K T_{R1} R \delta_f \qquad \overline{V_2^2} = 2 K T_{R2} R \delta_f$$

$$\begin{aligned}
 P_4 &= \frac{1}{4} K \delta_f^2 (1 - \rho_E)^2 L_1^2 (\Gamma_c^2 - \Gamma_0^2) T_{R1} \\
 &\quad + \frac{1}{4} K \delta_f^2 (1 - \rho_E)^2 L_1^2 L_2^2 (\Gamma_c^2 - \Gamma_0^2) H^2 \Gamma_E^2 T_{R1} \\
 &\quad + \frac{1}{4} K \delta_f^2 (1 - \rho_E)^2 L_1^4 L_2^2 H^2 \Gamma_E^2 (\Gamma_c^2 - \Gamma_0^2) \cdot T_{R2} \\
 &\quad + \frac{1}{2} K \delta_f^2 (1 - \rho_E)^2 L_1^2 L_2^2 (\Gamma_c^2 - \Gamma_0^2) H \Gamma_E \cos(\varphi_E + \varphi_M \\
 &\quad - \phi_c - \beta(\ell + \ell')) T_{R1} \\
 &\quad + \frac{1}{2} K \delta_f^2 (1 - \rho_E)^2 L_1^2 L_2^2 H \Gamma_E \left[ \Gamma_c \cos(\delta\varphi_c + \varphi_E + \varphi_M - \right. \\
 &\quad \left. \beta(\ell + \ell')) + \Gamma_0 \cos(\delta\varphi_0 + \varphi_E + \varphi_M - \beta(\ell + \ell')) \right] T_{R2} \quad (36)
 \end{aligned}$$

Soit :

$$P_4 = T_{R1} (\mu_1 + \mu_2 + \mu_4) + T_{R2} (\mu_3 + \mu_5)$$

Dans chacun des cas, le signal total détecté par  $R_3$  et  $R_4$  soit  $P_3$  et  $P_4$  sera constitué du signal utile (27) :

$$\frac{1}{4R} L_1 L_2 \overline{V_1 V_2} \left[ \Gamma_c \cos(\varphi_1 - \varphi_2 + \phi_\tau + \delta\varphi_c) + \Gamma_0 \cos(\varphi_1 - \varphi_2 + \phi_\tau + \delta\varphi_0) \right]$$

et d'autres parasites (34) et (36)

$$\mu_1 T_{R1} ; \mu_2 T_{R2} ; \mu_3 T_{R2} ; \pm \mu_4 T_{R1} ; \pm \mu_5 T_{R2}$$

Ces signaux sont de deux types; certains, tels  $\mu_1 T_{R1}$ ,  $\mu_2 T_{R1}$  et  $\mu_3 T_{R2}$  sont indépendants de  $\phi_\tau$  et de  $l$  (longueurs de lignes situées dans le corrélateur).

D'autres, tels  $\mu_4 T_{R1}$  et  $\mu_5 T_{R2}$  dépendent de  $\phi_\tau$  et de  $l$ .

Pour minimiser les signaux de décalage, on pourra, d'une part, faire la différence des signaux  $P_3$  et  $P_4$ , ce qui éliminera les termes en  $\mu_1$ ,  $\mu_2$  et  $\mu_3$  et d'autre part, ajuster  $l$  pour annuler le terme en  $\mu_5$ .

Le terme en  $\mu_4$  pourra être réduit en diminuant suffisamment le coefficient de couplage  $H$ .

#### I.4 CONCLUSION

Dans ce premier chapitre, nous avons exposé le principe de la Thermographie Microonde par corrélation, et proposé

différentes solutions pour réaliser la fonction de corrélation.

Nous avons ensuite analysé le fonctionnement du système correspondant à la méthode retenue ( modulation de phase par réflexion ), mis en évidence la possibilité d'existence des signaux parasites et envisagé la possibilité de remédier à ce type d'inconvénients.

## CHAPITRE II

### CONSTRUCTION D'UN SYSTEME DE T.M.O.C. REPOSE A DES SOURCES DE BRUIT PONCTUELLES

#### II.1 INTRODUCTION

Ce chapitre est consacré à la présentation du premier système T.M.O.C. qui a été réalisé, à sa construction et à l'étude de la réponse obtenue en présence d'une source de bruit localisée.

Compte tenu des applications que nous recherchons, cette source de bruit est généralement placée dans un milieu dissipatif (eau); ce type d'étude est, en fait, une introduction à l'étude de volumes thermogènes qui sera abordée ultérieurement.

#### II.2 RÉALISATION D'UN PREMIER DISPOSITIF

Le premier prototype réalisé correspond au synoptique de la figure 17. Il découle du schéma de principe donné figure 3.

##### II.2.1 DESCRIPTION DU CORRELATEUR

Dans cette première configuration, les tensions recueillies par les sondes (1) et (2) sont transmises par l'intermé-

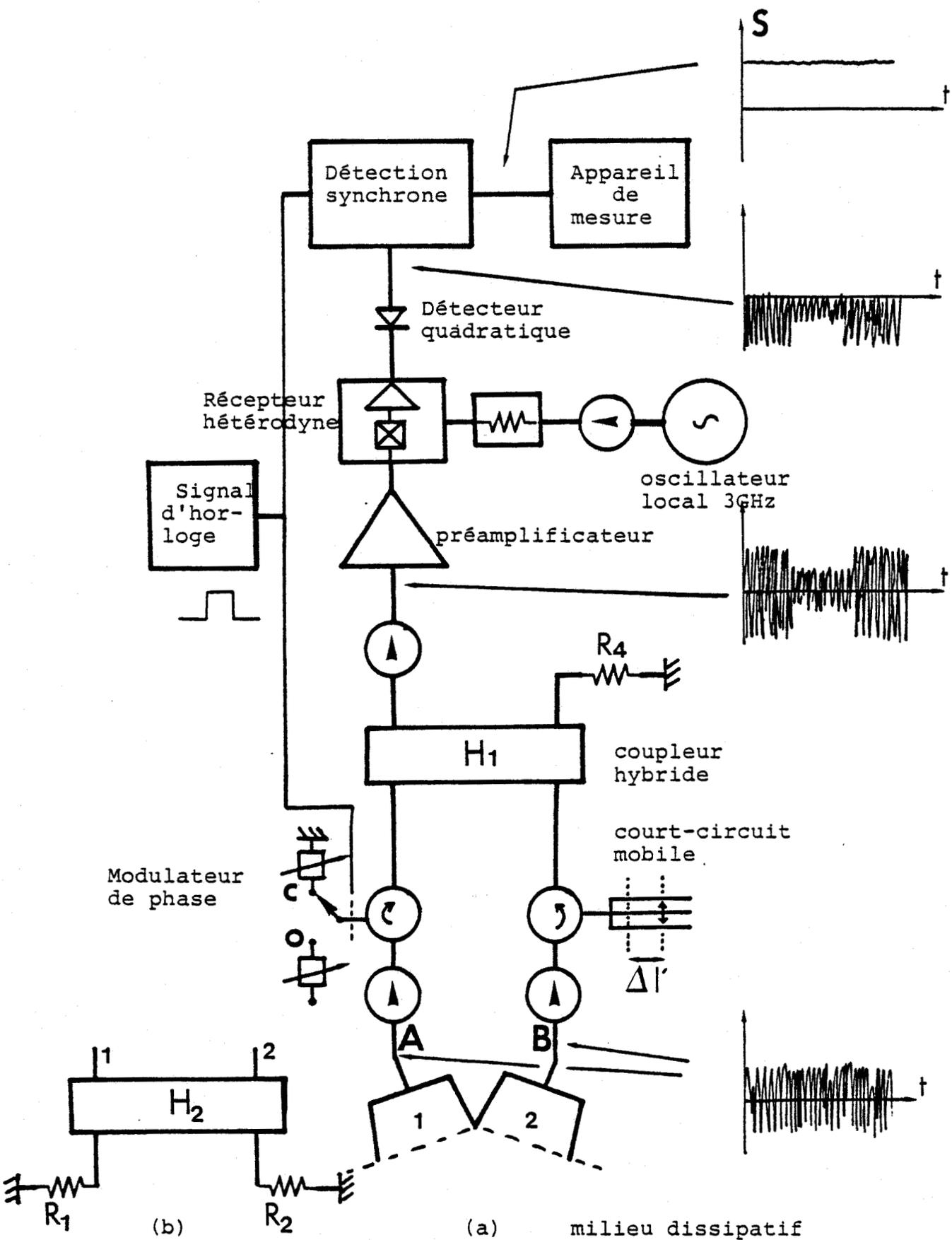


Figure 17 : Schéma du premier dispositif T.M.O.C.

diaire de deux câbles coaxiaux souples à chacune des voies du corrélateur. Les isolateurs sont intercalés entre les sondes et l'entrée de chacun des bras du corrélateur. Le dispositif comprend un modulateur de phase par réflexion (figure 11) suivi d'un additionneur de puissance (coupleur hybride 180°). Le signal obtenu en sortie du coupleur est préamplifié, soumis à un changement de fréquence puis à une amplification à fréquence intermédiaire. Enfin, un détecteur quadratique (annexe C) donne un signal modulé qui est ensuite traité par la détection synchrone ( annexe D).

## II.2.2 CARACTERISTIQUES DU CORRELATEUR

Nous considérons le système pour lequel, en A et B, au lieu des sondes on branche un coupleur hybride 180° et deux résistances (figure 17) (structure dite à corrélation totale). Les caractéristiques du système sont sa bande passante, son facteur de bruit et sa sensibilité.

### II.2.2.1 Bande passante

La bande passante du système donnée figure 18 est mesurée en remplaçant la résistance  $R_1$  par un générateur haute fréquence. La fréquence de l'oscillateur local est égale à 3 GHz; la largeur à 3dB est environ 1,4 GHz.

Cette bande passante peut aussi être déduite en substituant une source de bruit blanc au générateur monochromatique, et en effectuant la transformée de Fourier de l'interférogramme relevé en fonction de  $\tau$  (22) (figure 18).

Certains auteurs [28][29] caractérisent la bande passante d'un système sous forme d'une bande rectangulaire équivalente  $\Delta f_{\text{rect}}$ , centrée sur une fréquence moyenne  $\bar{f}$  telle que :

$$\Delta f_{\text{rect}} = \frac{\left[ \int_{f_1}^{f_2} G(f) \cdot \delta f \right]^2}{\int_{f_1}^{f_2} G^2(f) \delta f} \quad (37)$$

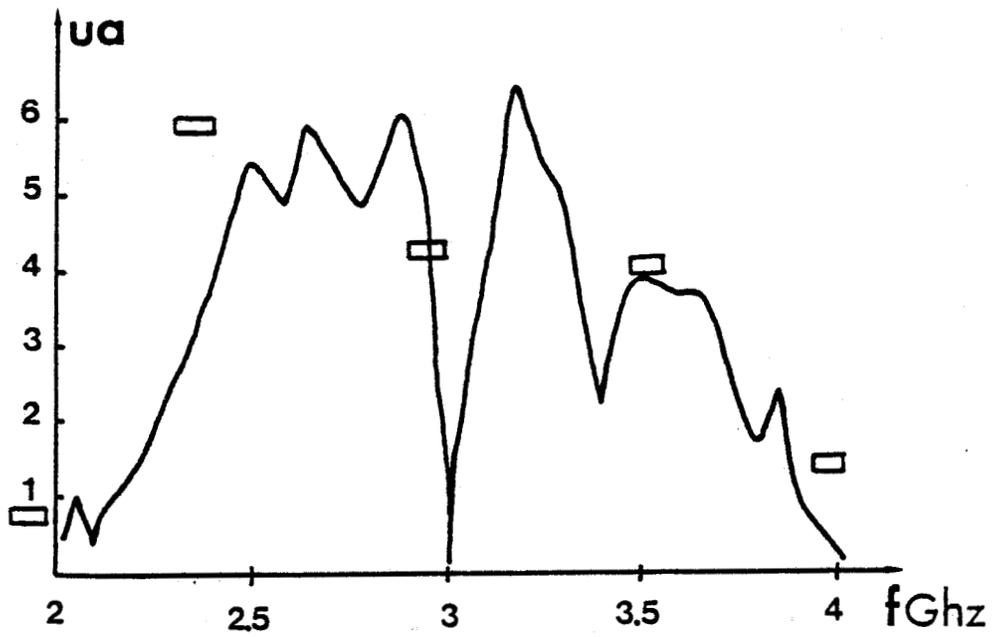
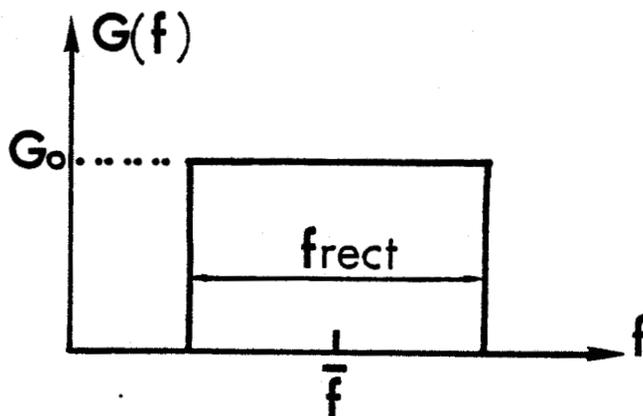


Figure 18 : Bande passante du premier dispositif(fig:17)

—  $\square$  calcul de la bande passante à l'aide de la transformée de Fourier de l'interferogramme relevé expérimentalement

$$\bar{f} = \frac{\int_{f_1}^{f_2} f \cdot G(f) \cdot \delta f}{\int_{f_1}^{f_2} G(f) \delta f} \quad (38)$$

Si l'on considère que ceci revient approximativement à avoir un gain  $G_0$  constant, le signal de sortie  $S(\tau)$  devient :



$$S(\tau) = G_0 K(T_1 - T_2) \int_{\bar{f} - \frac{\Delta f_{rect}}{2}}^{\bar{f} + \frac{\Delta f_{rect}}{2}} \cos(2\pi f \tau) \delta f$$

$$= G_0 K(T_1 - T_2) \Delta f_{rect} \cos(2\pi \bar{f} \tau) \cdot \frac{\sin(\pi \tau \Delta f_{rect})}{(\pi \tau \Delta f_{rect})} \quad (39)$$

Nous constatons que le signal de sortie du corrélateur se trouve modulé en amplitude par la fonction :

$$\frac{\sin(\pi \tau \Delta f_{rect})}{(\pi \tau \Delta f_{rect})}$$

La fréquence effective équivalente étant la fréquence moyenne  $f$  du système.

Nous avons comparé les interférogrammes obtenus à partir de cette méthode à ceux déduits du calcul rigoureux de la transformée de Fourier de la bande passante donnée expérimentalement (figure 18 et 19).

### II.2.2.2 Facteur de bruit

Le facteur de bruit du radiomètre, dont dépend la sensibilité est de la forme :

$$F_{dB} = 10 \log_{10} \left( 1 + \frac{T_R}{T_0} \right)$$

- $F_{dB}$  : facteur de bruit exprimé en décibel
- $T_0$  : température ambiante
- $T_R$  : température de bruit du système

On considère le dispositif (figure 12) où  $R_1$  est remplacée par une source de bruit étalonnée; le facteur de bruit est mesuré par la méthode de la double puissance. On trouve  $F = 9dB$ , ce qui correspond à une température d'environ  $2080^\circ K$ .

Notons que cette valeur, relativement élevée, s'explique par la présence des composants, précédant le préamplificateur faible bruit, dont les pertes augmentent le facteur de bruit du récepteur [34].

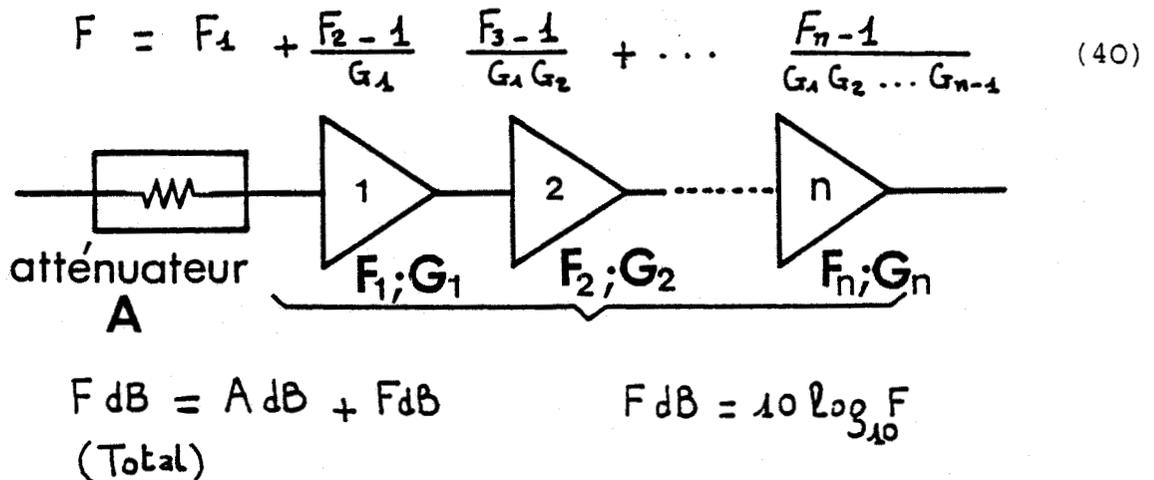


Figure 20

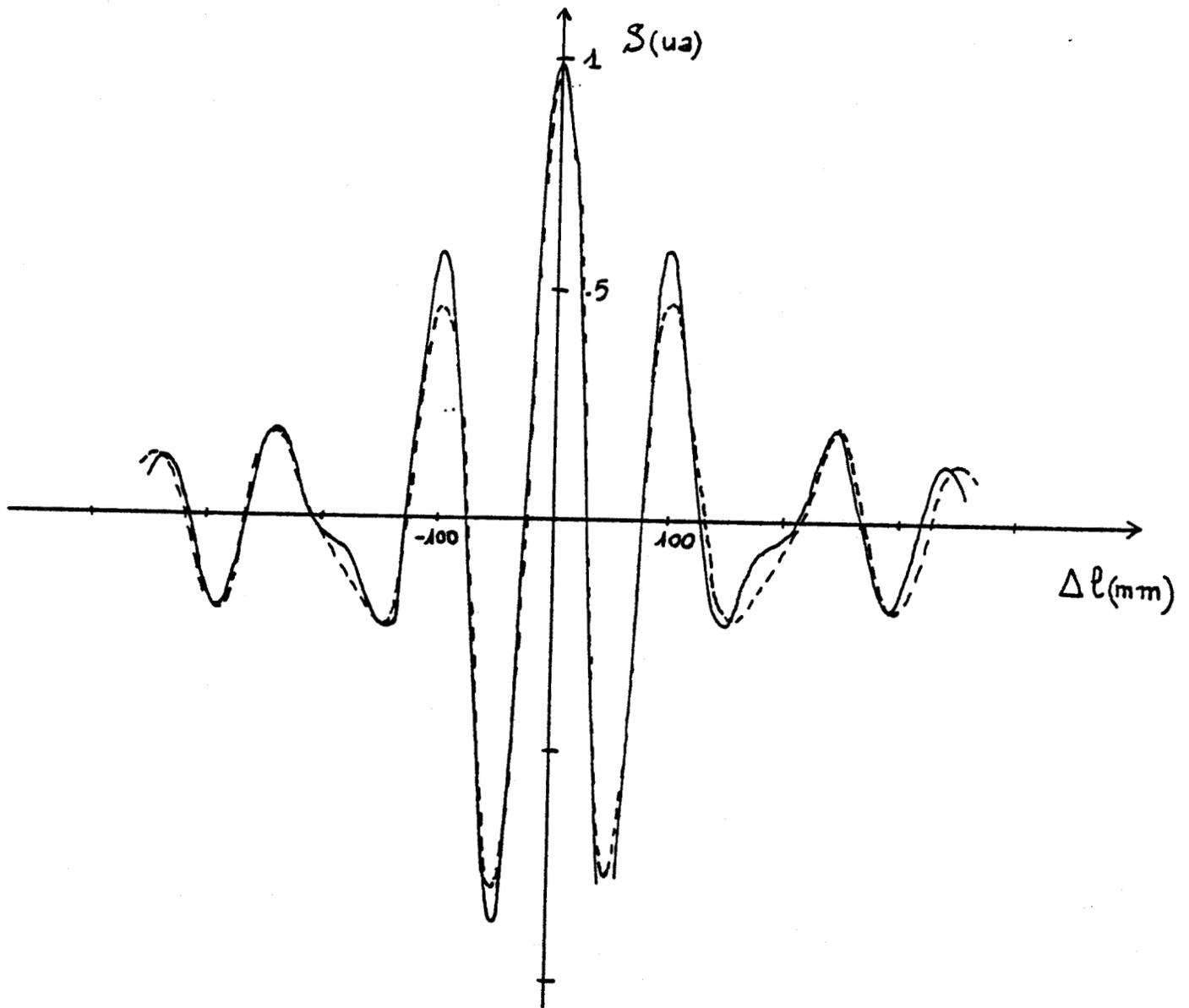


Figure 19

Interférogramme relevé en fonction de  $\Delta l$  ( $\tau = \Delta l/c$ )

— calcul à partir de l'expression (39)

---- Mesure expérimentale

### II.2.2. 3 Sensibilité en température du système

Par définition [35], la sensibilité ou écart minimal de température décelable, correspond à la fluctuation du signal mesuré, exprimée en fonction de la température de la source, pour un temps de mesure donné.

Dans un premier temps, nous caractérisons la sensibilité du système en "Corrélation totale" (figure 17b) qui correspond à la variation minimale de la température  $T_1$  que le système peut déceler. On peut aussi opérer en remplaçant  $R_1$  par une sonde adaptée placée sur un milieu dissipatif (figure 21). Dans cette configuration, la sensibilité calculée théoriquement pour  $\tau = 0$  s'écrit [28][29][36][37] :

$$\Delta T_{1 \min} = \frac{2}{\sqrt{\Delta f_{\text{rect}} \cdot t_F}} \cdot (T_0 + T_R) \quad (41)$$

- $\Delta f_{\text{rect}}$  : bande passante rectangulaire équivalente
- $t_F$  : constante de temps du filtre intégrateur
- $T_0$  : température ambiante.

soit, dans le cas de ce dispositif :

$$\begin{aligned} \Delta T_{1 \min} &= 0,07 \text{ } ^\circ\text{K} \text{ pour } t_F = 2 \text{ sec} \\ \Delta T_{1 \min} &= 0,03 \text{ } ^\circ\text{K} \text{ pour } t_F = 10 \text{ sec} \end{aligned}$$

Expérimentalement (figure 22), on trouve :

$$\begin{aligned} \Delta T_{1 \min} &= 0,10 \text{ } ^\circ\text{K} \text{ pour } t_F = 2 \text{ sec} \\ \Delta T_{1 \min} &= 0,04 \text{ } ^\circ\text{K} \text{ pour } t_F = 10 \text{ sec} \end{aligned}$$

### II.2.2.4 Amplitude des termes parasites

Pour rendre compte de l'influence de certains termes parasites étudiés précédemment, nous supprimons toute corrélation entre les deux tensions d'entrée, en plaçant deux charges adaptées à température ambiante aux points A et B de la figure 12. Cette

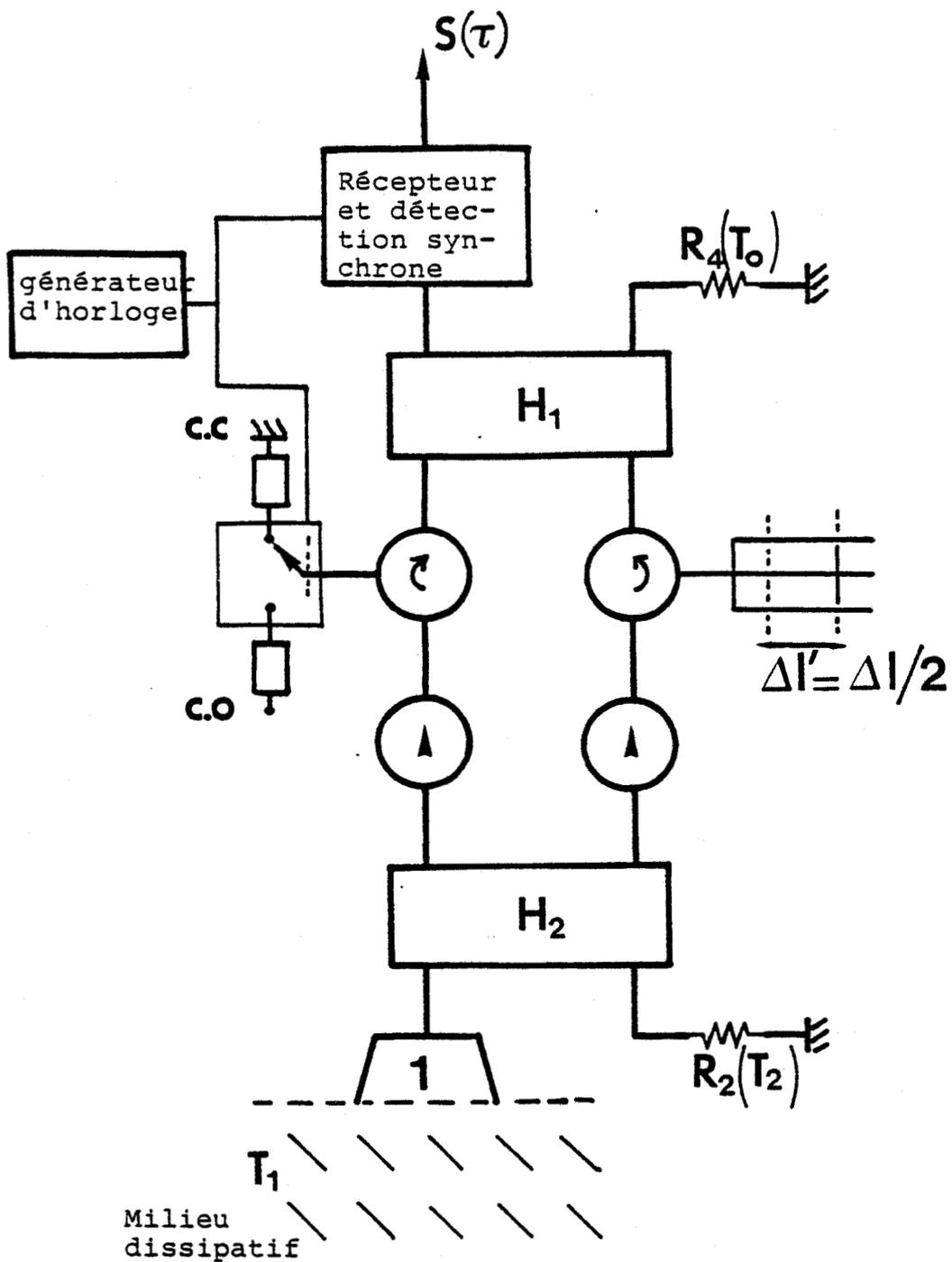
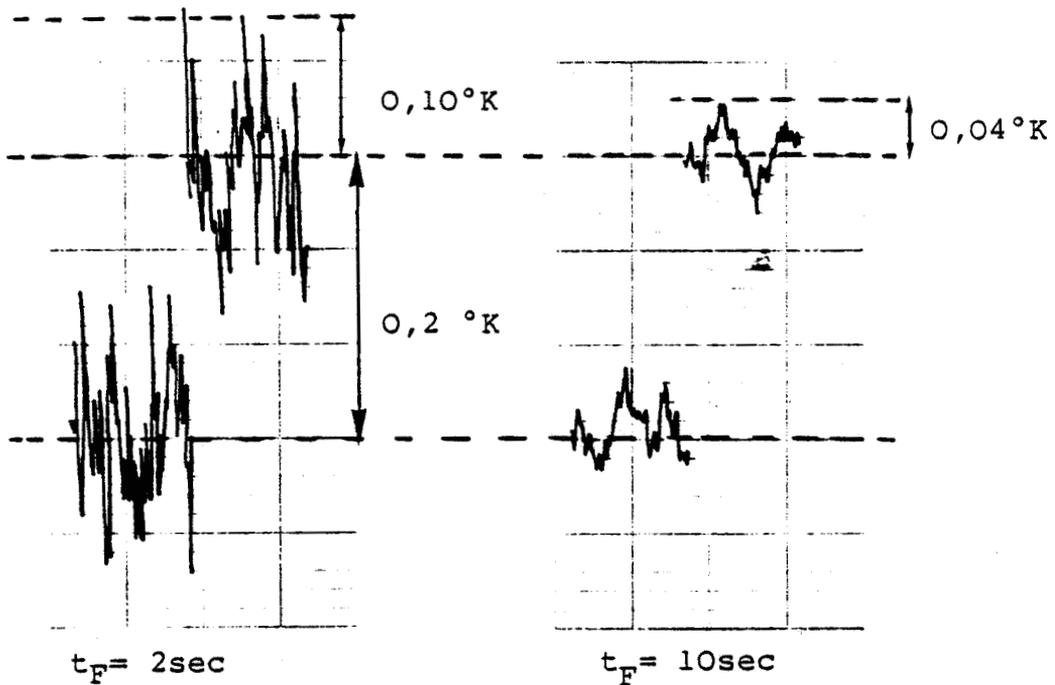
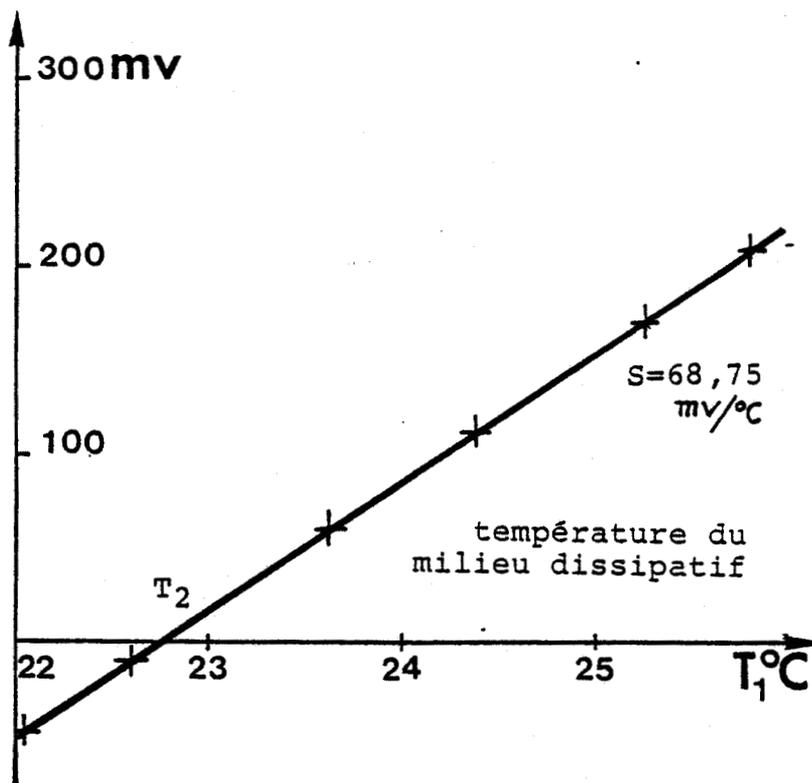


Figure 21 : Dispositif utilisé pour mesurer la sensibilité



a) sensibilité pratique du dispositif à corrélation totale pour une constante de temps de 2 ou 10 sec  
 $(T_1 - T_2) = 0,2^\circ\text{K}$



b) Relevé expérimental du signal de sortie en fonction de  $T_1$

Figure 22: Caractéristiques du premier dispositif obtenues sur le montage donné figure 21

configuration sera dénommée " à corrélation nulle".

En principe, le signal de sortie  $S(\tau)$  doit être nul lorsque l'on fait varier  $\tau$ ; on détecte néanmoins une ondulation de  $S$  que nous attribuons à des termes parasites déjà mentionnés au paragraphe (I.3.3.2).

Toutefois, ces ondulations restent très faible, et leur amplitude ne dépasse pas le double de l'écart minimum de température décelable ( figure 23 ).

### II.2.3 CHOIX DES SONDES

Dans cette étude, nous utilisons comme sondes, des antennes qui sont des tronçons de guides rectangulaires remplis d'un matériau diélectrique de très faible  $\epsilon'_r$  (  $\text{tg } \delta < 10^{-4}$  ). Le choix de  $\epsilon'_r$  résulte d'un compromis qui dépend de la permittivité du milieu sous investigation et de la surface de l'ouverture [16].

Des études théoriques ont été effectuées à partir de différents modèles :

- modèle bidimensionnel considérant un guide à lames à faces parallèles [38][39 ]
- modèle considérant un guide rectangulaire dans un demi-espace assimilable à un guide surdimensionné [40]
- modèle considérant un guide rectangulaire dans un espace semi infini [41][42][43]: . Celui-ci met en oeuvre les séries de Newman et permet de déterminer les champs dans le milieu à partir de la connaissance des fonctions de couplage (application des équations de continuité à l'ouverture qui fait intervenir en première approximation le mode fondamental dans le guide et des modes continus dans le milieu).

Différentes approches ont permis de décrire en première approximation, l'évolution de l'amplitude du champ électrique dans le plan  $oxz$  [16], ainsi que les conditions d'adaptation

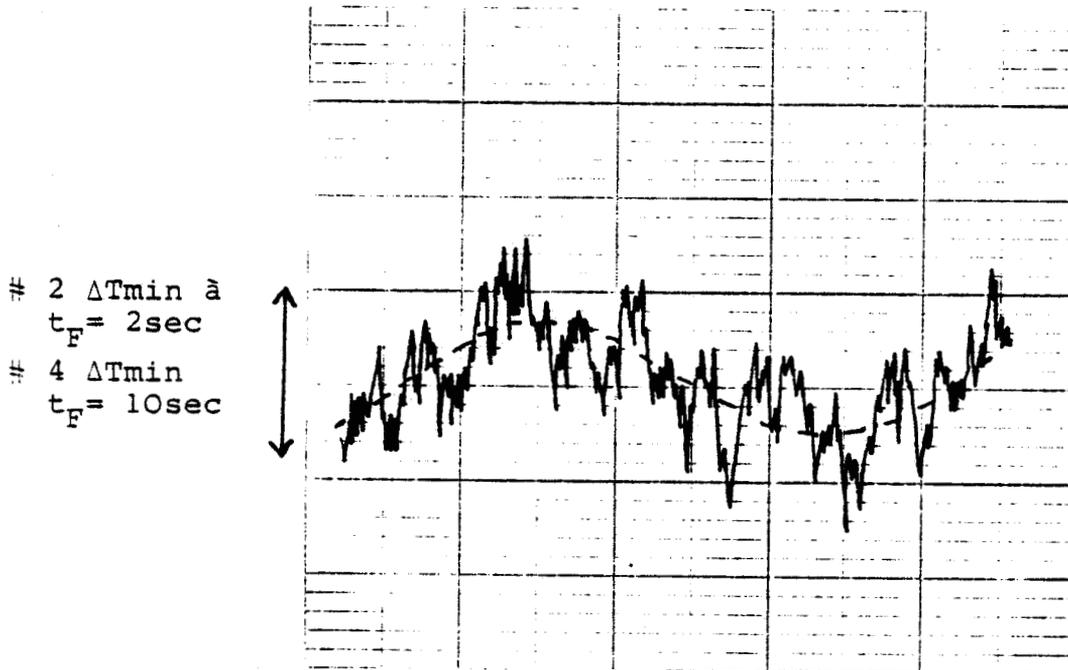


Figure 23 : Signal enregistré, en fonction de  $\Delta l$  (ou  $\tau$ ) pour la configuration " à corrélation nulle" ( $t_F = 2sec$ ) montrant l'existence d'ondulations parasites

des sondes avec la ligne coaxiale qui assure la connexion au radiomètre[11]

### II.2.3.1 Réalisation et caractérisation des sondes

La mise en oeuvre des techniques acquises par le laboratoire nous a permis de réaliser deux types de sondes, fonctionnant dans la bande S (en mode fondamental  $TE_{01}$ ).

#### - Sondes $\epsilon'_r = 25$

- $\epsilon'_r = 25$
- $a = 22 \text{ mm}; b = 11 \text{ mm}$
- $l = 9,5 \text{ mm}$
- $Z = 5,5 \text{ mm}$
- $R = 0,65 \text{ mm}$

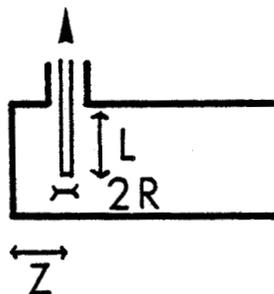


Fig 24

#### - Sondes $\epsilon'_r = 16$

- $\epsilon'_r = 16$
- $a = 27,25 \text{ mm}, b = 13,75 \text{ mm}$
- $l = 9,5 \text{ mm}$
- $Z = 6,4 \text{ mm}$
- $R = 0,65 \text{ mm}$

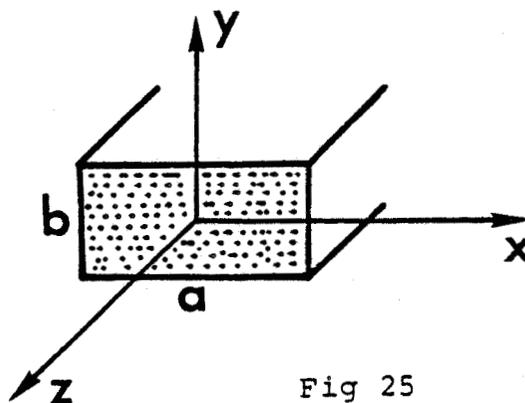


Fig 25

Placées sur l'eau ou sur la peau, ces sondes présentent un coefficient de réflexion global inférieur à -10dB dans toute la bande passante du radiomètre.

La connaissance des paramètres de couplage en amplitude et en phase est nécessaire si l'on veut calculer les valeurs des signaux radiométriques en T.M.O.C. à partir d'expression du type (10).

Pour cela, nous avons effectué à l'aide de l'analyseur de réseaux une caractérisation des champs rayonnés en mode actif dans toute la bande passante du corrélateur. Ces paramètres sont utilisés soit sous forme de fichiers introduits dans un microordinateur ( Apple IIE ou BMC IF 800 ), ou sous forme de fonctions analytiques approchées [44].

Nous représentons (figures 26 à 31) les valeurs de l'amplitude et de la phase dans le plan  $y=0$  du champ électrique rayonné dans l'eau par la sonde ( $\epsilon_r=25$ ) à une fréquence de 3 GHz, ou, en d'autres termes du paramètre  $a$  défini au paragraphe I.2.1.3.

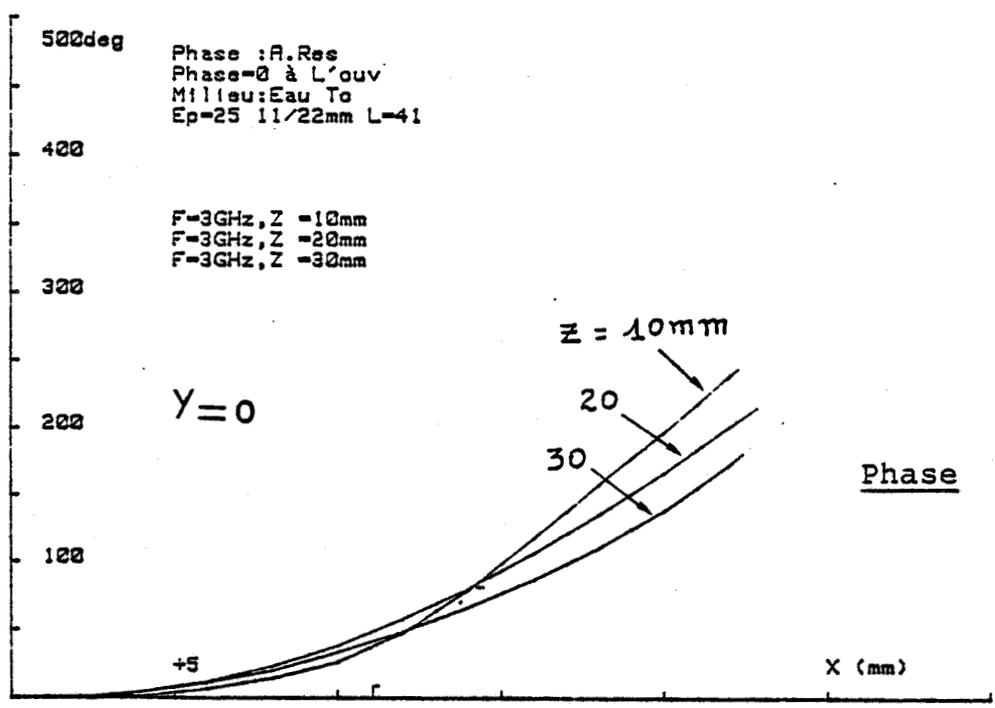
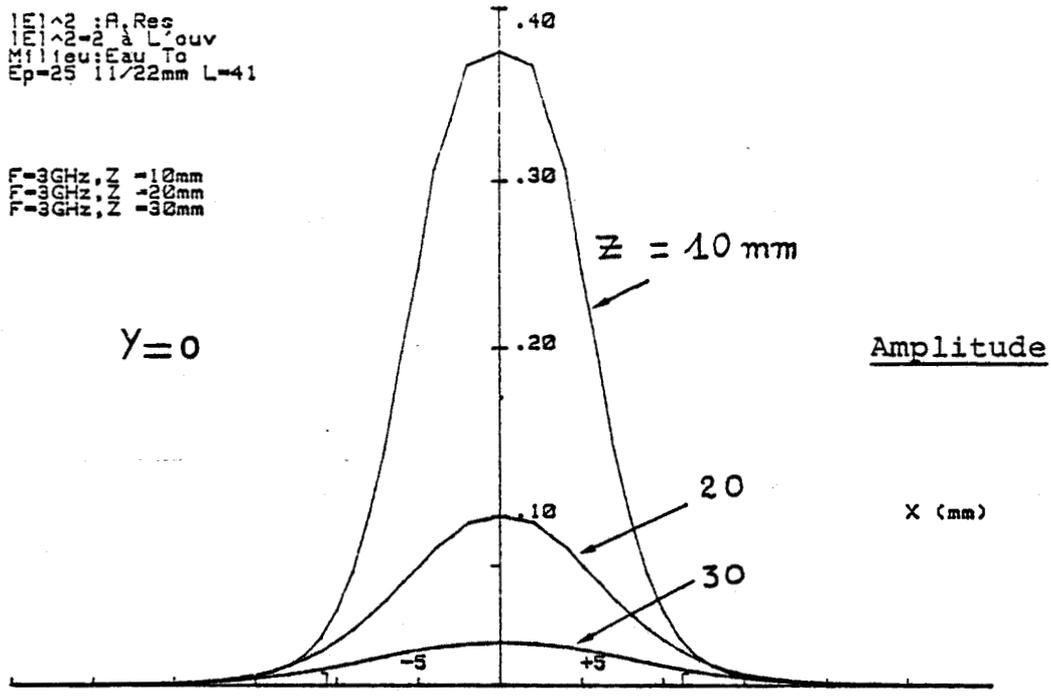
### II.2.3.2 Disposition relative des sondes en T.M.O.C.

Nous distinguons ici deux types de dispositions relatives des sondes : celles-ci sont accolées soit suivant leurs petits côtés, soit suivant leurs grands côtés (figure 32).

Pour augmenter le volume de couplage, on augmente l'angle  $\theta$  entre les axes de symétrie des guides (figure 33).

Il est à prévoir que les paramètres de couplage (relation (11) avec  $\tau=0$ ) sont plus importants lorsque les sondes sont jointes sur leurs grands côtés que sur leurs petits côtés (figure 30).

Nous avons aussi relevé expérimentalement le couplage direct qui peut exister entre les deux sondes. La figure 34 donne les couplages mesurés à 3GHz pour les sondes  $\epsilon_r = 25$ , placées sur l'eau, en fonction de  $\theta$ . On constate que ce couplage est généralement faible, toujours inférieur à -40 dB. Ce paramètre pourrait être pris en compte dans l'estimation des termes correspondant à des signaux parasites corrélés.



**Figure 26 :** Amplitudes et phases des champs électriques dans le plan  $y=0$  pour différentes profondeurs  $Z$  (figure 25)  
 Milieu : eau  
 Sonde :  $\epsilon_r=25$ ,  $a=22$ ,  $b=11\text{mm}$

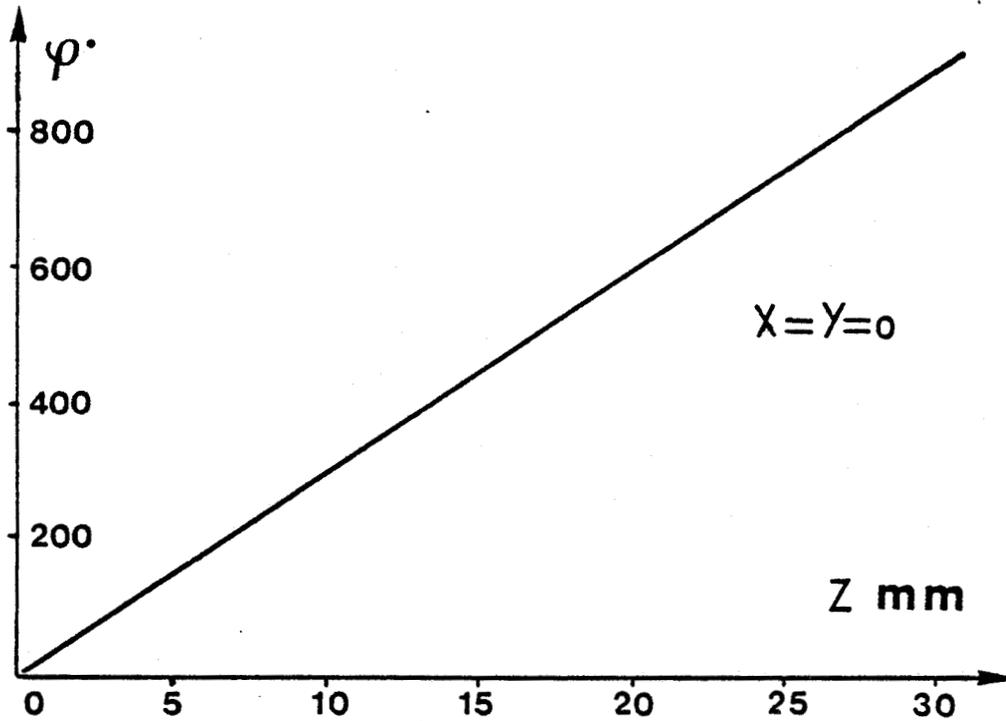
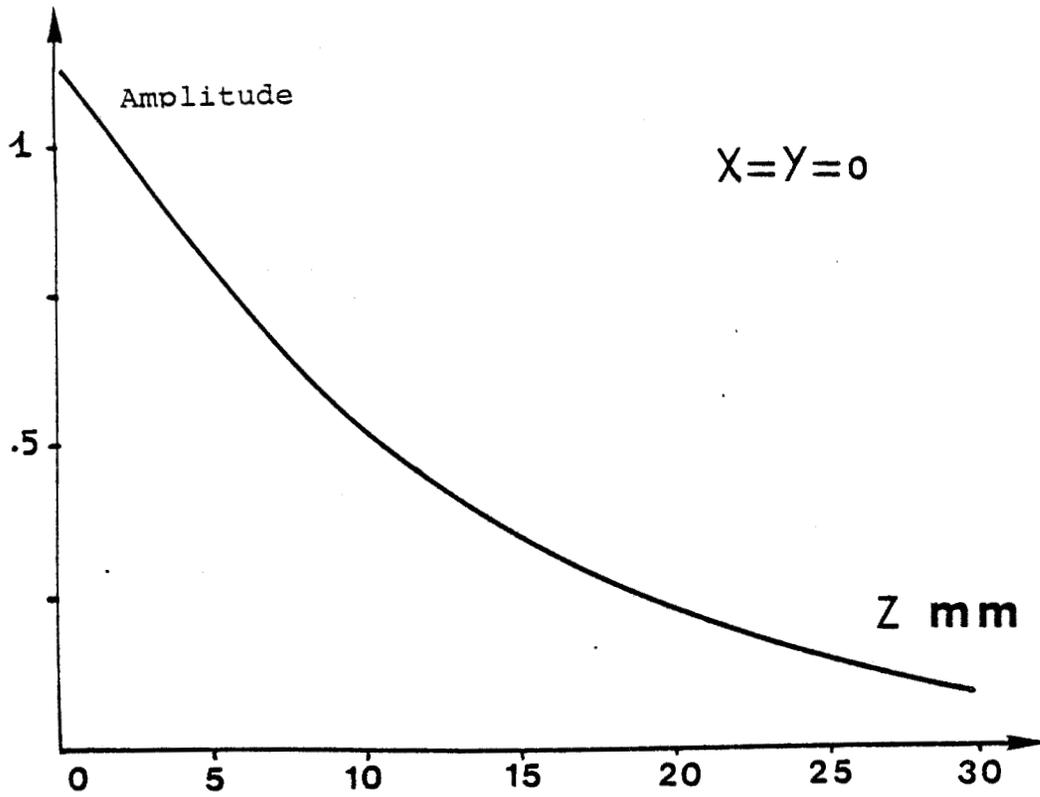


Figure 27 : Amplitude et phase du champ électrique sur l'axe de la sonde (figure 25)  
Milieu : eau  
Sonde :  $\epsilon_r = 25$ ,  $a = 22$ ,  $b = 11$ mm,  $f = 3$ GHz

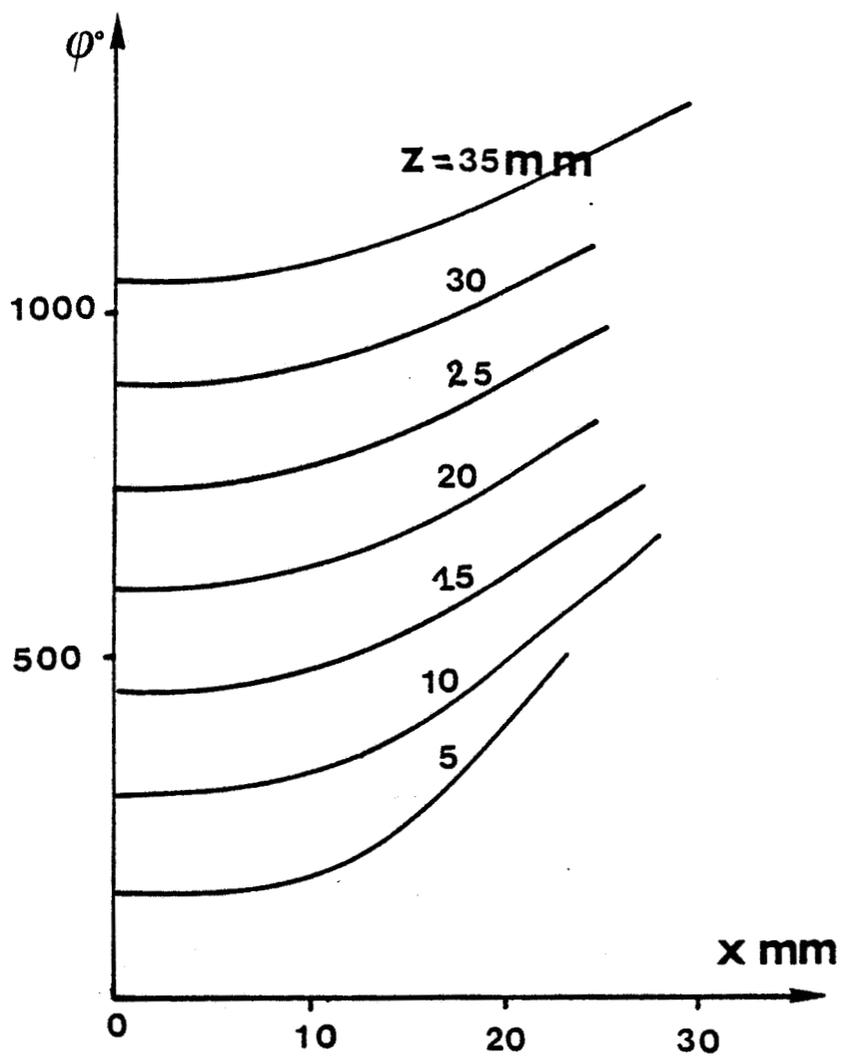


Figure 28 : Phase du champ électrique dans le plan  $y=0$  (figure 25) pour différentes profondeurs  $Z$ .

Milieu : eau

Sonde :  $\epsilon_r = 25$ ;  $a=22$ ,  $b=11$ mm;  $f=3$ GHz

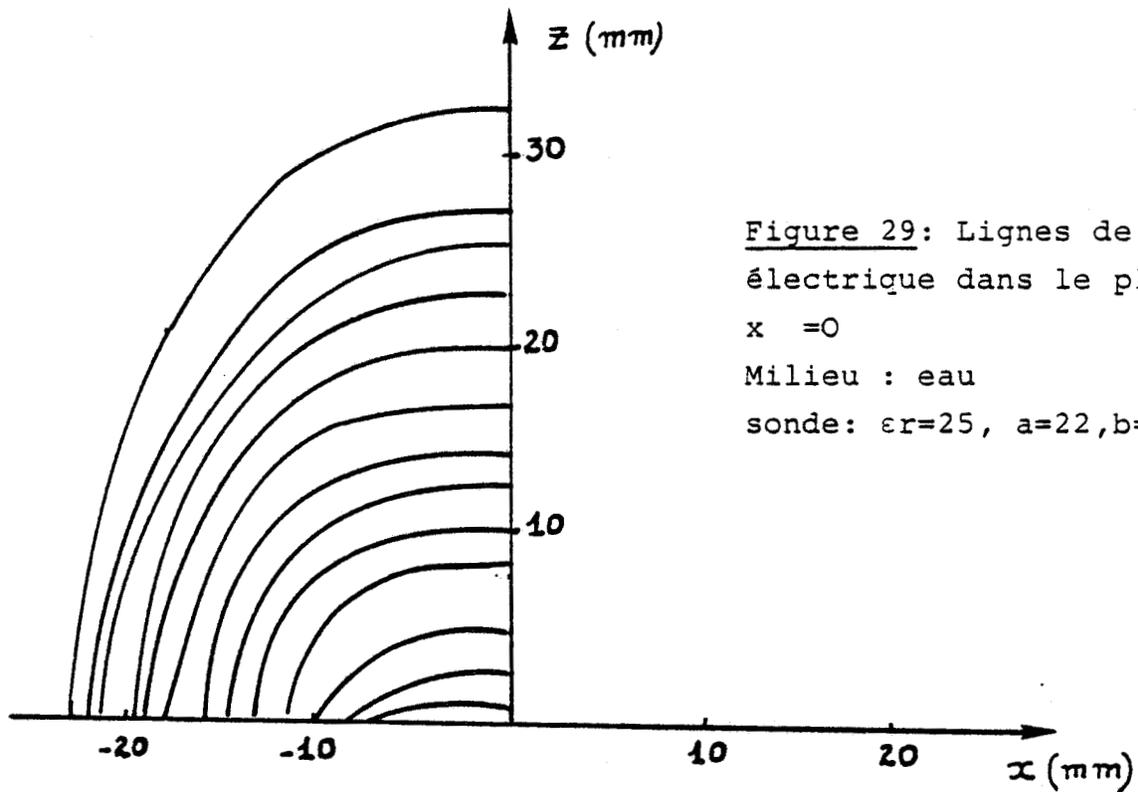


Figure 29: Lignes de champ électrique dans le plan  $x = 0$   
 Milieu : eau  
 sonde:  $\epsilon_r=25$ ,  $a=22$ ,  $b=11$ mm

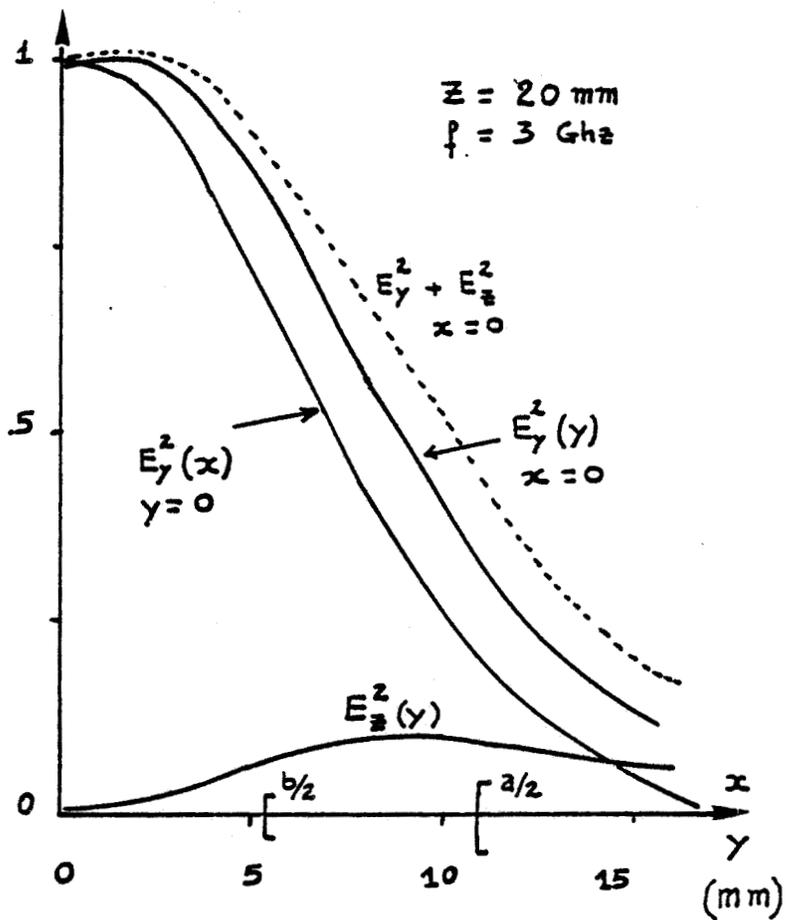


Figure 30 : Composante du champ électrique dans les plans  $x=0$ ,  $y=0$  pour  $z=20$ mm  
 Milieu : eau  
 Sonde:  $\epsilon_r=25$ ,  $a=22$ ,  $b=11$ mm,  $f=3$ GHz

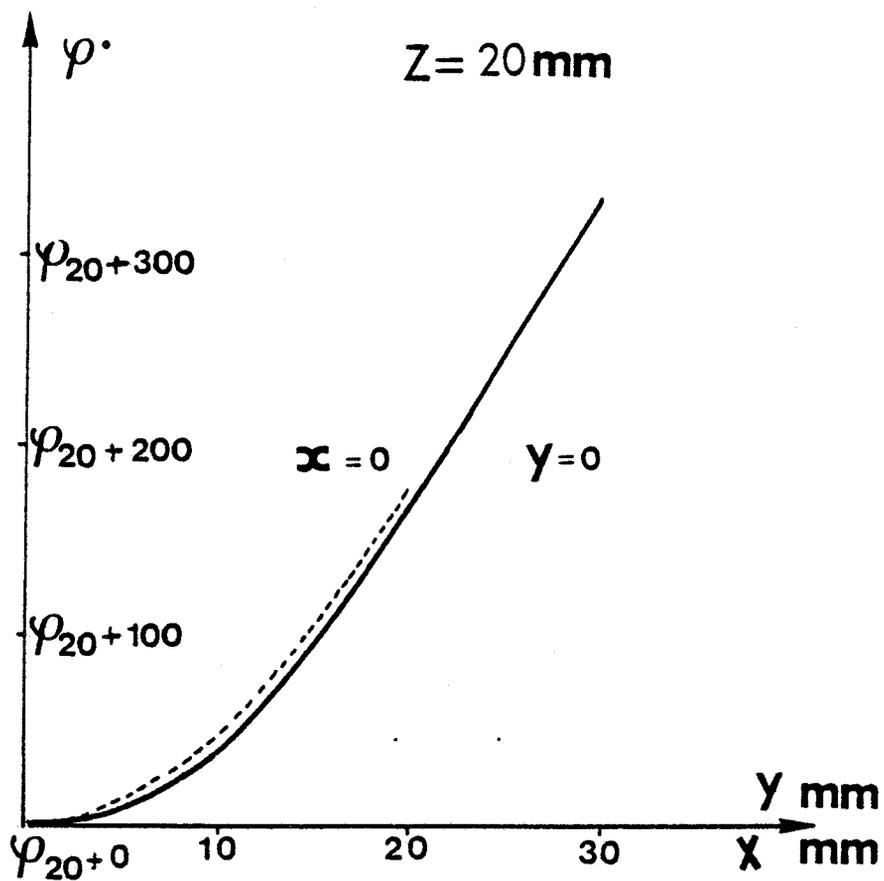
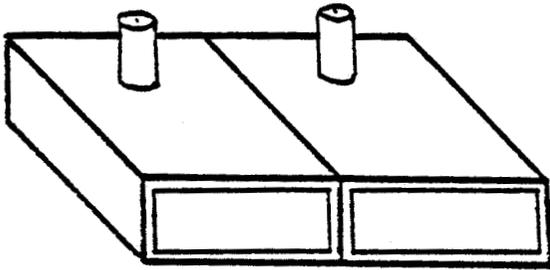
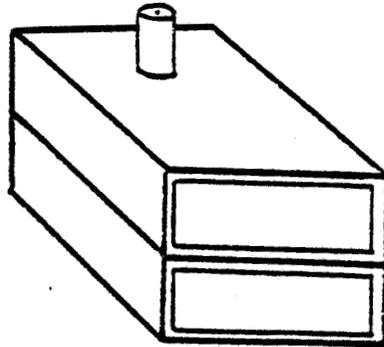


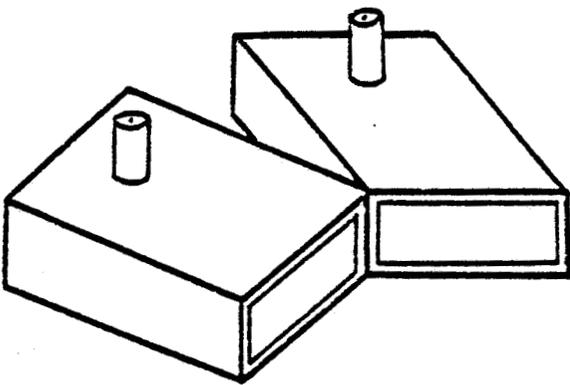
Figure 31 : Phase dans le plan  
 $y=0; x=0$  pour  $z=20\text{mm}$   
Milieu : eau  
Sonde :  $\epsilon_r = 25; a=22, b=11\text{mm}; f=3\text{GHz}$



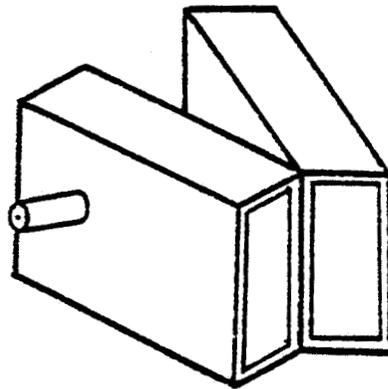
A



B

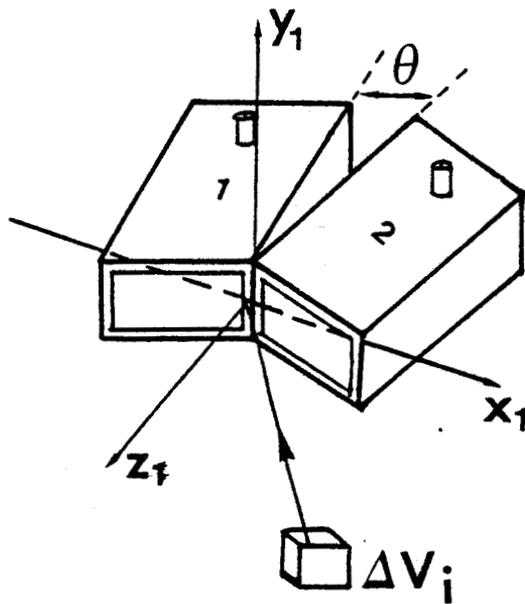


C

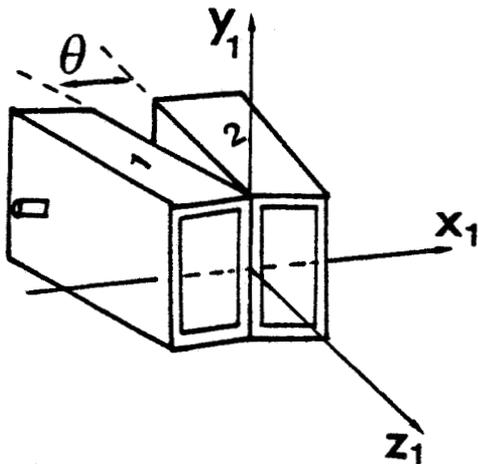


D

Figure 32 : A,B,C,D : Dispositions relatives des sondes



A Sondes accolées selon leur petit côté



B Sondes accolées selon leur grand côté

Figure 33 : Définition de la position du volume élémentaire dans le trièdre  $ox_1y_1z_1$

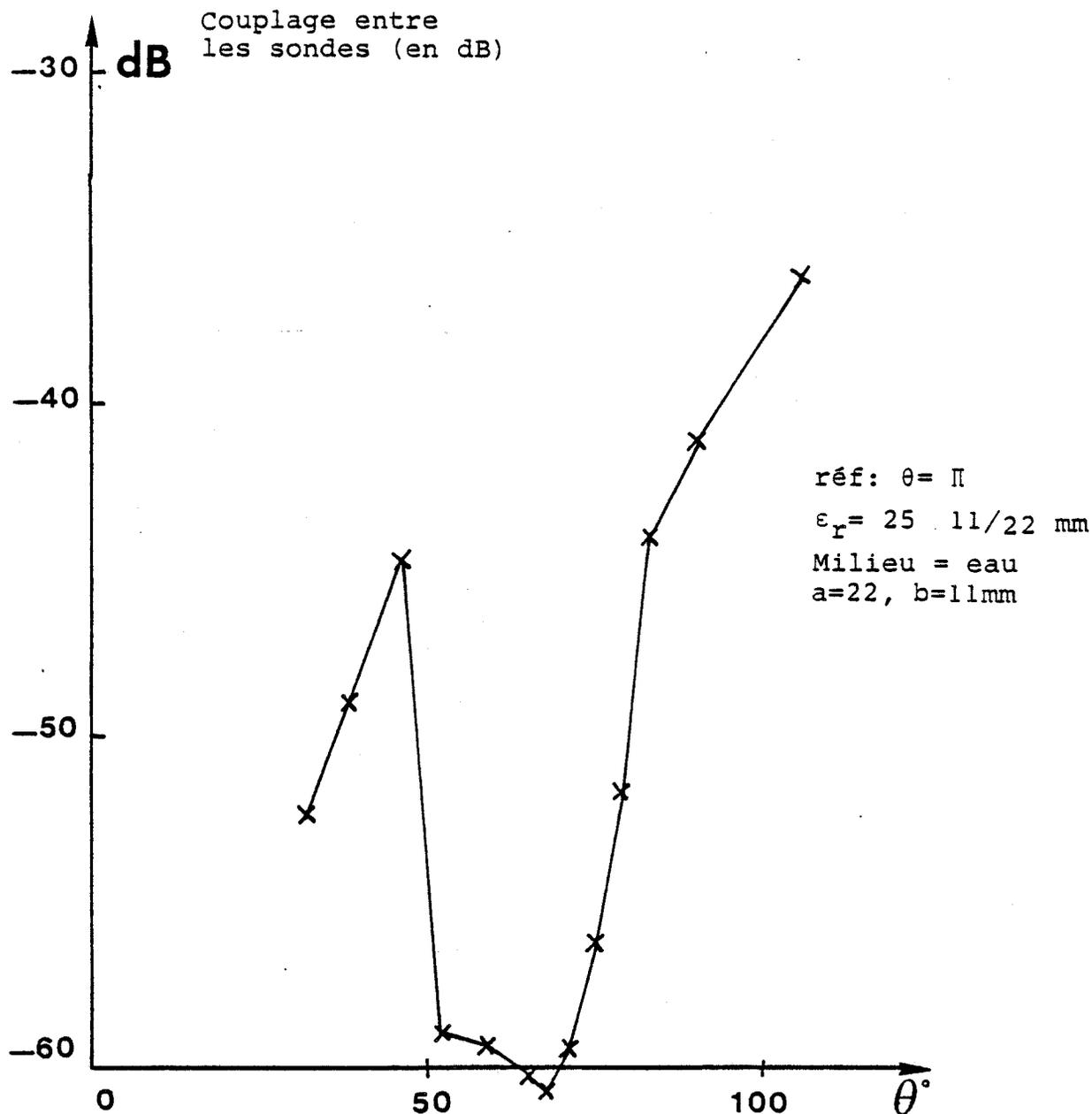


Figure 34 : Relevé expérimental du couplage direct entre les deux sondes ( $\epsilon_r = 25$ ), au travers d'un milieu dissipatif (eau) pour  $\theta \neq 0$  (référence prise par rapport à  $\theta = \Pi$ )

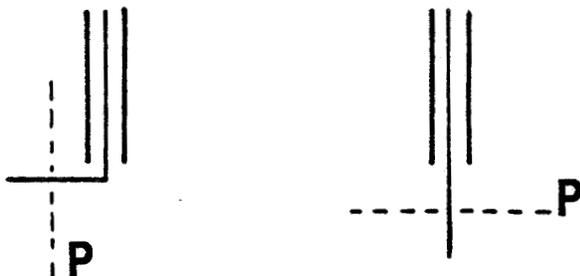
### II.3 ANALYSE DE FONCTIONNEMENT PRATIQUE DU PREMIER DISPOSITIF T.M.O.C.

Après avoir réalisé le premier dispositif, nous allons maintenant passer à l'étude de sa réponse en présence d'une source émettrice, qui est, soit un dipôle, soit une source de bruit électromagnétique (diode à avalanche) placée dans un milieu dissipatif (eau). Ceci va nous permettre de comprendre la réponse du corrélateur au rayonnement thermique généré par un volume élémentaire. Par la suite nous passerons à des essais sur des modèles d'objets thermiques (cylindres ou sphères etc...) traversés par de l'eau dont la température est différente de celle du milieu environnant.

Pour effectuer des essais préliminaires, nous avons réalisé deux types de sources émettrices :

i) Source monochromatique :

Il s'agit d'un dipôle indentique à celui déjà utilisé pour mesurer les champs proches rayonnés. Il est constitué par le prolongement du conducteur central d'un câble coaxial semi-rigide.



ii) Source de bruit

C'est une diode qui, polarisée en régime d'avalanche, émet un bruit électromagnétique (température de bruit estimée à plusieurs milliers de °K). On se place dans le plan P perpendiculaire à l'axe de la diode (figure 35). Dans ce plan, le champ électrique rayonné est parallèle à l'axe de la diode; son amplitude ne dépend que de la distance à la diode. C'est au voisinage de ce plan que nous allons opérer.

Dans ce but, nous avons construit un banc de mesure (figure 36), permettant de déplacer les sondes dans les trois directions ( $ox_1$ ;  $oy_1$ ;  $oz_1$ ), de faire varier l'angle  $\theta$  entre les sondes, et également de faire l'opération inverse; c'est à dire, de déplacer la source, en laissant les sondes immobiles.

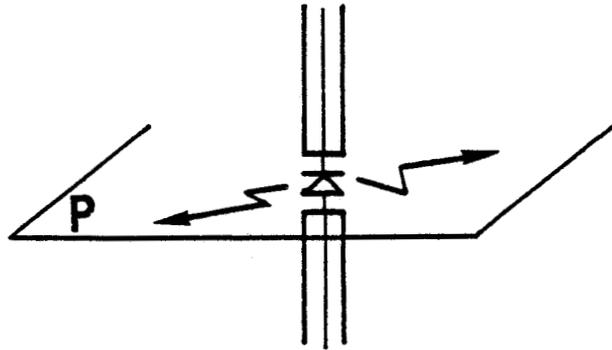
II.3.1 REPOSE DE LA T.M.O.C. A L'EMISSION D'UNE SOURCE PONCTUELLE  
PLACEE DANS UN MILIEU DISSIPATIF (eau)

La réponse du corrélateur à une source de bruit (ou à un dipôle alimenté par un signal de fréquence 3GHz) se manifeste par un signal de sortie tantôt positif tantôt négatif suivant le déphasage introduit par les termes de couplage dans le milieu et par le temps de retard du corrélateur.

II.3.1.1. Réponse de la T.M.O.C. en fonction de  $x_1$  ( $\theta=0$ ;  $\tau=0$ ) pour une source à une profondeur constante

Les relevés expérimentaux concernent des enregistrements en fonction de la position  $x_1$  de la source soit pour une source monochromatique

- pour différentes profondeurs à fréquence fixe (figure 37)
- à profondeur constante pour différentes fréquences (figure 38)



Source de bruit "Diode Avalanche"

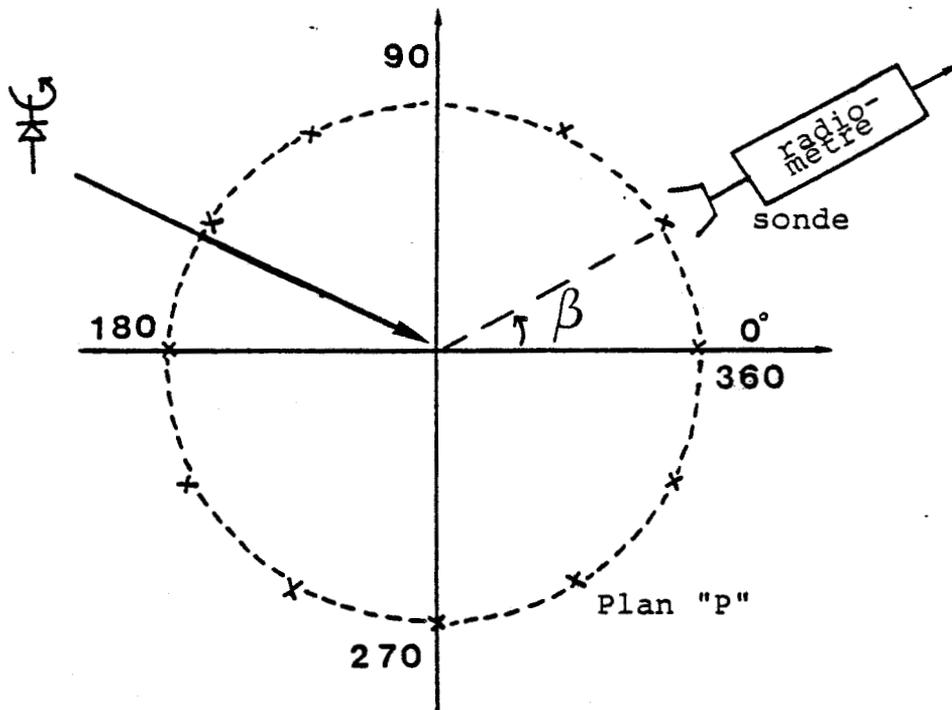


Figure 35: Diagramme de rayonnement de la diode, source de bruit

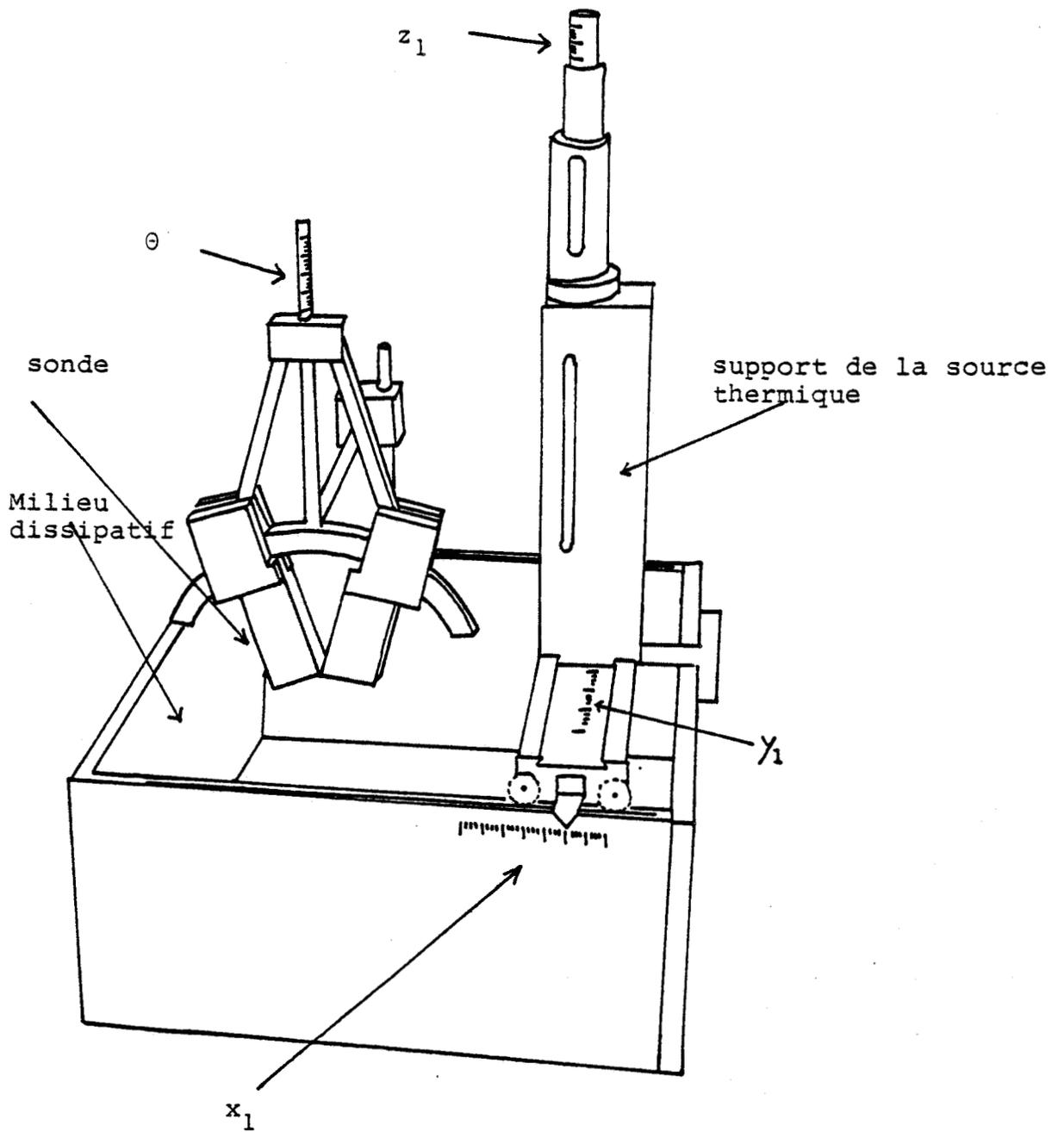


Figure 36 : Dispositif expérimental de la T.M.O.C.

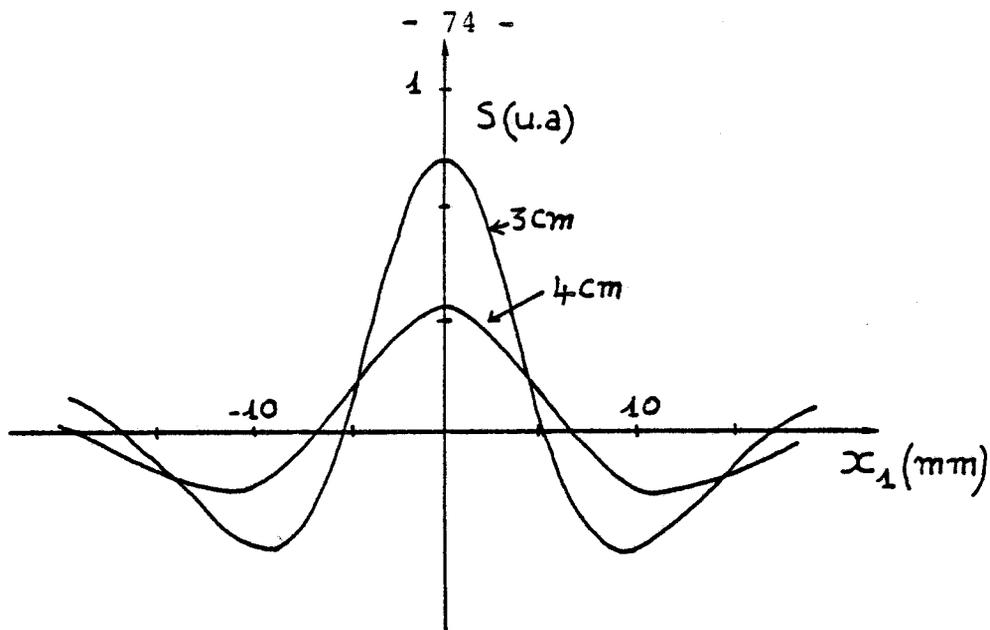


Figure 37 : Réponse de la T.M.O.C à une source monochromatique située dans l'eau à plusieurs profondeurs (3-4cm) déplacée parallèlement à la surface. Les sondes sont jointes selon leur petit côté  $f=3\text{GHz}$

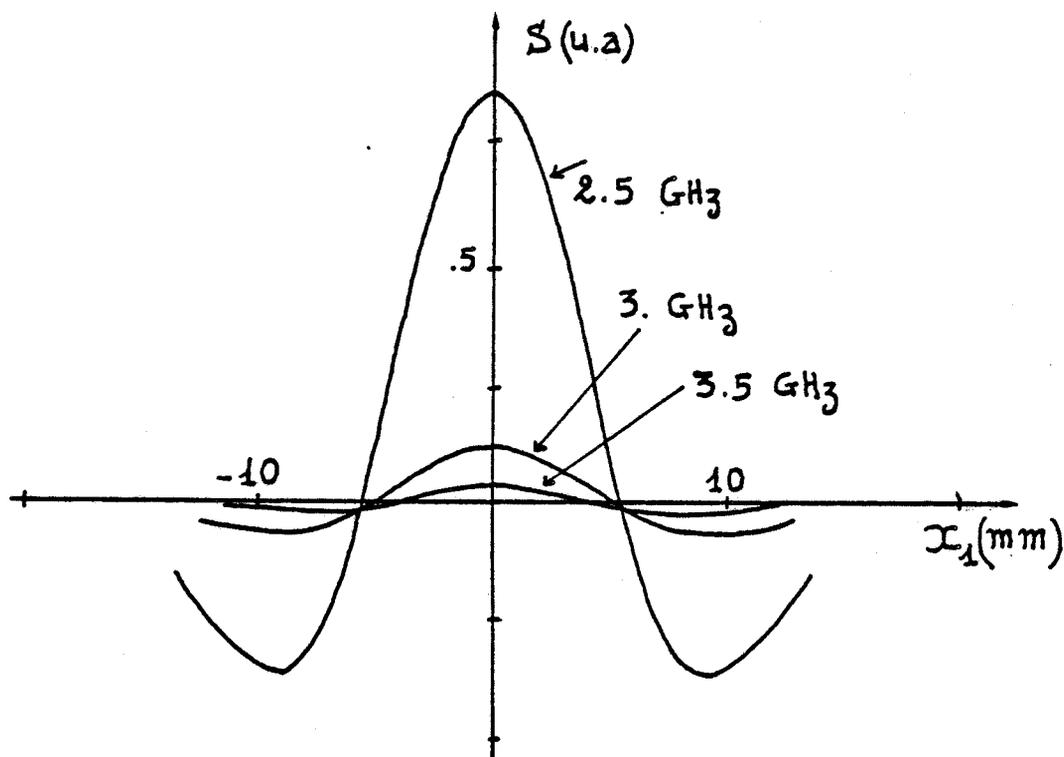


Figure 38 : Réponse de la T.M.O.C à une source monochromatique située à une profondeur  $z_1=2\text{cm}$  déplacée parallèlement à la surface. Les sondes sont jointes par leur petit côté  $F=2,5-3-3,5\text{GHz}$

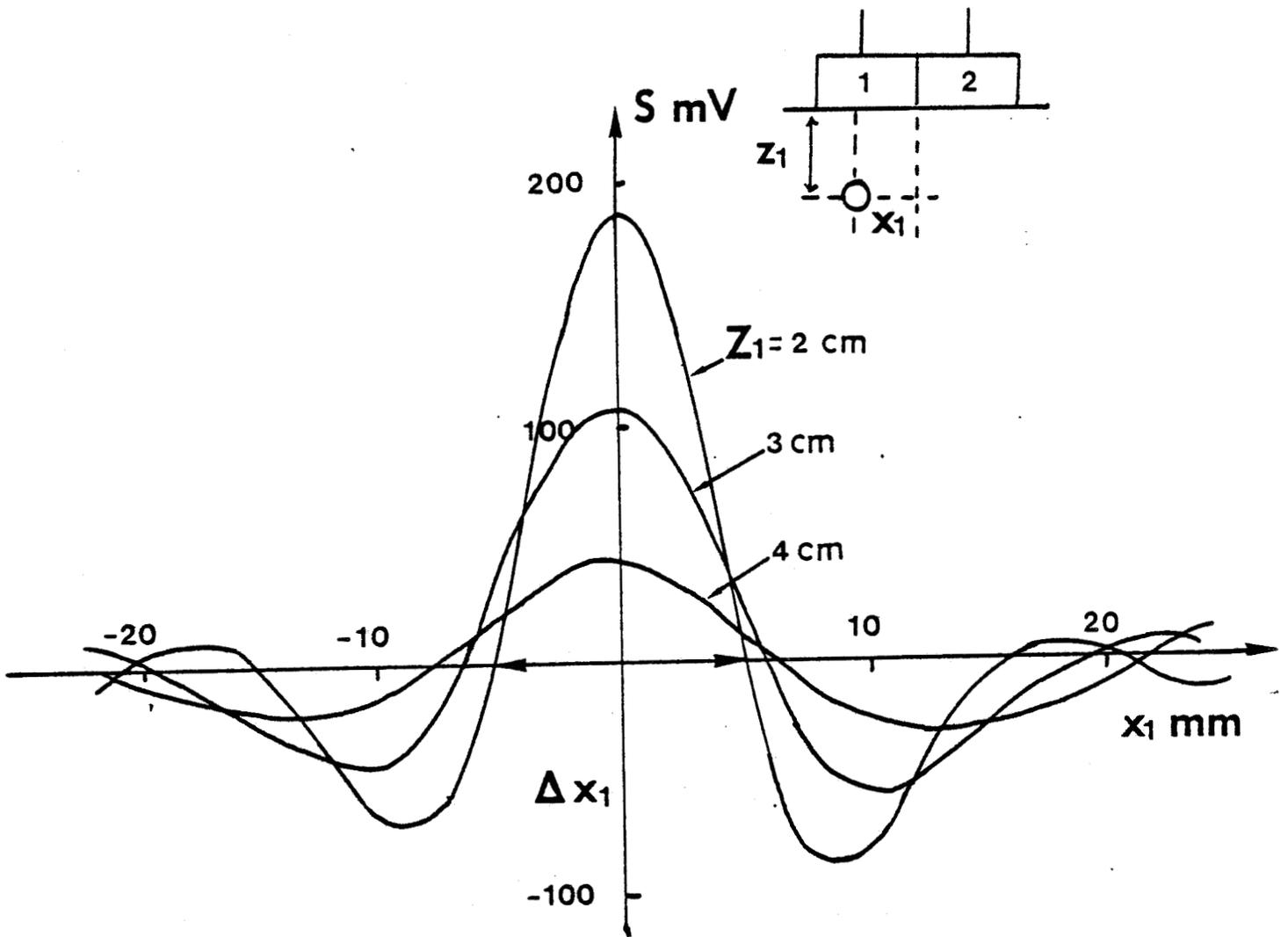


Figure 39 : Réponse du T.M.O.C. à une source de bruit située dans l'eau à plusieurs profondeurs ( 2-3-4cm), déplacée parallèlement à la surface. Les sondes sont parallèles, jointes selon leur petit côté.

soit pour une source de bruit à différentes profondeurs (figure 39).

Ces résultats vérifient bien l'expression (10) du chapitre I.

Notons figure 37, l'élargissement de la frange positive centrale avec la profondeur de la source.

Les franges obtenues pour une source de bruit (figure 39) sont encore plus larges que celles obtenues par le dipôle fonctionnant en régime monochromatique à la fréquence moyenne de la bande passante considérée. Ceci s'explique par le fait que l'absorption du milieu croît avec la fréquence, par conséquence la fréquence moyenne équivalente du signal détecté est décalée vers les basses fréquences lorsque l'on travaille avec un signal de bruit.

A titre d'illustration, nous donnons figure 40 le spectre entre 2,5 et 3,5 GHz d'un signal capté par la source issu d'une source de bruit blanc située dans l'eau à une profondeur de 2 cm. Lorsque l'on calcule la réponse  $S(\tau)$  dans la bande passante du radiomètre, compte tenu des données des figures 38 et 40, nous vérifions qu'elle correspond bien à celle d'une source de bruit blanc dans les mêmes conditions (figure 41).

Nous donnons figure 42 la réponse à une source ponctuelle en T.M.O. (Isonde) comparée à la réponse en T.M.O.C. qui indique déjà, dans le second cas une meilleure résolution spatiale.

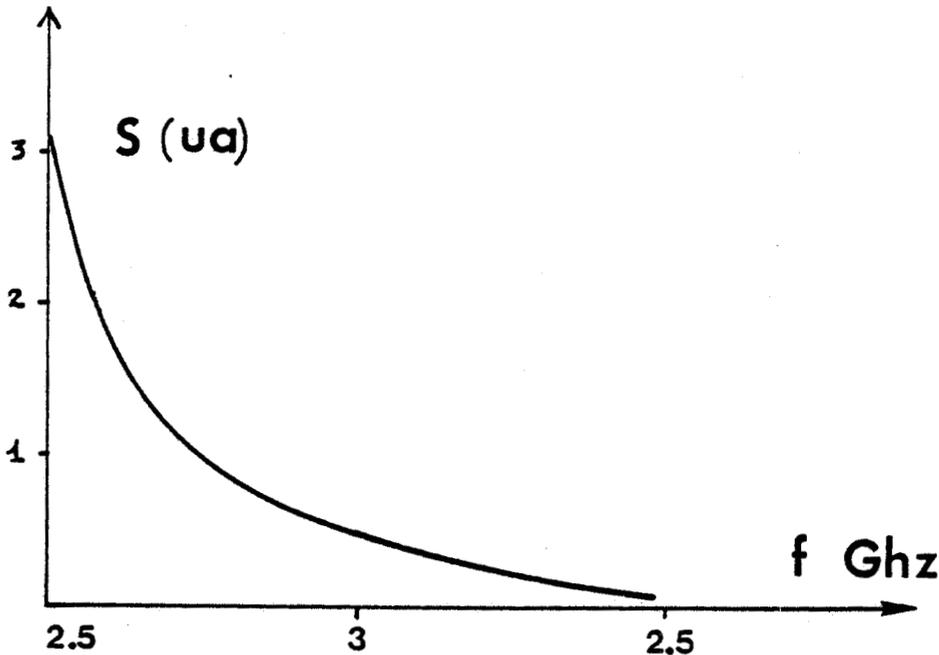


Figure 40

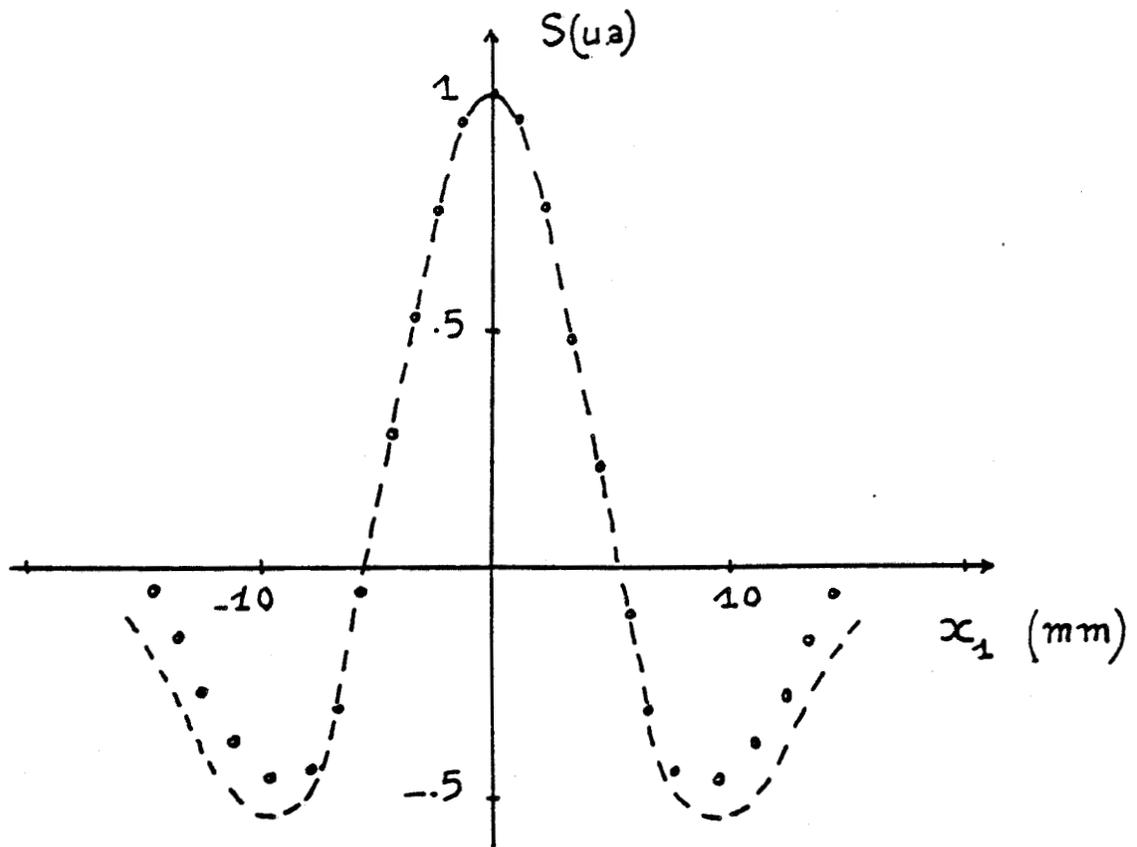


Figure 41 : Comparaison entre la réponse du T.M.O.C. à une source de bruit située dans l'eau à une profondeur  $z_1 = 20\text{mm}$  et celle calculée en considérant trois fréquences (2.5 - 3 - 3.5GHz)  
Sondes accolées selon leur petit côté  
(  $\theta=0$ ,  $\epsilon_r=25$ ,  $a=22$ ,  $b=11\text{mm}$ )  
o expérience  
-- calcul

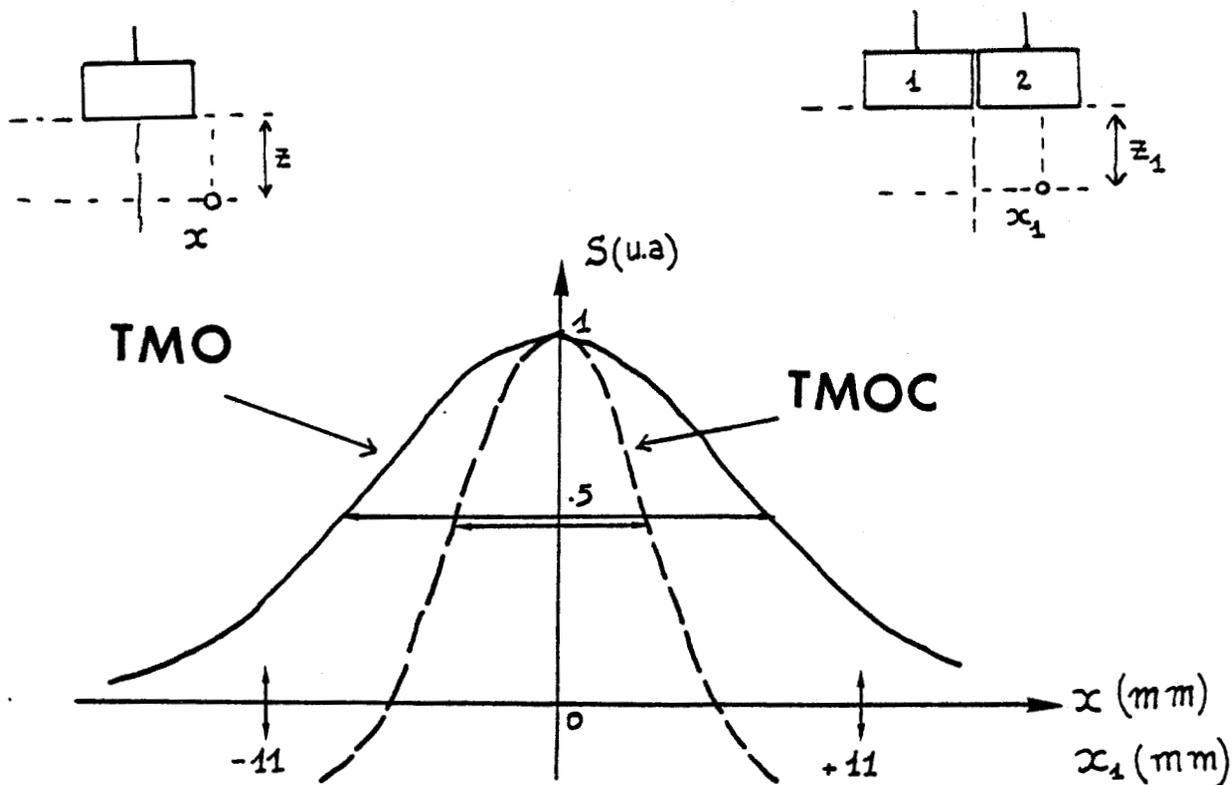


Figure 42: Comparaison entre les réponses en T.M.O. et T.M.O.C. à une source de bruit placée dans l'eau. Sondes jointes selon leur petit côté,  $\epsilon_r=25$ ,  $a=22$ ,  $b=11$ mm. Source de bruit placée à  $z_1=20$ mm dans le plan  $y_1=0$ .

### II.3.1.2. Réponse de la T.M.O.C. pour différentes valeurs de $\theta$ ( $\tau=0$ )

La figure 43 correspond à des enregistrements du signal de sortie  $S$  en fonction de  $x_1$ , pour différentes valeurs de  $\theta$ , ces résultats se vérifient à partir de la relation (11). On constate que la fréquence spatiale des franges obtenues augmente avec l'angle  $\theta$  entre les deux sondes.

On note que l'augmentation de  $\theta$ , provoque aussi une augmentation de l'amplitude des franges.

Ainsi, si l'on souhaite aboutir à une localisation fine d'une source chaude on aura intérêt dans la mesure du possible à augmenter l'angle  $\theta$ .

La figure 44 représente  $S$  lorsqu'on déplace le point chaud sur l'axe du système pour différentes valeurs de  $\theta$ . On constate que  $S$  passe par un maximum pour des profondeurs ici comprises entre 1 et 2 centimètres.

Comparée à la T.M.O., pour laquelle le paramètre de couplage sur l'axe décroît en fonction de  $z$ , la T.M.O.C. est insensible à l'émission des volumes situés tout à fait en surface, et privilégie les investigations sur un volume situé plus en profondeur.

### II.3.1.3 Réponse de la T.M.O.C. en fonction de $x_1$ pour différentes valeurs de $\tau$

L'action sur  $\tau$  introduit un déphasage  $\phi_\tau$  qui décale la frange positive par rapport au centre (figure 45).

Notons que le signal (par exemple  $S(x_1)$  pour différentes valeurs de  $\tau$ ) reste situé dans l'enveloppe définie par le produit  $A_{1i} A_{2i}$  (11). Ainsi, l'action sur  $\tau$  conduit à un déplacement latéral du diagramme de sensibilité de l'antenne synthétique constituée par les deux sondes.

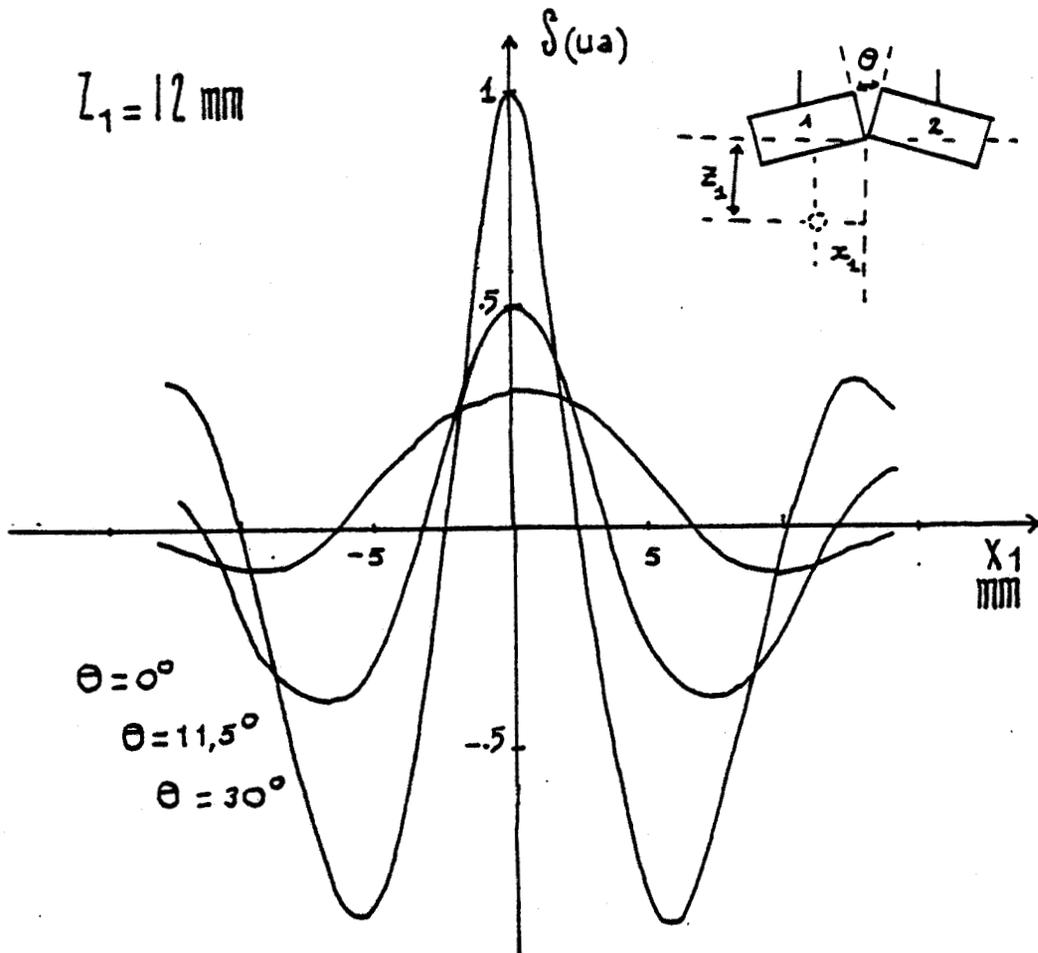


Figure 43 : Réponse du T.M.O.C à une source de bruit, située dans l'eau à une profondeur  $z_1 = 12 \text{ mm}$  et déplacée parallèlement à la surface. Sondes accolées selon leur petit côté et font entre elles un angle  $\theta$

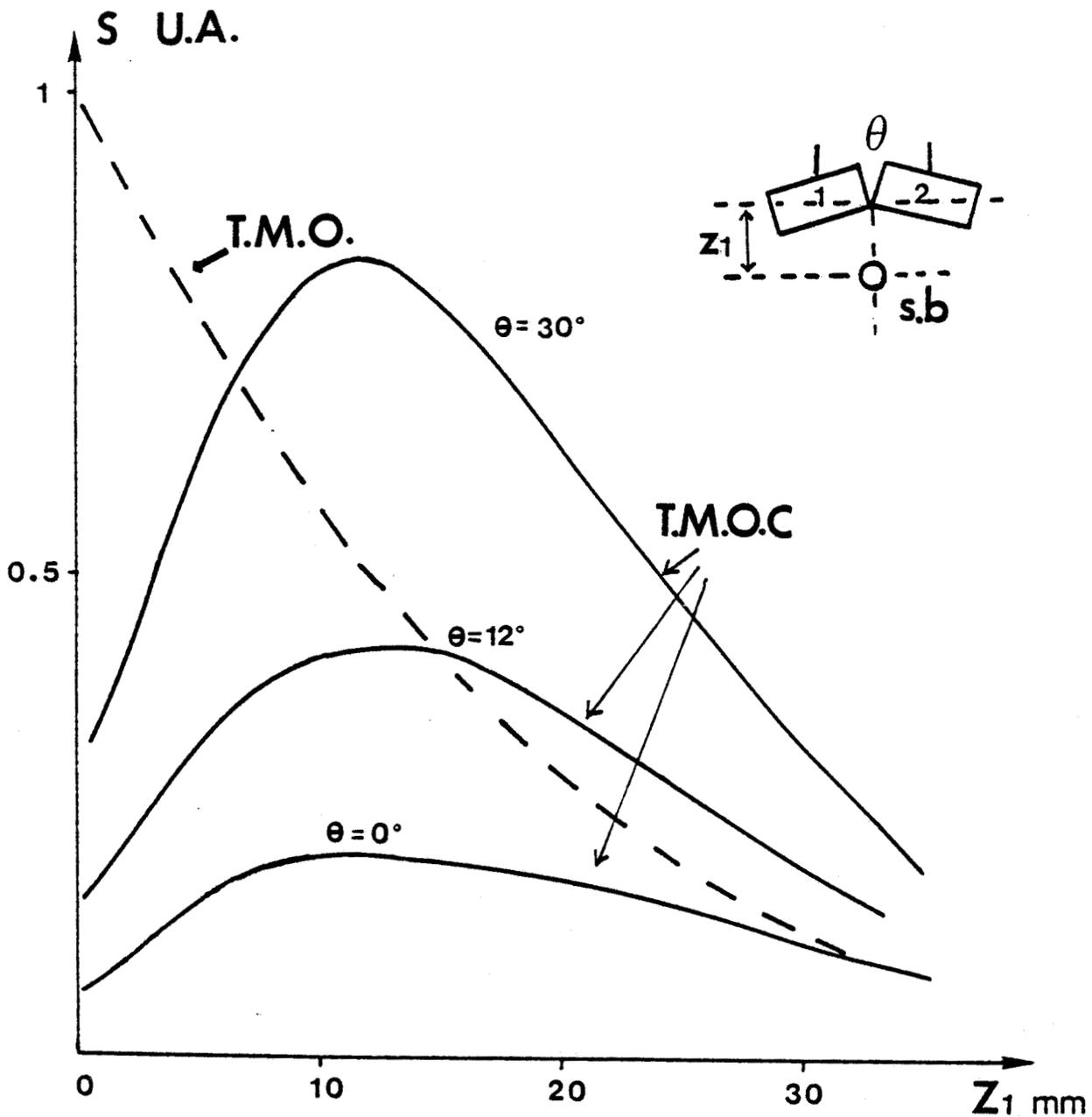


Figure 44 : Réponse du T.M.O.C à une source de bruit situé dans l'eau, et déplacée sur l'axe des sondes pour plusieurs valeurs de l'angle  $\theta$  entre les sondes accolées selon leur petit côté.

Ces réponses sont comparées à celle de la T.M.O. à une sonde (courbe en pointillé)

Sondes :  $\epsilon_r=25$ ,  $a=22$ ,  $b=11$ mm

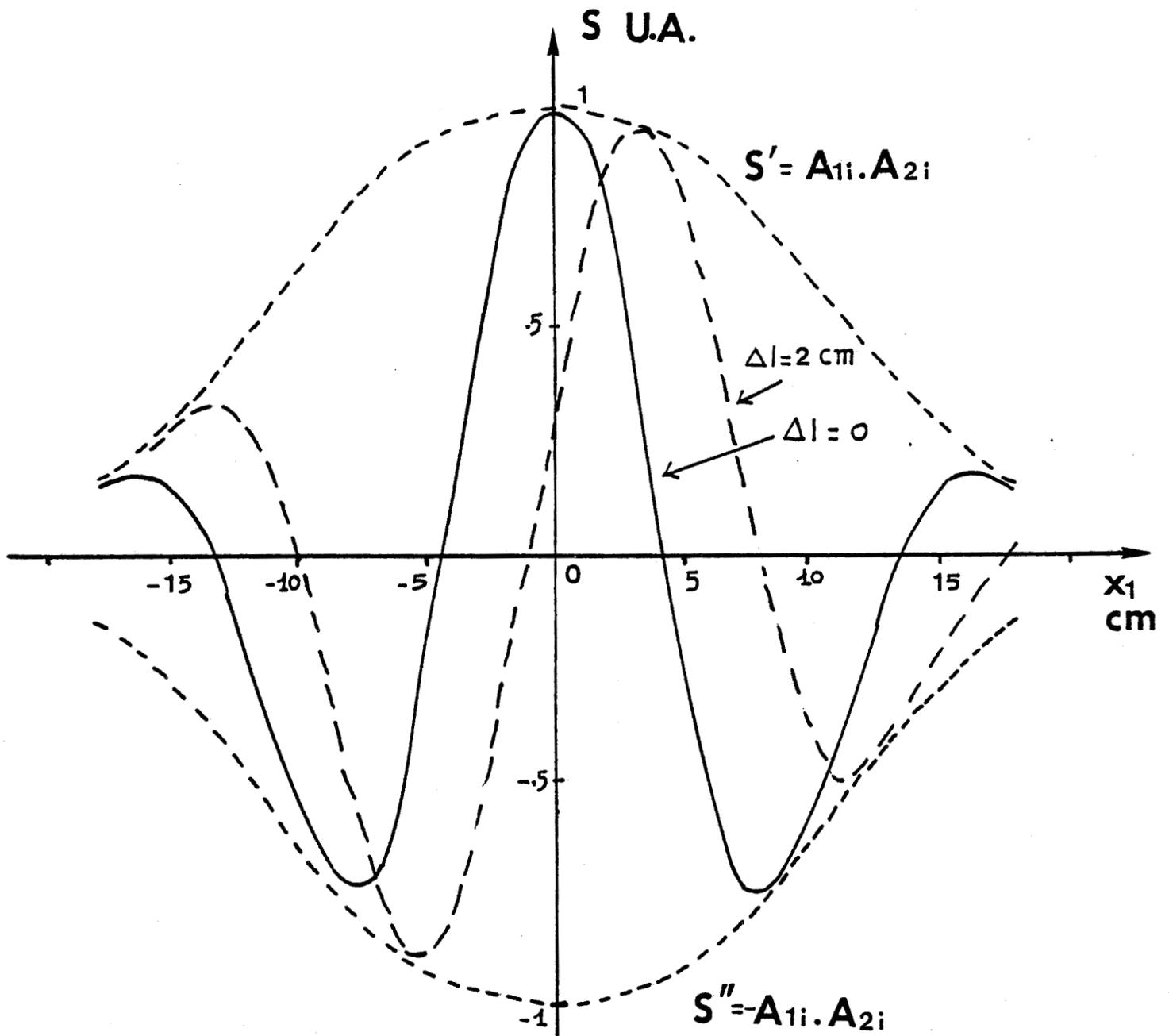


Figure 45 : Réponse du T.M.O.C. à une antenne miniature, plongée dans l'eau, alimentée à 3GHz (profondeur  $Z_1 = 2\text{cm}$ ) déplacée parallèlement à la surface

Sondes accolées selon leur petit côté  
 $\epsilon_r = 25$ ,  $a = 22$ ,  $b = 11\text{mm}$

#### II.3.1.4 Réponse de la T.M.O.C. en fonction de $\tau$ , pour une position donnée de la source ( $\Delta l = c\tau$ )

Lorsque les paramètres géométriques  $x_1$  et  $z_1$  sont fixes, la réponse de la T.M.O.C. en fonction de  $\tau$  ( figure 46 ) rappelle l'interférogramme obtenu à partir du montage de la figure 17a (source de bruit localisée).

Par ailleurs nous avons remarqué une augmentation de la période de l'interférogramme en fonction de la profondeur de la source de bruit. Ceci est dû à la croissance de l'absorption du milieu dissipatif en fonction de la fréquence. Cette caractéristique peut être utilisée pour déterminer la profondeur de la source.

#### Remarque :

Ces résultats expérimentaux ont, pour la plupart, été vérifiés par application de la relation (10).

Ce type d'expérience nous a permis de bien comprendre la réponse du système au rayonnement d'une source ponctuelle.

Retenons que l'étude qui vient d'être décrite annonce déjà des différences importantes entre la T.M.O. et la T.M.O.C.

\* La résolution spatiale attendue en T.M.O.C. sera meilleure qu'en T.M.O.

\* Elle sera encore améliorée avec l'augmentation de l'angle  $\theta$ .

\* La T.M.O. est d'autant plus sensible à l'émission des volumes du milieu dissipatif que ceux-ci sont superficiels, alors que la T.M.O.C. est plutôt sensible à des volumes relativement plus profonds.

\* L'action sur  $\tau$  apporte une information sur le déphasage.

\* L'augmentation de la profondeur de la source conduit à un filtrage du bruit reçu par le dispositif.

Cette étude va nous permettre d'envisager la réponse du système à une structure thermique complexe qui pourra être déterminée à partir de l'addition de ces processus élémentaires.

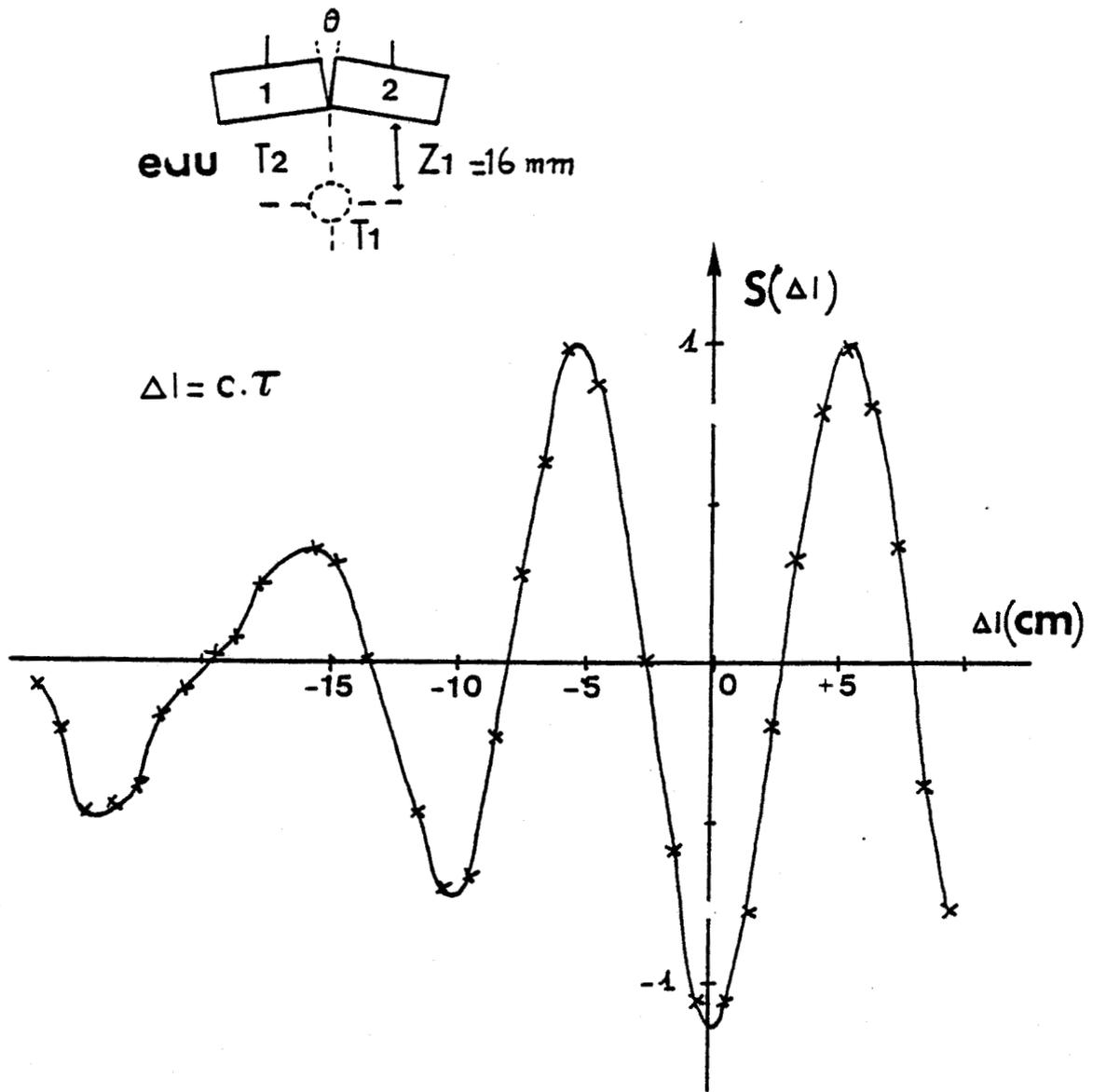


Figure 46 : Réponse du T.M.O.C en fonction du temps de retard  $\tau$  ( $\Delta l/c$ )

L'objet thermique est un cylindre (diamètre 1.1cm) rempli d'eau à  $T_2=40^\circ\text{C}$  placé dans l'eau à  $T_1= 25^\circ\text{C}$   
 $x_1=0, z_1=16\text{mm}$ .

Sondes accolées selon leur petit côté ( $\theta=50^\circ$ )

### II.3.2 ESSAIS SUR DES OBJETS THERMIQUES PLACES DANS UN MILIEU DISSIPATIF

L'étude de la T.M.O.C. a été développée afin de détecter des objets thermiques dans un milieu dissipatif. Les études expérimentales sur modèles consistent à utiliser des structures transparentes aux microondes (verre, polythène,...) dans lesquelles on fait circuler de l'eau tiède. Nous avons distingué deux types de modèles : cylindres (figure 47a), sphères (figure 47b) de différentes tailles, front de température latéral réalisé à l'aide d'un parallélépipède rempli d'eau (figure 47c).

Pour maintenir un écart de température stable entre l'objet et le milieu environnant, nous procédons de la manière suivante :

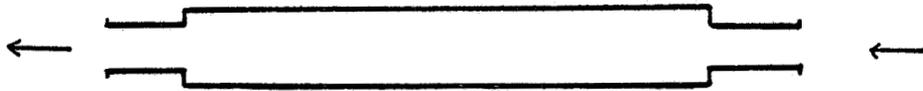
On alimente l'objet avec une circulation d'eau tiède, la température de la cuve est homogénéisée à l'aide d'une autre circulation (figure 48) ; on laisse s'établir un régime stationnaire au cours duquel les échanges thermiques entre l'objet, le milieu et l'extérieur sont stabilisés.

Dans un premier type d'essais, les deux sondes sont accolées selon leur petit côté et font entre elles un angle  $\theta=30^\circ$  (figure 33A). On enregistre un signal de sortie lorsqu'on déplace parallèlement à son axe un cylindre (parcoursu par une eau à  $T_1=35^\circ\text{C}$  placée dans une cuve à  $T_2=26^\circ\text{C}$ ) dont l'axe est parallèle à  $oy_1$ , et situé à une profondeur  $z_1$  constante.

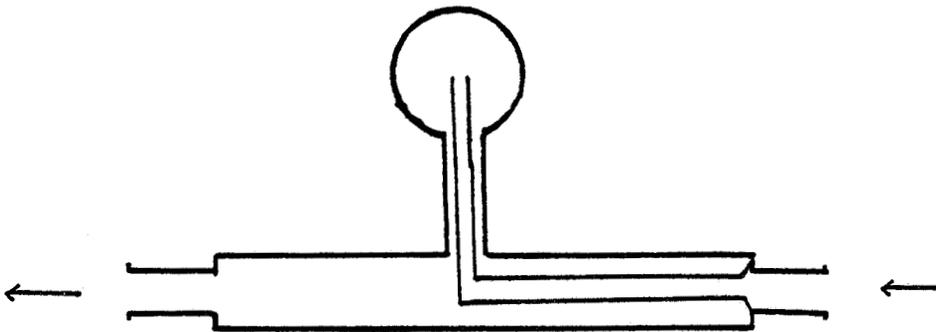
Le signal obtenu est du type attendu. Compte tenu de la faible taille de l'objet, il est assez voisin de celui obtenu lors de l'émission d'une source ponctuelle dans les mêmes conditions.

Nous donnons également l'écart de température minimum décelable du dispositif exprimé en fonction de la température de l'objet et en fonction de  $z_1$  ( figure 51 ) .

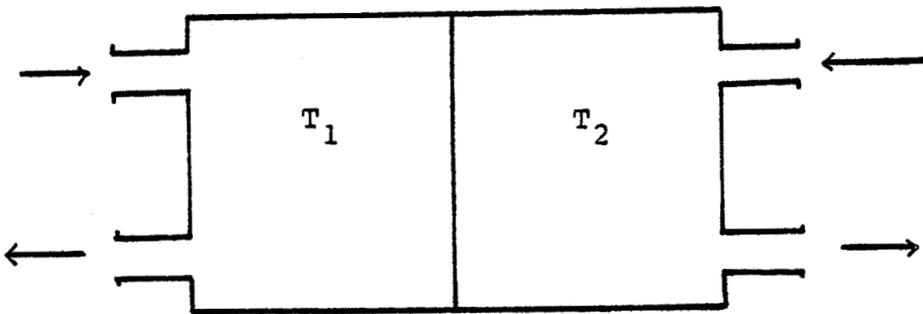
Notons que, dans le cas optimal de la figure 51 (  $\tau=0, x_1 = 0$  ) l'écart minimum de la température radiométrique



(a) cylindre



(b) sphère



(c) front de température

Figure 47 : Différents types d'objets thermiques utilisés

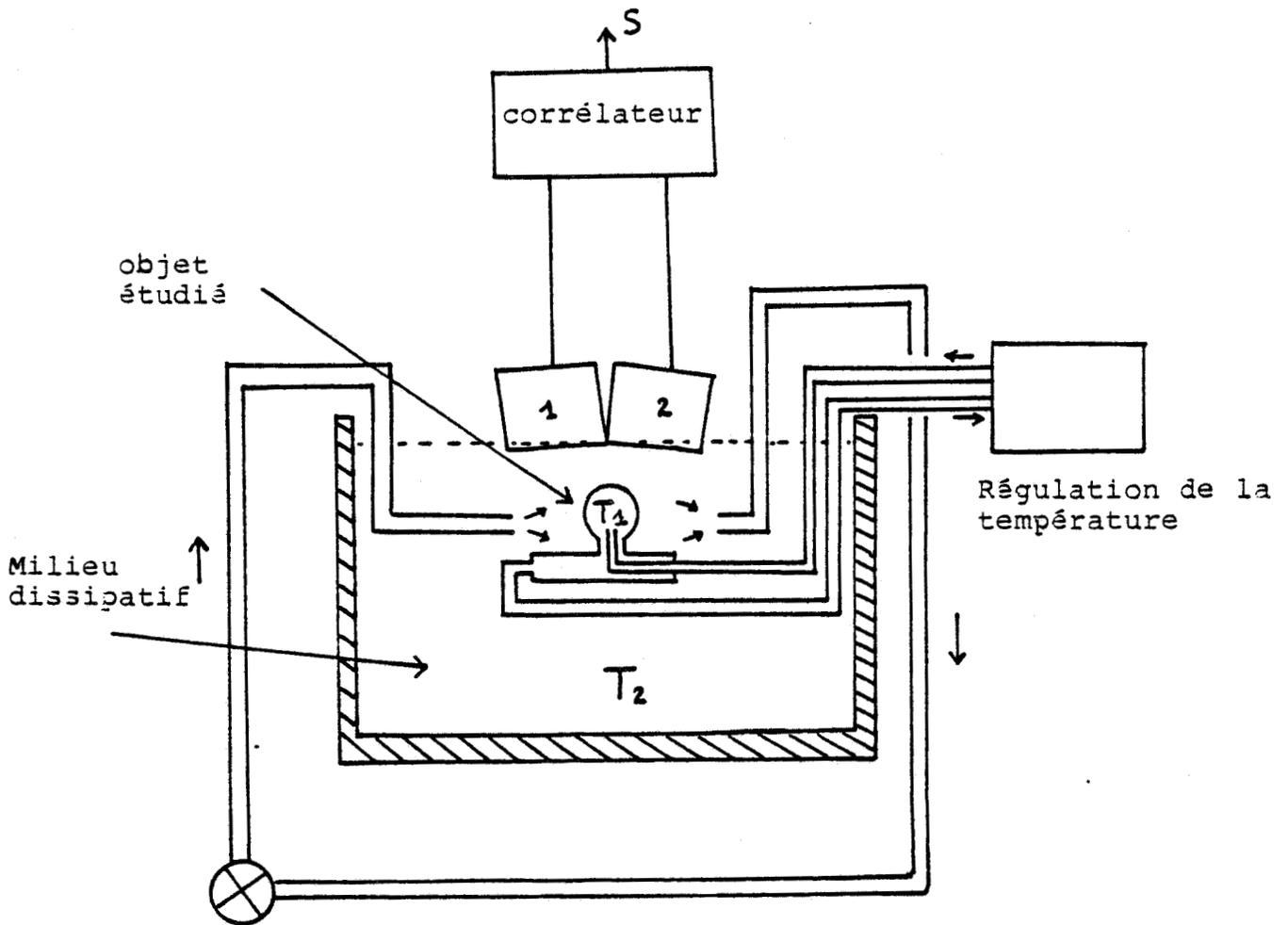


Figure 48 : Dispositif permettant de stabiliser l'écart de température entre l'objet étudié et le milieu dissipatif

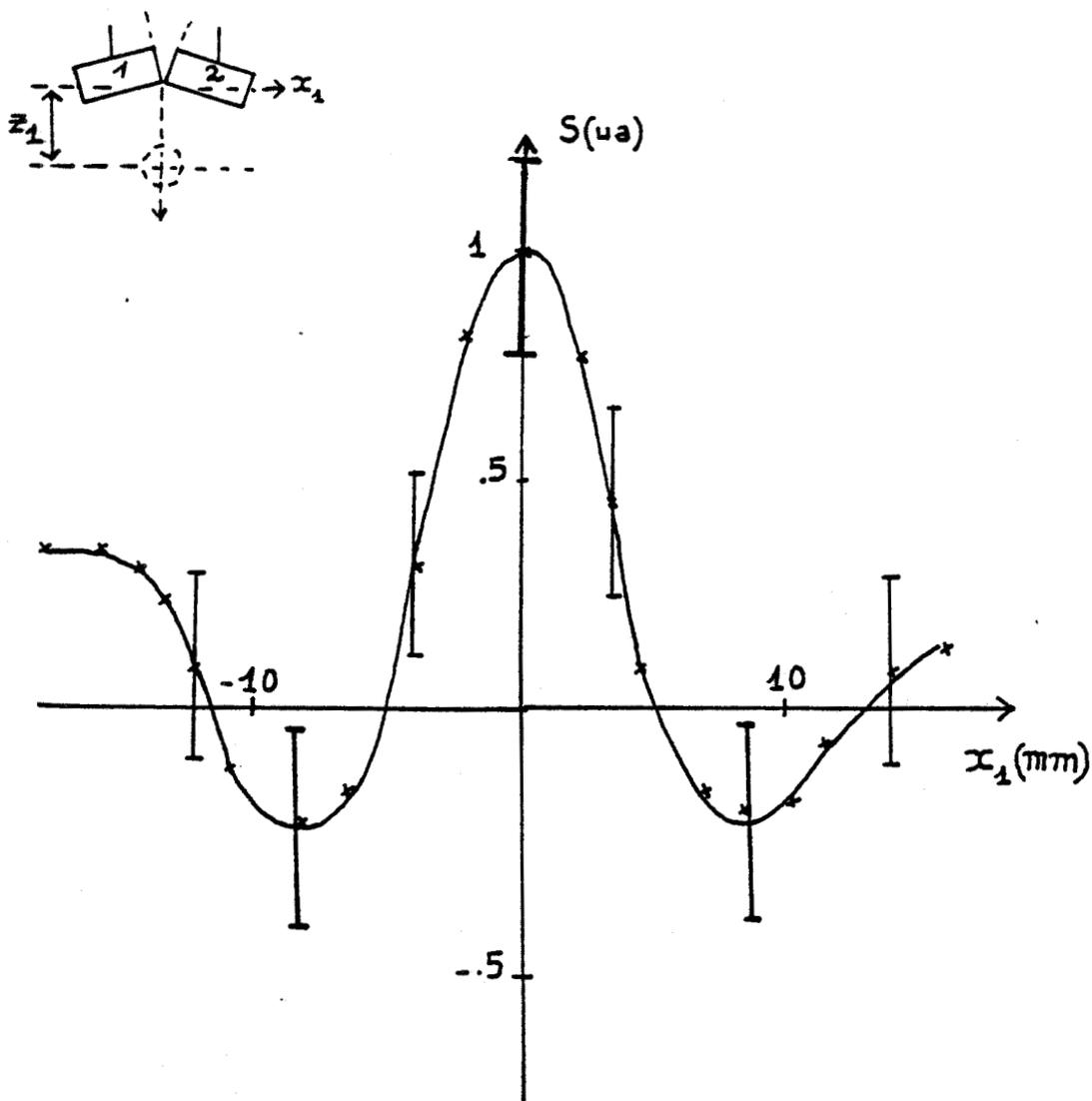


Figure 49

Réponse du T.M.O.C à un objet thermique (cylindre de diamètre 1.1cm rempli d'eau à  $T_1 = 26^\circ\text{C}$ ) déplacé parallèlement à la surface du milieu dissipatif (eau à  $T_2 = 35^\circ\text{C}$ ),  $Z_1 = 15\text{mm}$  Sondes accolées selon leur petit côté  $\theta = 45^\circ$

l'écart minimum de température décelable est de l'ordre de  $2^\circ\text{K}$  à  $x_1 = 0$

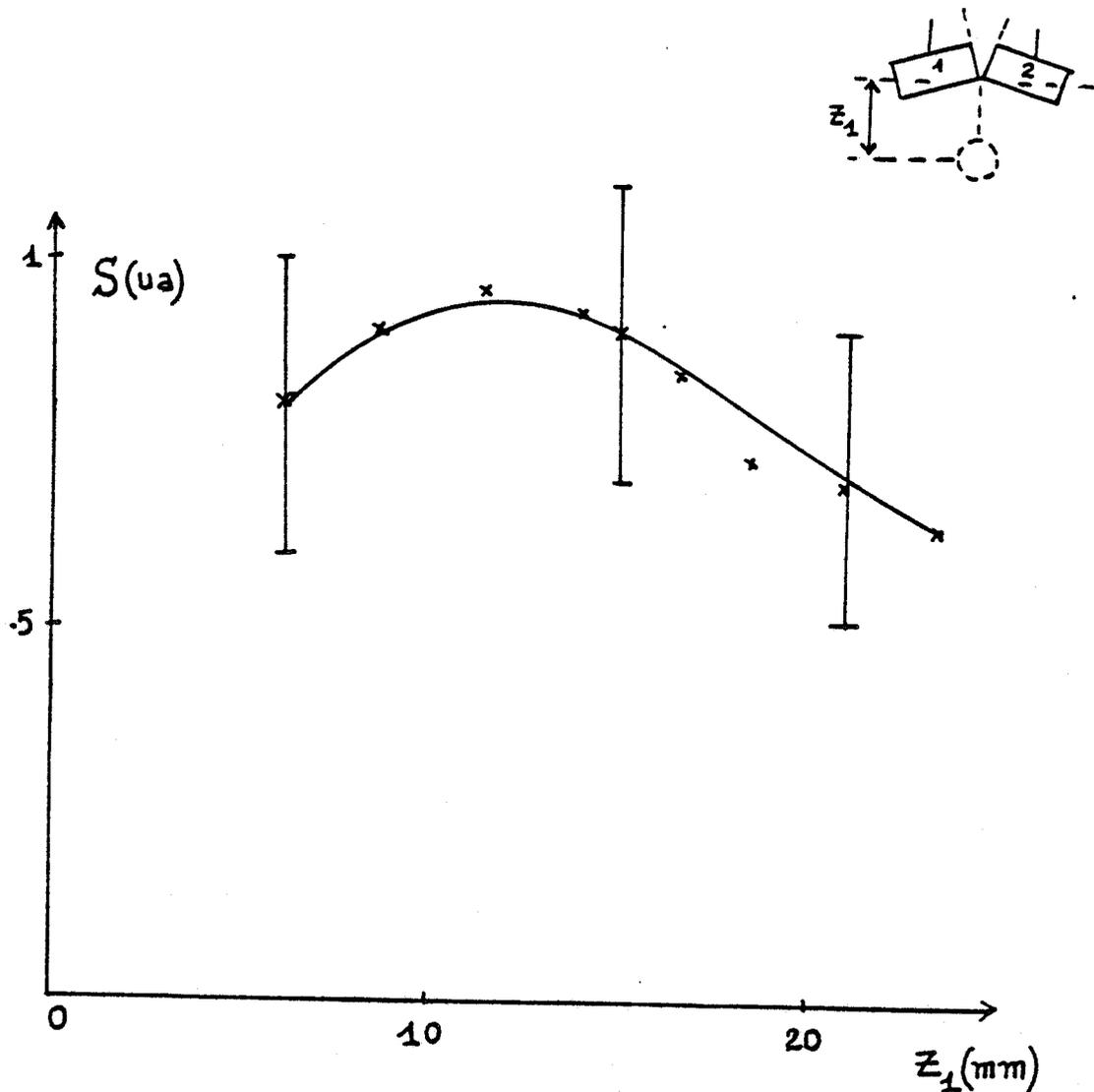


Figure 50 : Réponse du T.M.O.C. à un objet thermique (cylindre de diamètre 1.1cm rempli d'eau à  $T_1 = 26^\circ\text{C}$ ) déplacé suivant l'axe  $oz_1$  dans l'eau à  $T_2 = 35^\circ\text{C}$   
Sondes accolées selon leur petit côté  $\theta = 45^\circ$   
l'écart minimum de température décelable est de l'ordre de  $2^\circ\text{K}$  à  $z_1 = 15$  mm

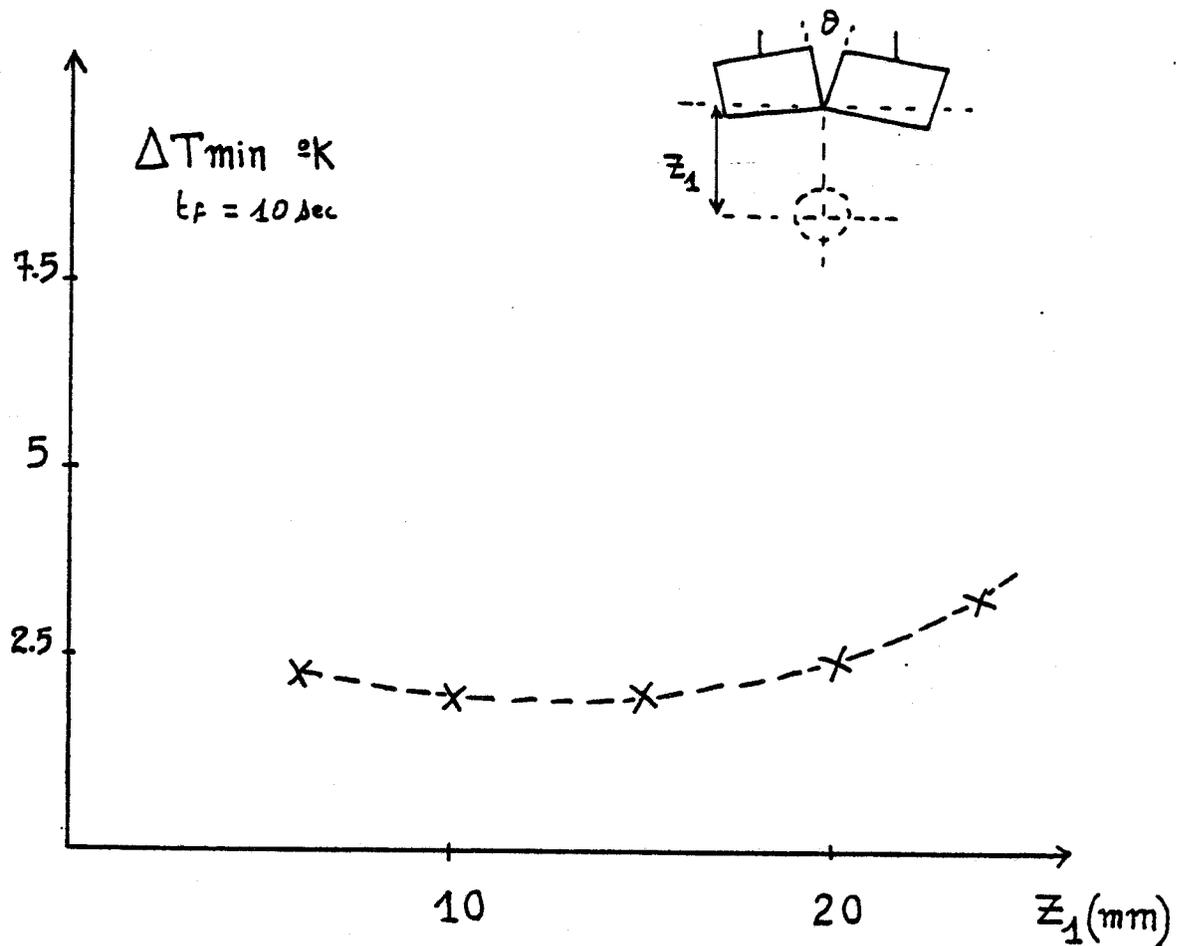


Figure 51 : Ecart minimum de température décelable exprimé en fonction de la température de l'objet thermique (cylindre déplacé suivant l'axe  $oz_1$  des sondes) situé dans l'eau. Sondes accolées selon leur petit côté  $\theta=45^\circ$

décelable est de l'ordre de  $\pm 2^\circ\text{C}$ . Par conséquent, compte tenu des gradients de températures rencontrés en pratique, il apparaît qu'une augmentation de la sensibilité est souhaitable, ce à quoi nous allons nous employer.

## II.4 CONCLUSION

Dans ce deuxième chapitre, nous avons :

- décrit et caractérisé un premier dispositif à corrélation (sondes, corrélateur microonde)
- étudié expérimentalement la réponse du système à l'émission d'une source ponctuelle placée dans un milieu dissipatif (eau) en fonction des paramètres liés à la position de la source, à l'angle entre les sondes au temps de retard  $\tau$  du corrélateur. Ces résultats sont en bon accord avec la théorie établie précédemment (relation 10).

Ces études ont déjà permis, par comparaison avec la T.M.O., de prévoir plusieurs caractéristiques intéressantes de la T.M.O.C en particulier :

- une meilleure résolution spatiale
- le fait que le volume pour lequel le couplage est maximum est relativement rejeté dans le milieu sous investigation.
- la possibilité d'informations concernant la phase obtenue par action sur  $\tau$ , qui n'a pas d'équivalent en T.M.O. classique.

## CHAPITRE III

### AUGMENTATION DE LA SENSIBILITE DU DISPOSITIF T.M.O.C. ET UTILISATION DE LA METHODE EN RECONNAISSANCE D'OBJET THERMIQUE

#### III.1 INTRODUCTION

Un premier type de Thermographie par corrélation ( T.M.O.C.) nous a permis de progresser dans la compréhension de ce nouveau procédé. Des perfectionnements vont maintenant être apportés à ce système dans le but d'augmenter sa sensibilité.

Des méthodes de reconnaissance d'objet thermique ( R.O.T )seront alors définies qui concernent des structures thermogènes situées dans un milieu dissipatif.

#### III.2 AUGMENTATION DE LA SENSIBILITÉ DU DISPOSITIF T.M.O.C.

Ces modifications consistent d'abord à diminuer le facteur de bruit en introduisant des amplificateurs faible bruit le plus près possible des antennes. Ceci conduit à la configuration donnée figure 52 .

Cependant, des signaux parasites se manifestent, qui nous obligent à prendre en compte les termes correspondants  $\mu_1, \mu_2$

$\mu_3, \mu_4, \mu_5$  que nous avons définis au paragraphe I.3.3.2. Rappelons que ces termes conduisent à des signaux parasites détectés par  $R_3$  et  $R_4$  qui sont :

$$\begin{aligned}
 P_3 = & \frac{1}{4} K \delta_f^2 (1 - \rho_E)^2 L_1^2 (\Gamma_c^2 - \Gamma_0^2) \cdot T_{R_1} \\
 & + \frac{1}{4} K \delta_f^2 (1 - \rho_E)^2 L_1^2 L_2^2 (\Gamma_c^2 - \Gamma_0^2) H^2 \Gamma_E^2 T_{R_1} \\
 & + \frac{1}{4} K \delta_f^2 (1 - \rho_E)^2 L_1^4 L_2^2 H^2 \Gamma_E^2 (\Gamma_c^2 - \Gamma_0^2) \cdot T_{R_2} \\
 & - \frac{1}{2} K \delta_f^2 (1 - \rho_E)^2 L_1^2 L_2^2 (\Gamma_c^2 - \Gamma_0^2) H \Gamma_E^2 \cos(\varphi_E + \varphi_M - \phi_C \\
 & \quad - \beta(l + l')) T_{R_1} \\
 & - \frac{1}{2} K \delta_f^2 (1 - \rho_E)^2 L_1^2 L_2^2 H \Gamma_E \left[ \Gamma_c \cos(\delta\varphi_c + \varphi_E + \varphi_M - \beta(l \right. \\
 & \quad \left. + l')) + \Gamma_0 \cos(\delta\varphi_0 + \varphi_E + \varphi_M - \beta(l + l')) \right] T_{R_2}
 \end{aligned}$$

sous une forme plus simple nous écrivons :

$$\begin{aligned}
 P_3 = & T_{R_1} (\mu_1 + \mu_2 - \mu_4) + T_{R_2} (\mu_3 - \mu_5) \\
 P_4 = & \frac{1}{4} K \delta_f^2 (1 - \rho_E)^2 L_1^2 (\Gamma_c^2 - \Gamma_0^2) T_{R_1} + \frac{1}{4} K \delta_f^2 (1 - \rho_E)^2 L_1^2 L_2^2 (\Gamma_c^2 - \Gamma_0^2) H^2 \Gamma_E^2 T_{R_1}^2 \\
 & + \frac{1}{4} K \delta_f^2 (1 - \rho_E)^2 L_1^4 L_2^2 H^2 \Gamma_E^2 (\Gamma_c^2 - \Gamma_0^2) \cdot T_{R_2} + \\
 & \frac{1}{2} K \delta_f^2 (1 - \rho_E)^2 L_1^2 L_2^2 (\Gamma_c^2 - \Gamma_0^2) H \Gamma_E \cos(\varphi_E + \varphi_M - \phi_C - \beta(l + l')) T_{R_1} + \\
 & \frac{1}{2} K \delta_f^2 (1 - \rho_E)^2 L_1^2 L_2^2 H \Gamma_E \left[ \Gamma_c \cos(\delta\varphi_c + \varphi_E + \varphi_M - \beta(l + l')) \right. \\
 & \quad \left. + \Gamma_0 \cos(\delta\varphi_0 + \varphi_E + \varphi_M - \beta(l + l')) \right] T_{R_2}
 \end{aligned}$$

sous une forme plus simple, nous écrivons :

$$P_4 = TR_1 (\mu_1 + \mu_2 + \mu_4) + TR_2 (\mu_3 + \mu_5)$$

Nous savons que pour un système donné les termes en  $\mu_1, \mu_2, \mu_3$  et  $\mu_5$  produisent des signaux de décalage constants; les termes en  $\mu_4$  donnent des signaux de décalage qui varient sinusoidalement avec le temps de retard du corrélateur.

Le bruit propre aux amplificateurs qui contribue aux températures  $TR_1$  et  $TR_2$  augmente notablement ces signaux parasites. Nous verrons comment il est possible de remédier à ces inconvénients:

- en réduisant le couplage entre les bras du corrélateur (termes  $\mu_2, \mu_3, \mu_4, \mu_5$ )
- en réglant la longueur des bras du corrélateur (terme  $\mu_5$ )
- en mettant en oeuvre une méthode différentielle.

### III.2.1 DIMINUTION DU FACTEUR DE BRUIT

Les pertes en ligne précédant un récepteur, dégradent son facteur de bruit et donc sa sensibilité.

Dans un premier dispositif, l'amplificateur faible bruit est situé en aval du corrélateur, dont les différents constituants présentent nécessairement des pertes d'insertion. Par conséquent, toutes ces pertes affectent à priori le facteur de bruit du système (paragraphe II.2.2.2a). L'introduction de préamplificateurs faible bruit dans les bras du corrélateur est donc destiné à améliorer sa sensibilité. [45][46]

Par ailleurs, l'étude de l'influence des pertes d'insertion ( chapitre I ) a montré qu'un déséquilibre des deux bras

(en gain ou en atténuation) ne perturbe en rien le fonctionnement du système. Par contre, les rotations de phase introduites par les amplificateurs situés dans les deux bras, doivent être les plus voisines possibles, et ceci dans toute la bande de fréquence considérée. Des précautions dans ce sens ont été prises, qui ont conduit à la réalisation d'un système du type présenté figure 52 .

Dans ces conditions, le facteur de bruit qui était précédemment de 9 dB est ainsi passé à 4,3 dB.

### III.2.2. REDUCTION DU COUPLAGE ENTRE LES DEUX BRAS DU CORRELATEUR

Le coupleur hybride  $180^\circ$  situé dans le corrélateur présente des termes de couplage parasites  $h$  qui sont responsables des termes  $\mu_2, \mu_3, \mu_4, \mu_5$  (34) (36). Ces contributions peuvent être éliminées en plaçant des isolateurs à l'entrée du coupleur ( $h$  est ainsi diminué dans le même rapport que l'isolation introduite). La figure 53 correspond à des enregistrements en fonction de  $\tau$ . Elle montre que l'introduction de lignes unidirectionnelles élimine les ondulations dues aux couplages parasites décrits par le terme  $\mu_4$ .

### III.2.3. REGLAGE DE LA LONGUEUR DES BRAS DU CORRELATEUR

Les termes  $\mu_4$  et  $\mu_5$  des relations (34) (36) dépendent de la longueur de ligne  $l$  des bras du corrélateur. Nous avons éliminé la contribution de  $\mu_5$  par un choix judicieux de  $l$ , par action sur la longueur du tronçon de ligne joignant le circulateur au commutateur. D'après (34) (36), le réglage est réalisé pour:

$$\mu_4 TR_1 + \mu_5 TR_2 = 0$$

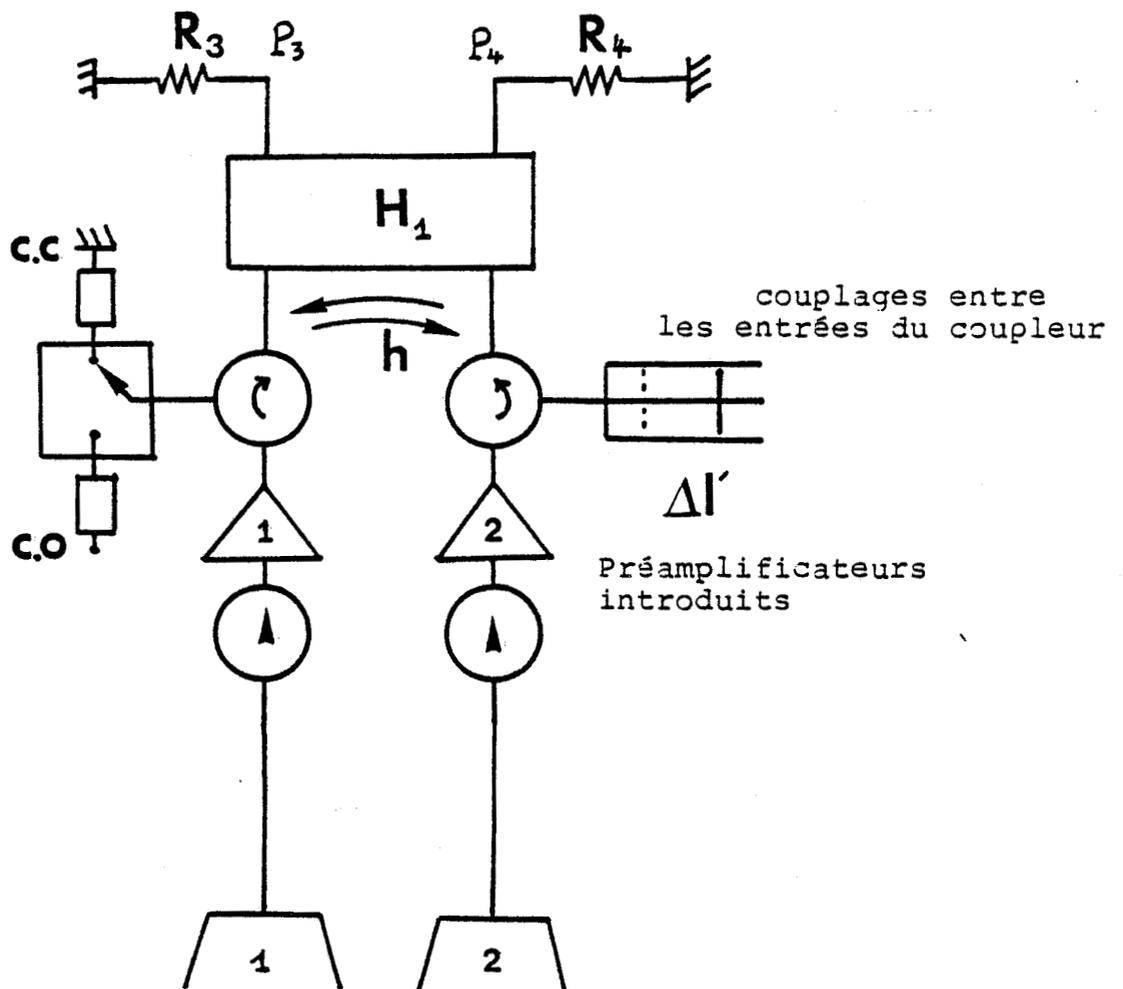
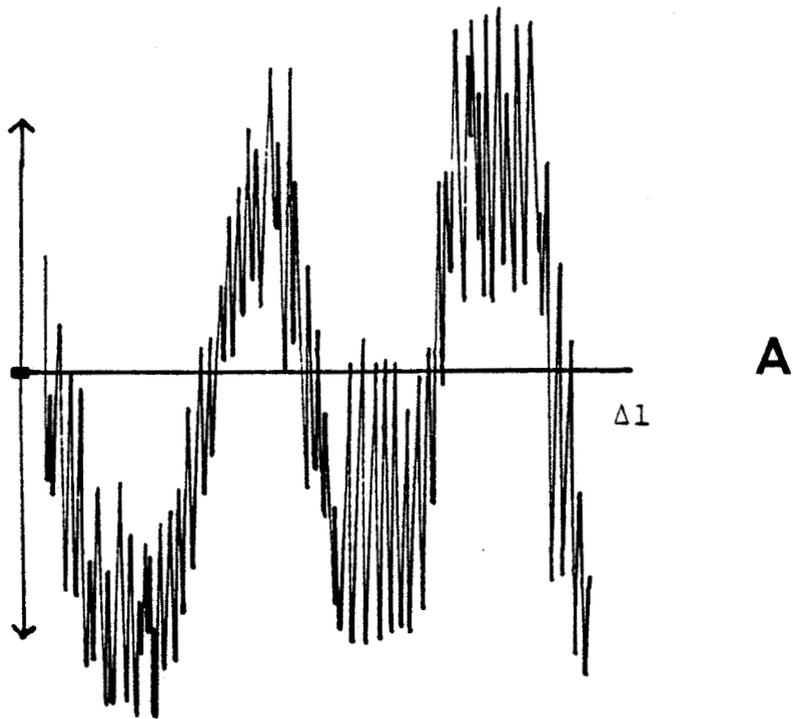


Figure 52 : Amélioration de la sensibilité du système par la diminution du facteur de bruit en introduisant deux préamplificateurs faible bruit en tête du corrélateur. Mise en évidence du couplage  $h$ .

$\delta T \# 3,5 \Delta T_{\min}$   
 $\dot{\Delta} t_F = 2 \text{sec}$



$\delta T \ll \Delta T_{\min}$   
 $\dot{\Delta} t_F = 2 \text{sec}$



Figure 53 : Signal enregistré en fonction de  $\Delta l$  ( ou  $\tau$  )  
A : configuration donnée figure 52  
B : configuration donnée figure 52 après  
réduction des couplages parasites par  
introduction des isolateurs

C'est à dire lorsque  $P_3 = P_4$  à corrélation nulle.

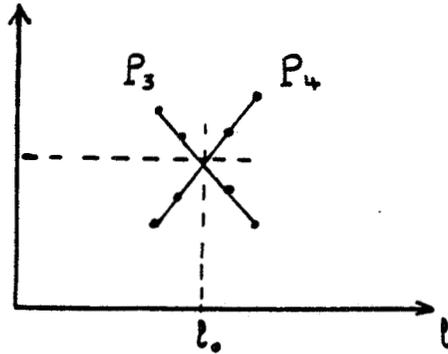


Figure 54

Réglage de la longueur des bras du corrélateur

III.2.4. UTILISATION D'UNE METHODE DIFFERENTIELLE POUR S'AFFRANCHIR DES SIGNAUX DE DECALAGE

Les signaux utiles captés par  $R_3$  et  $R_4$  sont de signes opposés (34) (36). En effectuant la différence  $P_3 - P_4$ , on double le signal utile et on élimine aussi les termes  $\mu_1, \mu_2, \mu_3$ .

Compte tenu de cette analyse et des solutions proposées, nous aboutissons à la configuration présentée (figure 55). Notons la nouvelle configuration du coupleur  $180^\circ$  lors des deux alternances. L'opération de commutation peut être réalisée automatiquement (figure 56).

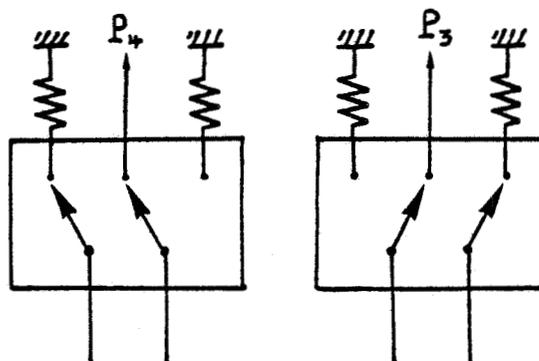


Figure 56

Commutateur adapté

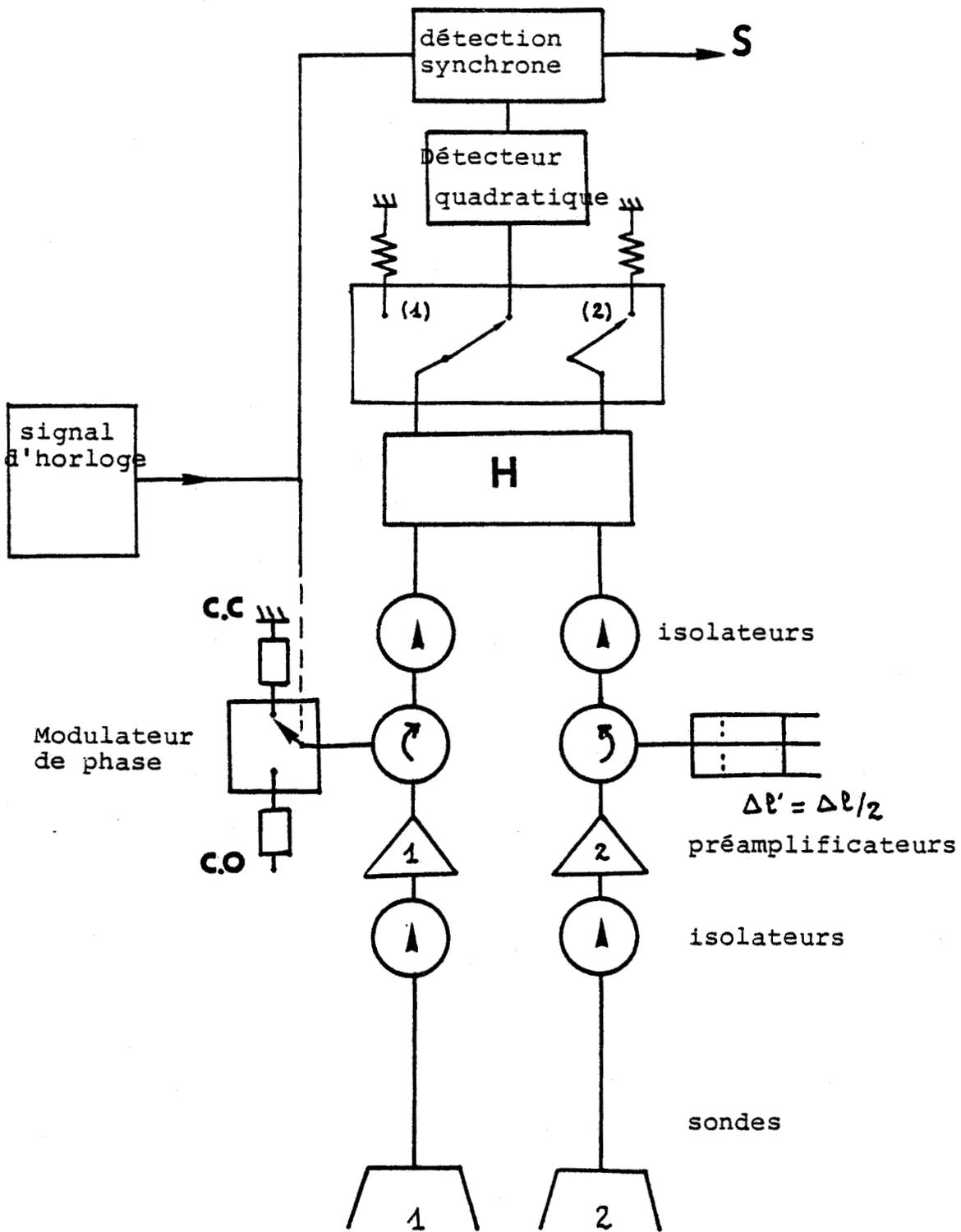


Figure 55 : Dispositif à corrélation amélioré

Nous représentons figure 57 la bande passante du nouveau dispositif relevée soit directement, soit à l'aide d'un générateur HF à balayage électronique entre 2 et 4GHz ( wobulateur ).

La sensibilité, mesurée à l'aide d'un enregistreur est donnée figure 58 . Nous remarquons que celle-ci est à peu près trois fois meilleure qu'avec le dispositif précédent ( la méthode de mesure a été définie en II.2.2.3 ).

En comparant les figures 22 et 58, on met en évidence l'amélioration apportée à la sensibilité du système.

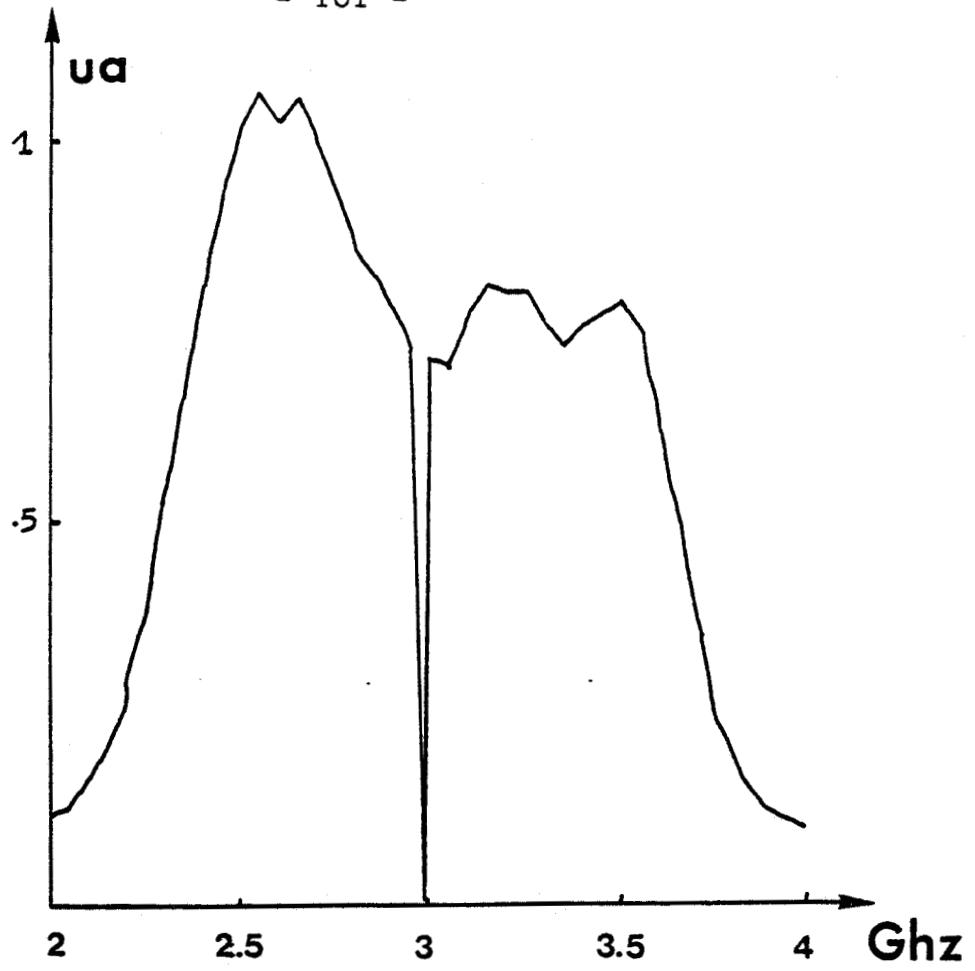
La mise en oeuvre de ce nouveau système, nous a permis d'effectuer des enregistrements correspondant à des écarts de température, entre l'objet et le milieu, notablement plus faible que précédemment.

A titre d'exemple, nous donnons les valeurs de  $P_3, P_4$  (figure 59a) et  $(P_3 - P_4)$  (figure 59b) en fonction du déplacement des sondes (jointes sur leur petit côté,  $\theta = 45^\circ$ ) pour  $\tau = 0$ , pour un objet thermique constitué par un cylindre ( diamètre 1,1cm, profondeur 1,5cm,  $\Delta T = 8,8^\circ$  ).

La comparaison des figures 49 et 59 et des figures 50 et 60 démontre les progrès obtenus à partir de la modification du système.

Remarque :

Il serait également intéressant de faire directement la différence des signaux  $P_3$  et  $P_4$  en plaçant deux détecteurs appairés sur les sorties 3 et 4 du coupleur hybride.



Bande passante du nouveau dispositif à corrélation

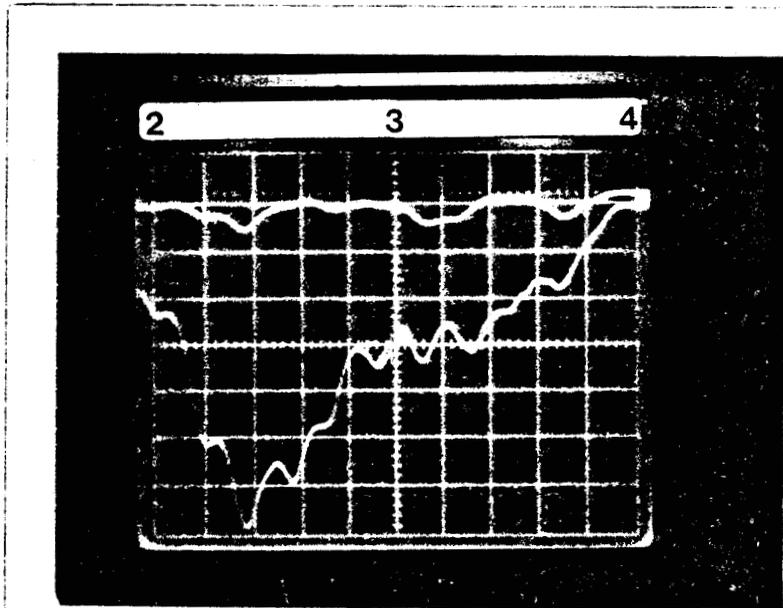
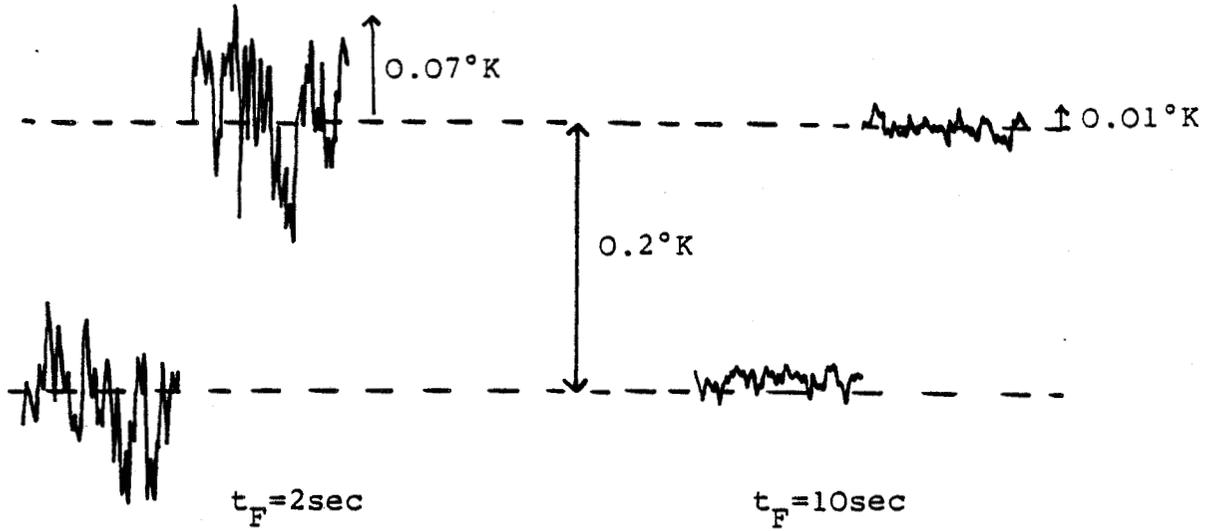
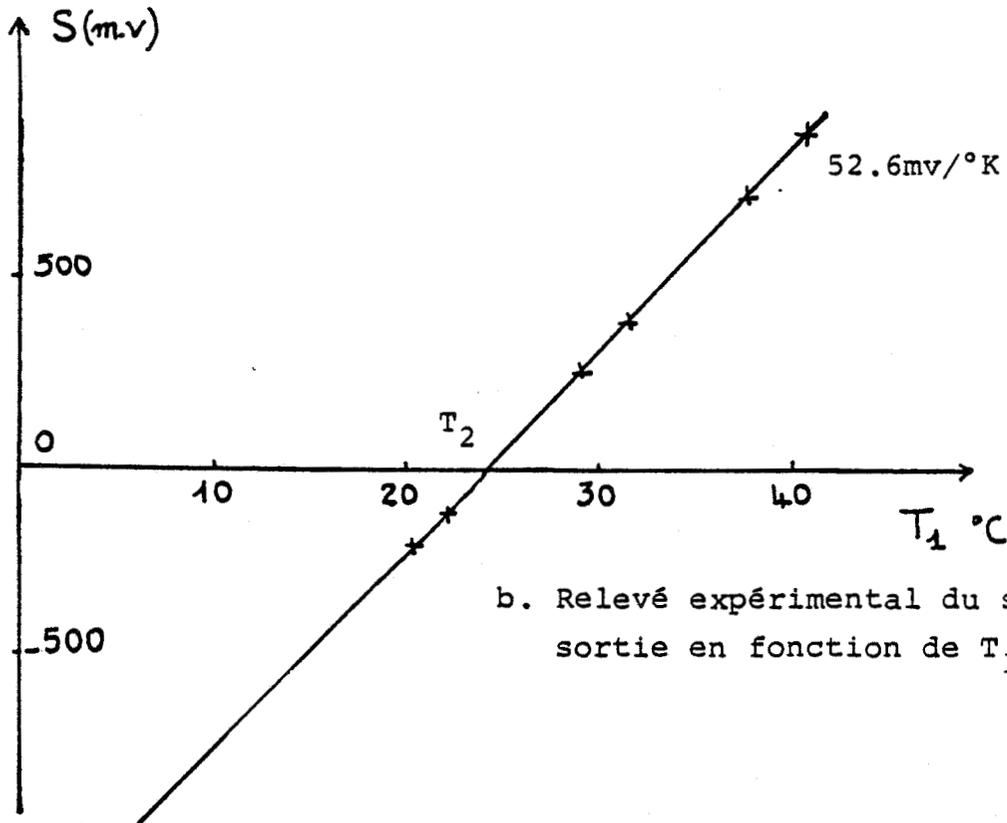


Figure 57:

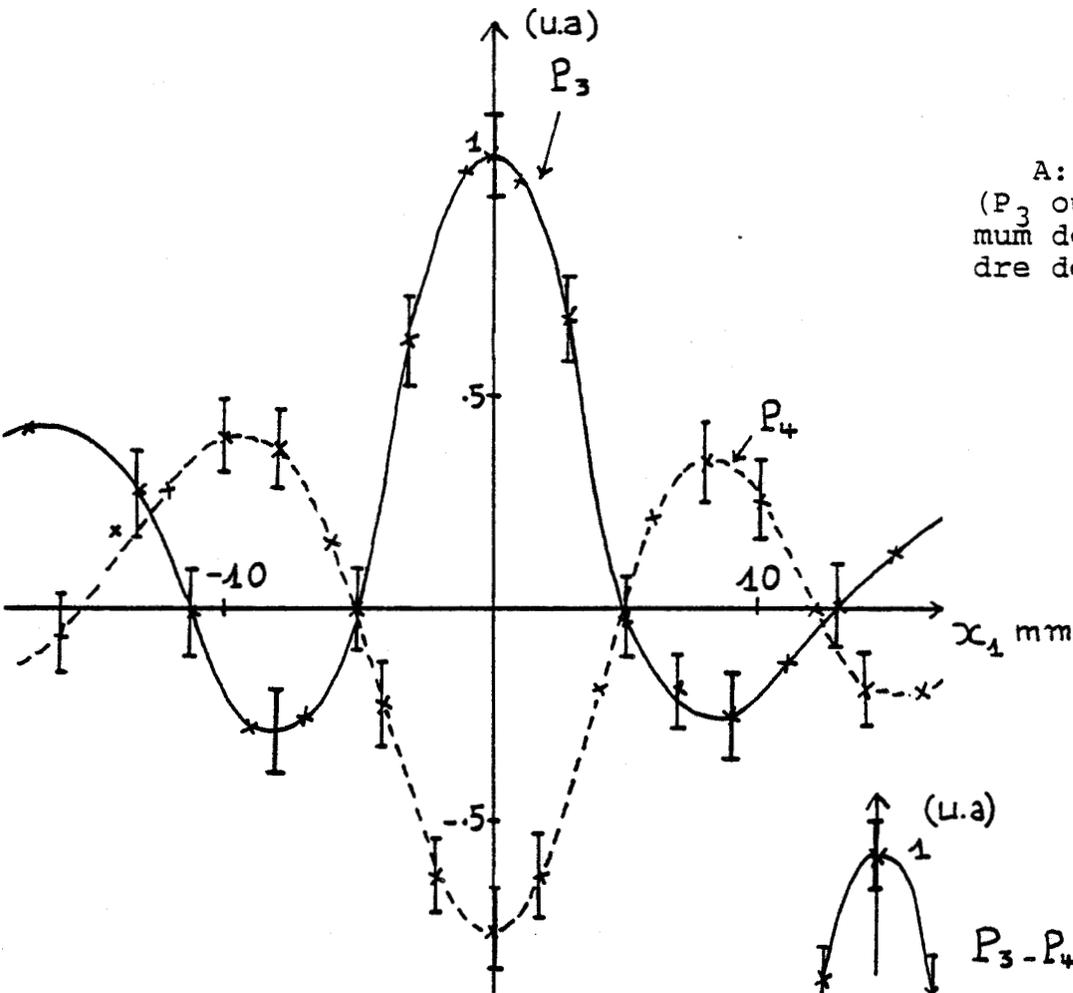


a. Sensibilité pratique du dispositif à corrélation totale pour une constante de temps de 2 ou 10 sec.  $T_1 - T_2 = .2^\circ\text{K}$

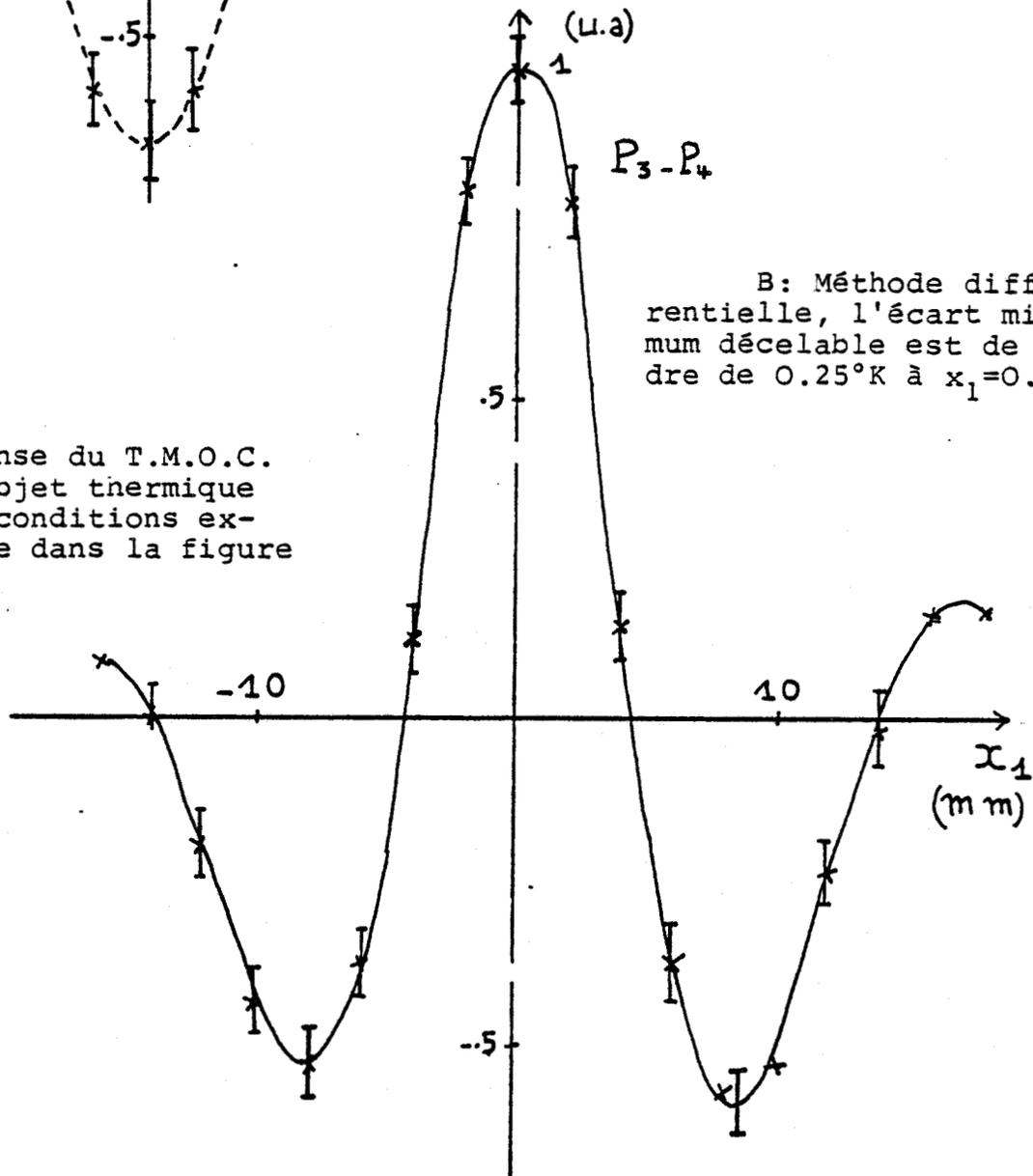


b. Relevé expérimental du signal de sortie en fonction de  $T_1$

Figure 58 : Caractéristiques du dispositif à corrélation amélioré obtenues sur le montage donné figure 21.



A: Méthode simple  
( $P_3$  ou  $P_4$ ), l'écart minimum  
décelable est de l'ordre  
de  $0.5^\circ\text{K}$  à  $x_1=0$ .



B: Méthode diffé-  
rentielle, l'écart mini-  
mum décelable est de l'or-  
dre de  $0.25^\circ\text{K}$  à  $x_1=0$ .

Figure 59: Réponse du T.M.O.C.  
amélioré à un objet thermique  
dans les mêmes conditions ex-  
périmentales que dans la figure  
49.

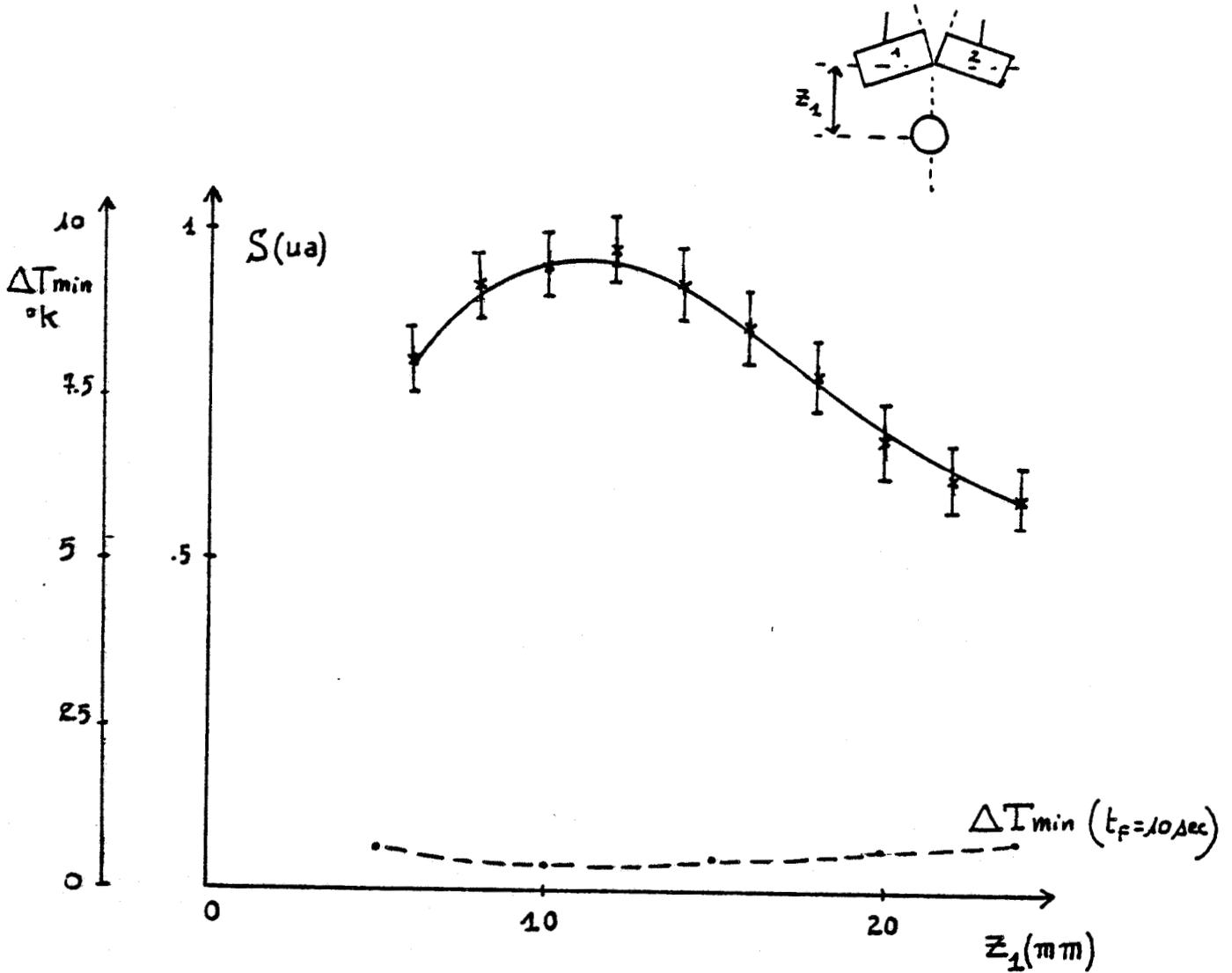


Figure 60 : Réponse du T.M.O.C. amélioré dans les mêmes conditions expérimentales que dans la figure 49, lorsque l'on déplace la source thermique dans l'axe  $oz_1$ , l'écart minimum de température décelable est de l'ordre de  $0,4 \text{ } ^\circ\text{K}$  à  $z_1 = 15 \text{ mm}$

### III.3 EXPLOITATION DE LA T.M.O.C EN RECONNAISSANCE D'OBJET THERMIQUE

La Thermographie Microonde permet d'effectuer la Reconnaissance d'Objet Thermique, c'est à dire déterminer la forme, la position et la température de structures thermogènes à partir de l'acquisition de signaux radiométriques. Il a été démontré que cette opération nécessite de travailler à plusieurs fréquences[16].

Nous avons commencé à étudier les possibilités de la T.M.O.C. dans ce même but. Pour cela nous avons distingué trois cas :

- Objet thermique de faible dimension par rapport à l'ouverture des sondes; l'objet est assimilable à une source ponctuelle dont on veut connaître la position [20][47][48] .
- Objet thermique de taille moyenne voisine de celle de l'ouverture des sondes. On souhaite ici connaître également la taille de l'objet.
- Objet de grande taille. Dans ce cas, il s'agit surtout de repérer, la position des gradients thermiques qui le délimitent ainsi que la variation de température correspondante.

#### III.3.1 PRINCIPE DE LA RECONNAISSANCE D'OBJET THERMIQUE EN T.M.O.C

Nous savons que lorsque le milieu sous investigation est à une température  $T_2$  uniforme, le signal obtenu en sortie est nul. Si l'on suppose un élément de volume  $\Delta V_i$  à une température  $T_i$  différente de celle du milieu, le signal de sortie est proportionnel à l'écart de la température  $\Delta T_i = ( T_i - T_2 )$  soit d'après la relation (11) :

$$\begin{aligned} S_i(\tau) &= \Delta T_i A_{1i} A_{2i} \cos(\phi_{1i} - \phi_{2i} + \phi_\tau) \cos \psi_i \\ &= C_i(\tau) \Delta T_i \end{aligned} \quad (42)$$

avec  $C_i(\tau)$  un paramètre de couplage propre à la T.M.O.C. associé au volume  $\Delta V_i$  et au temps de retard  $\tau$  du corrélateur.

Les résultats donnés figure 61 représentent ce coefficient de couplage  $C_i$  pour trois valeurs de  $\tau$ , dans le cas des deux sondes ( $\epsilon r = 25$ ,  $\theta = 30$  deg) jointes selon leur petit côté, en présence d'eau à 3GHz. Ces résultats, relatifs au plan  $x_1oz_1$  défini figure 33, sont donnés sous forme d'une densité de + ou de - suivant leur amplitude et leur signe. Cette figure correspond au diagramme de sensibilité de l'antenne synthétique constituée par les deux sondes associées au corrélateur, pour trois valeurs différentes de  $\tau$ .

Notons l'existence d'un volume central correspondant à des valeurs positives de  $C_i$  que nous appellerons lobe positif principal. Celui-ci est encadré de deux volumes latéraux, correspondant à des valeurs négatives de  $C_i$ , que nous appellerons lobes négatifs principaux.

Notons les caractéristiques fondamentales de ce diagramme :

\*Pour une position donnée des sondes, une modification de  $\tau$  entraîne une déformation du diagramme. En particulier, une variation de  $\tau$  de part et d'autre de zéro, donne lieu à un déplacement du lobe positif principal vers la droite ou vers la gauche.

\*Une augmentation de l'angle  $\theta$  entre l'axe des sondes provoque un rétrécissement du lobe positif principal auquel correspond une diminution de la fréquence spatiale des enregistrements du type donné figure 43

Nous allons voir comment ces caractéristiques vont permettre d'effectuer la reconnaissance d'une source, d'un front de température ou d'un volume thermique

### III.3.2 LOCALISATION D'UNE SOURCE PONCTUELLE PLACEE DANS UN MILIEU DISSIPATIF

#### III.3.2.1 Repérage de la position d'une source

##### a) Repérage par déplacements des sondes

Si l'on déplace les sondes au dessus d'une source,

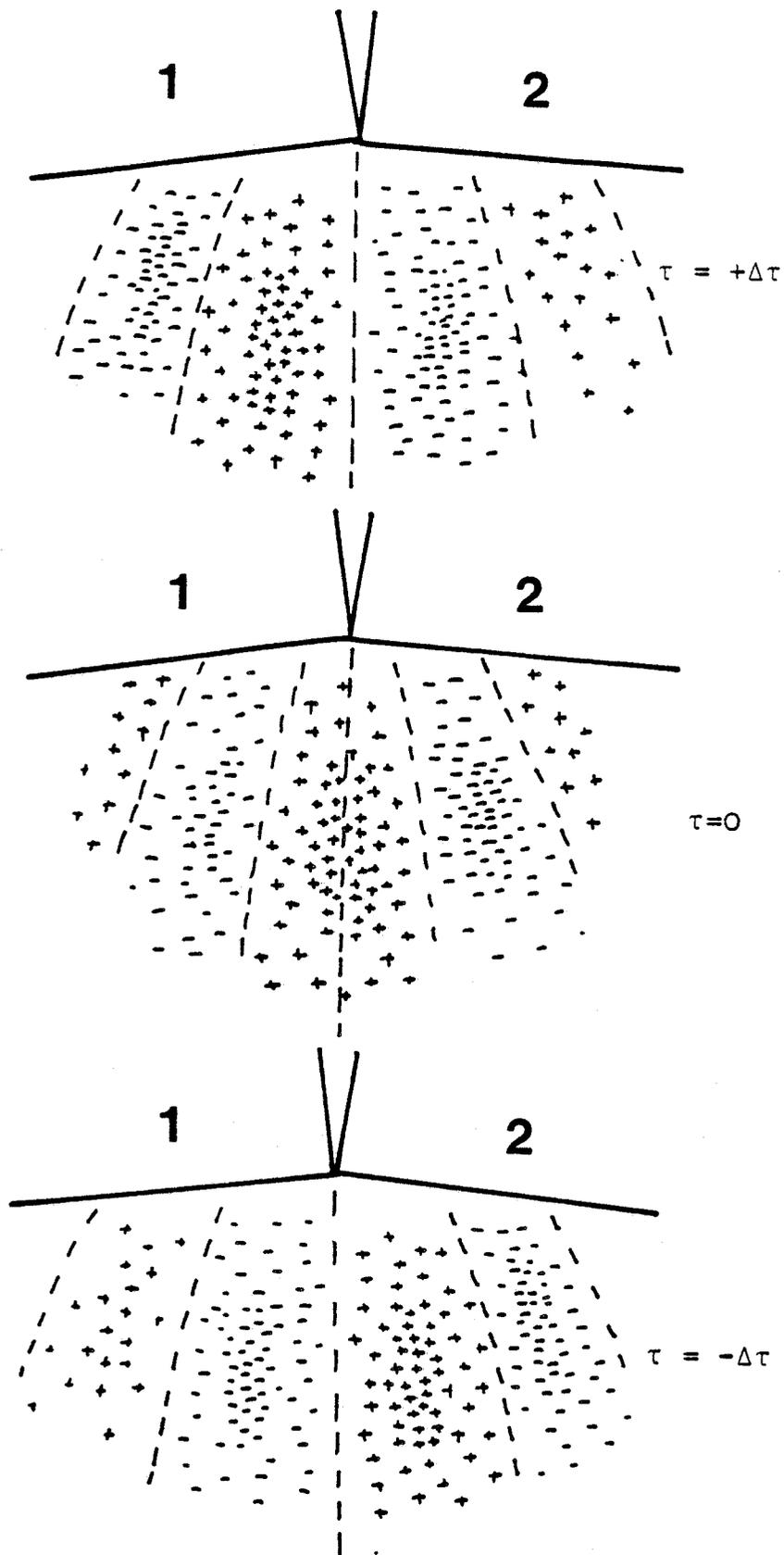


Figure 61 : Diagramme de sensibilité de l'antenne synthétique du T.M.O.C. représenté sous forme d'une densité de + ou de - suivant  $C_i$  pour des temps de retard égaux à  $+\Delta\tau$  , 0 et  $-\Delta\tau$

pour  $\tau = 0$ , le maximum positif du signal détecté en sortie est atteint lorsque  $\phi_{1i} - \phi_{2i} = 0$ . La source se situe alors sur l'axe  $oz_1$  défini figure 33.

La figure 62 donne l'enregistrement d'un diagramme S en fonction de  $x_1$  dans le cas de la T.M.O. et de la T.M.O.C. Nous voyons que notre nouvelle méthode permet une définition plus précise de la position de la source.

La figure 63 donne des enregistrements de ce type pour plusieurs profondeurs d'une source dans les mêmes conditions.

b) Repérage sans déplacements des sondes par action sur  $\tau$

Nous avons vu (figure 61) que pour une position donnée des sondes, l'action sur  $\tau$  déplace le lobe positif du diagramme de rayonnement de l'antenne synthétique. Cette opération revient (en régime quasi-monochromatique, à compenser le déphasage  $[\phi_1(x_1, 0, z_1) - \phi_2(x_1, 0, z_1)]$  par la quantité  $\phi_\tau = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda}$ . Connaissant la variation de ce déphasage en fonction de  $x_1$  pour une profondeur  $z_1$  donnée, on peut déterminer la position  $x_1$  de l'objet.

On peut améliorer la précision de cette méthode en introduisant au départ un retard de phase  $\phi_\tau = -\frac{\pi}{2}$  et en recherchant le zéro au lieu du maximum relatif.

Cette méthode est intéressante car elle ne nécessite aucun déplacement des sondes.

La figure 64 donne le décalage du maximum dû à  $\phi_1(x_1, 0, z_1) - \phi_2(x_1, 0, z_1)$  pour différentes positions latérales  $x_1$  et pour une profondeur de 20 mm.

### III.3.2.2. Détermination de la profondeur d'une source

A l'origine de cette étude on trouve deux types de phénomènes physiques :

\*La largeur du lobe positif principal varie avec la profondeur; en d'autres termes la variation de la phase du signal dans le milieu varie de façon complexe avec la profondeur. Cette caractéristique a déjà été citée au paragraphe II.2.3.1.

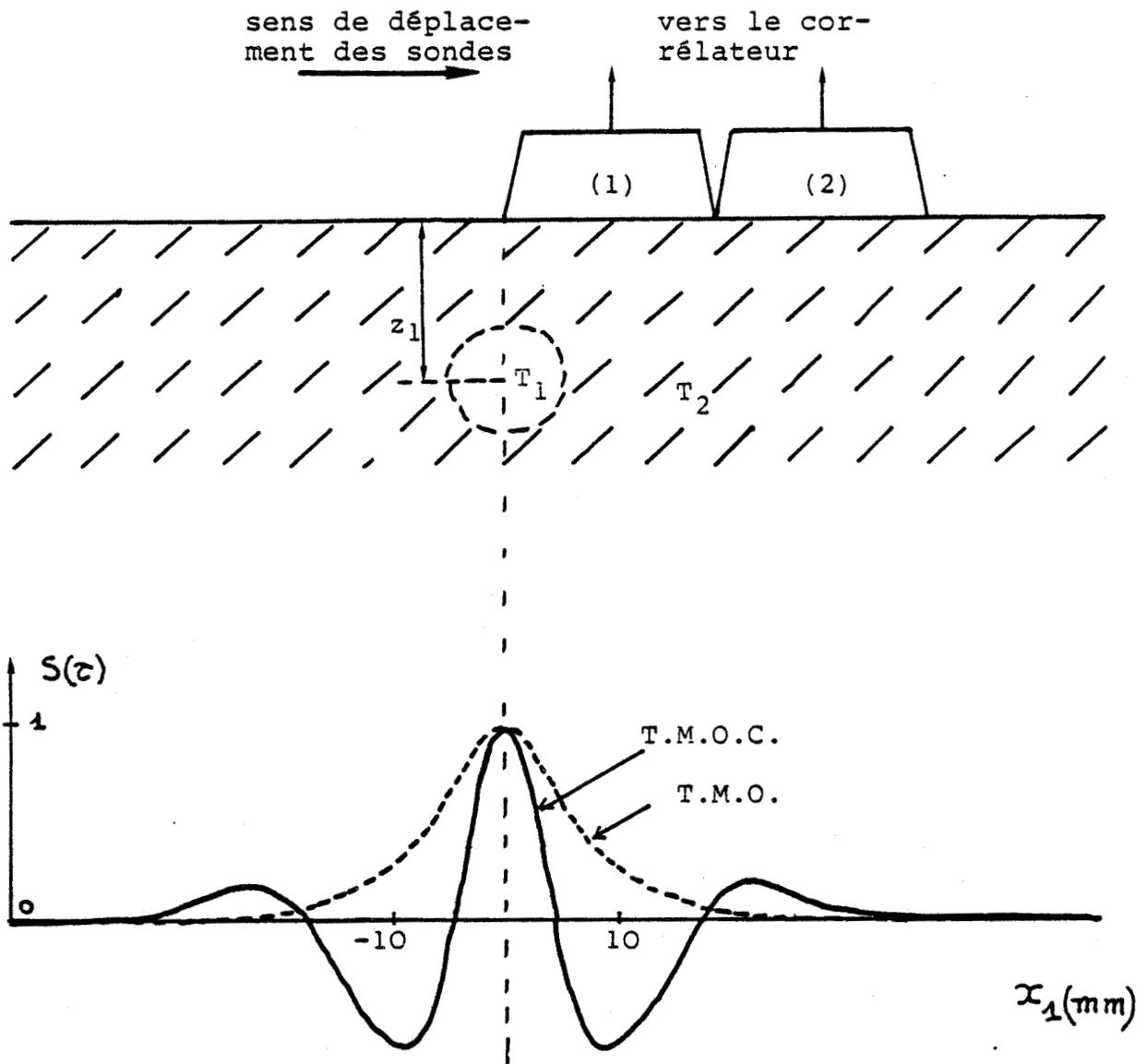


Figure 62 : Localisation d'un objet thermique par la T.M.O.C. par déplacement des sondes .  
Comparaison avec la T.M.O.

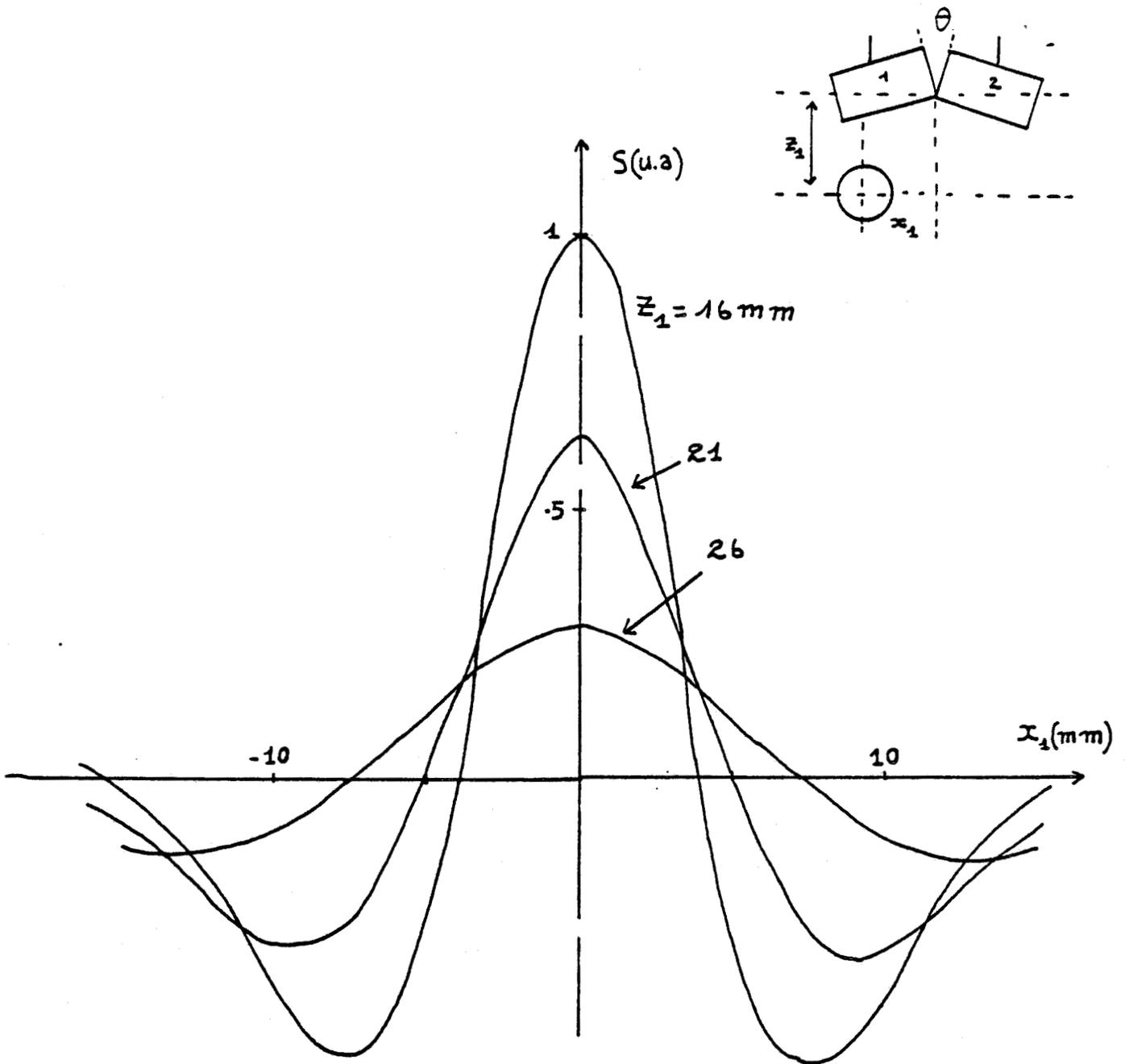


Figure 63

Réponse du T.M.O.C à un objet thermique (cylindre de diamètre 1.1cm traversé par de l'eau à  $T_1=49^\circ C$ ) Situé dans l'eau ( $T_2=30^\circ C$ ) à plusieurs profondeurs et déplacé parallèlement à la surface. Sondes accolées selon leur grand côté  $\theta = 50^\circ$

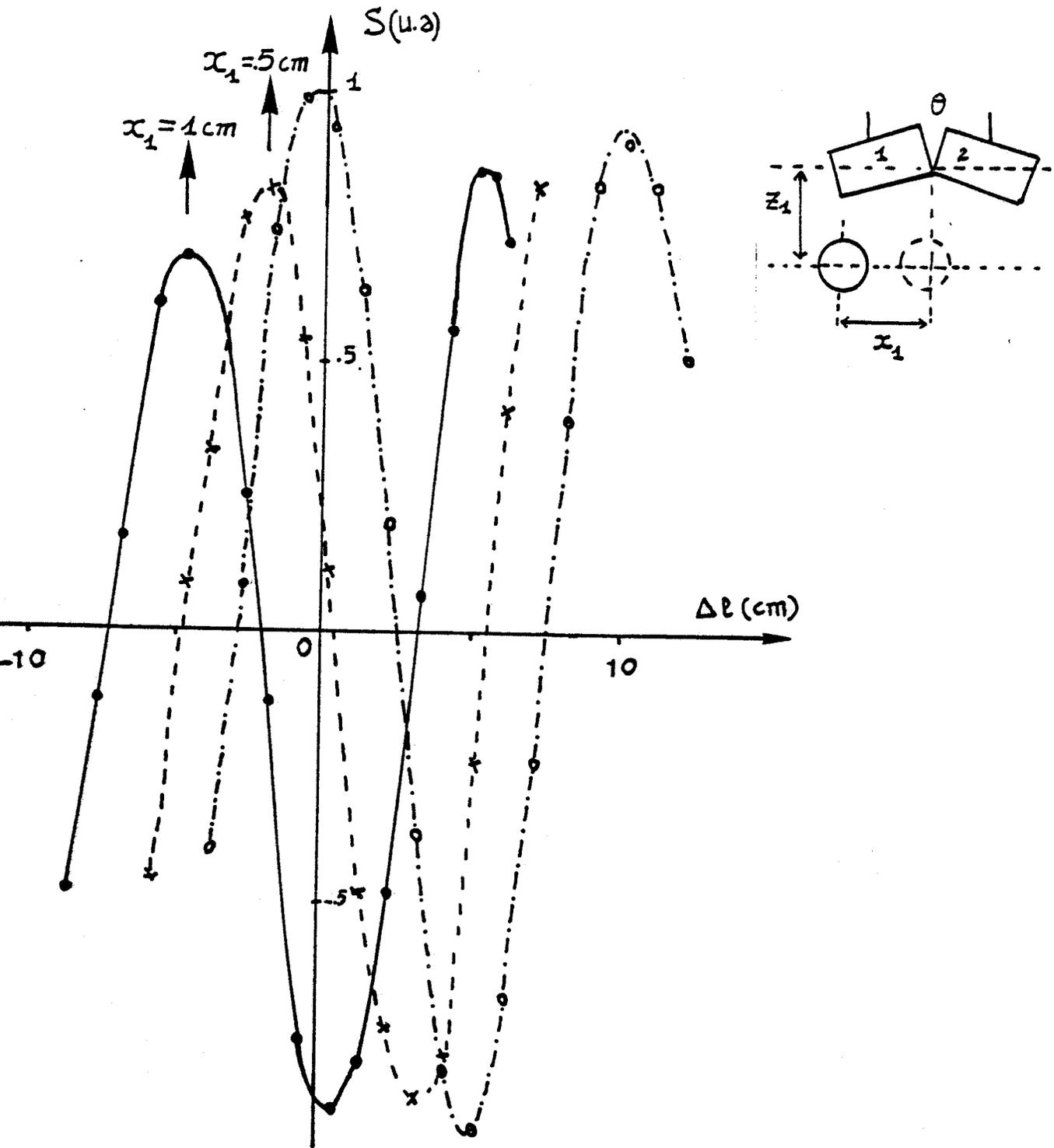


Figure 64 : Réponse du T.M.O.C en fonction du temps de retard ( $\Delta L$ ) pour différentes positions latérales d'une source thermique (sphère de diamètre 2cm traversée par de l'eau à  $T_1=48^\circ\text{C}$ ) placée dans l'eau à  $T_2= 33.2^\circ\text{C}$ . Sondes accolées selon leur grand côté  $\theta = 30^\circ$   
 $z_1=20\text{mm}$

\*l'atténuation du milieu croissant avec la fréquence, les composantes hautes fréquences du signal de bruit émis par une source sont d'autant plus atténuées que la source se situe plus en profondeur.

Compte tenu de ces caractéristiques, nous avons imaginé et testé trois méthodes capables d'indiquer la profondeur d'une source de bruit.

a) Détermination de la profondeur par déplacement des sondes et mesure de la largeur du lobe principal

On déplace les sondes sur la surface du milieu dissipatif, et on repère la largeur du lobe positif principal en mesurant la distance permettant de passer de l'un à l'autre des zéros situés de part et d'autre du maximum.

Nous donnons figure 65, dans le cas de l'eau, la variation de la largeur de ce lobe en fonction de la profondeur d'une source ponctuelle dans le plan  $y_1=0$ , et pour un angle  $\theta$  de  $50^\circ$  degré.

On peut donc à partir de cette caractéristique déterminer directement la profondeur d'une source thermique dans un milieu dissipatif.

b) Détermination de la profondeur à partir de la mesure du déphasage introduit par un déplacement latéral des sondes.

Comme nous l'avons vu (figure 28 ) dans le plan  $y_1=0$ , la différence de phase  $[\phi_1(x_1, 0, z_1) - \phi_2(x_1, 0, z_1)]$  pour  $x_1 \neq 0$ , décroît en fonction de la profondeur  $z_1$ . La méthode de détermination de la profondeur que nous proposons est la suivante.

On recherche la position des sondes donnant un signal de sortie maximum, ce qui correspond à la position  $x_1=0$  ( $\phi_1(x_1, 0, z_1) - \phi_2(x_1, 0, z_1) = 0$ ).

On décale les sondes d'une longueur connue  $x_1$  ce qui introduit un déphasage caractéristique de la profondeur de la source dans le milieu; on repère la valeur de  $\tau$  qui permet de compenser ce déphasage à l'aide de la ligne à retard. En se reportant au fichier de phase  $\phi_1(M)$ , ou à des abaques caractérisant la différence de phase correspondant à chaque point du milieu considéré, on peut déterminer la profondeur  $z_1$  de la source.

La figure 66 montre la variation de la différence de

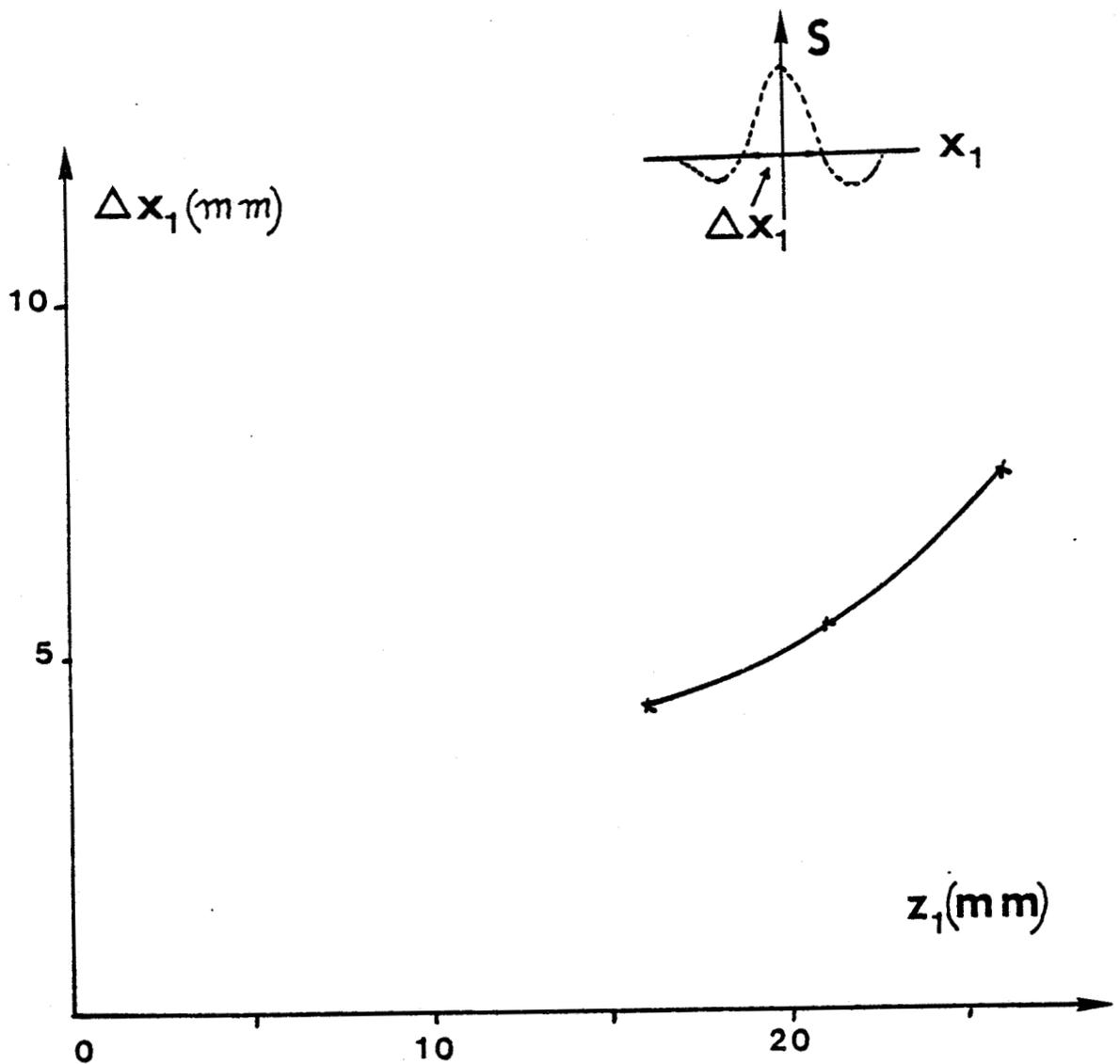


Figure 65 : Variation de la largeur du lobe principal positif en fonction de la profondeur de la source (figure 63 ).

Milieu : eau, objet thermique : cylindre de diamètre  $D_v = 11 \text{ mm}$   
sondes accolées selon leur petit côté  $\theta = 50^\circ$   
 $r = 25$ ,  $a = 22$  et  $b = 11 \text{ mm}$ .

$\Delta l$ mm

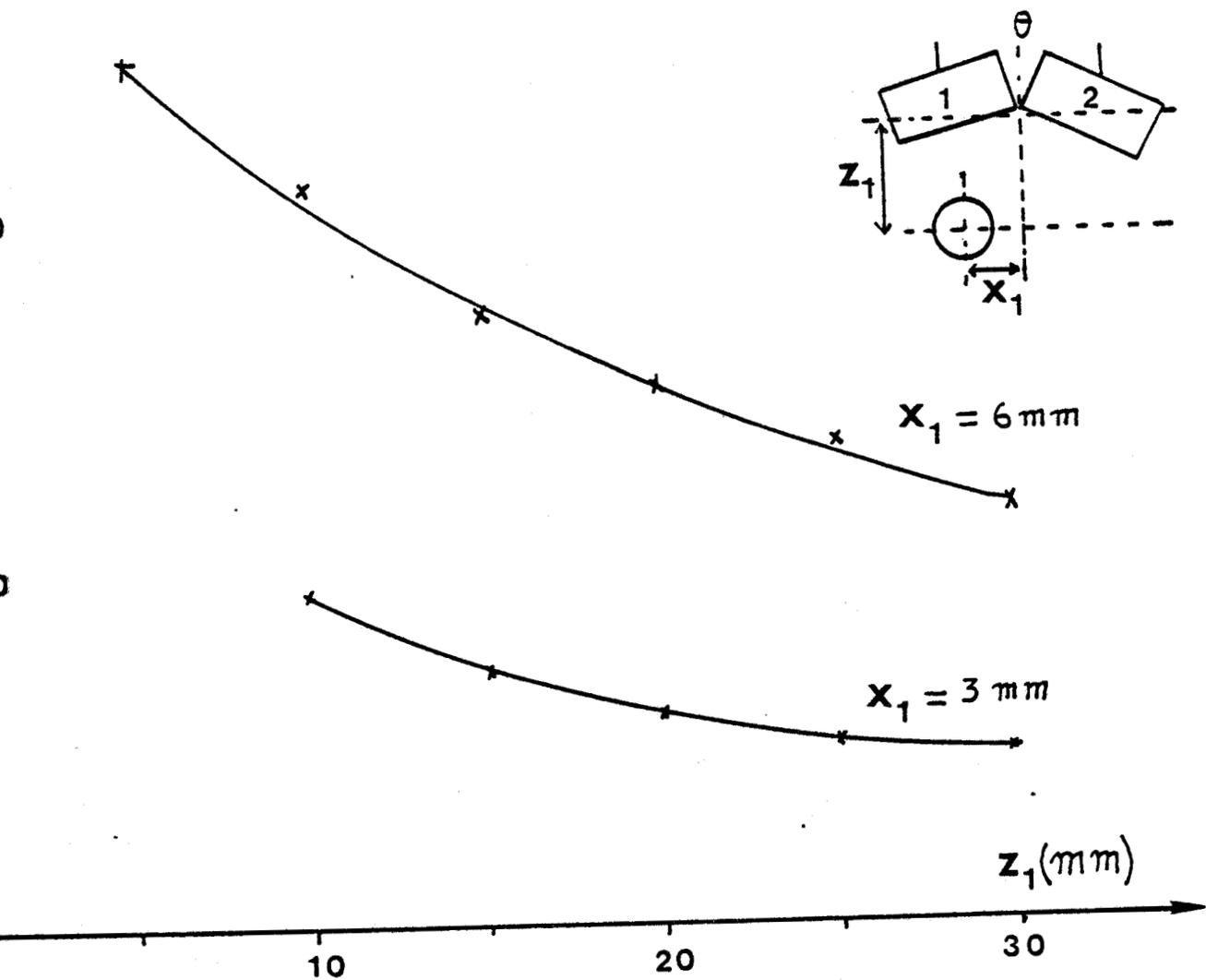


Figure 66 :

Abaque permettant de déterminer la profondeur d'un objet thermique dans l'eau à partir de la méthode définie en III.3.2.2.b.

Variation de la différence de phase en fonction de la profondeur de l'objet (cylindre de diamètre  $D_V = 11 \text{ mm}$ ) pour différentes valeurs du décalage  $x_1$  par rapport au centre  $x_1 = 0$

Sondes accolées selon leur petit coté  $= 30^\circ$

$\epsilon_r = 25$  ,  $a = 22$  ,  $b = 11 \text{ mm}$

phase  $\phi_1(x_1, 0, z_1) - \phi_2(x_1, 0, z_1)$  (ou la valeur correspondante de  $\Delta l$ ) en fonction de la profondeur et pour différente valeur du décalage  $x_1$  par rapport au centre, dans un cas particulier.

c) Détermination de la profondeur à partir de la période moyenne de l'interférogramme (sans déplacement des sondes)

Cette méthode est basée sur le fait que les composantes HF sont d'autant plus atténuées que l'épaisseur du milieu traversé est grand .

Nous avons vu ( paragraphe II.2.2.1) que l'interférogramme et le spectre du signal sont inter-dépendants, en particulier, la période des franges enregistrées lorsque  $\Delta l$  varie est liée à la fréquence moyenne du signal reçu.

On peut exploiter cette caractéristique pour déterminer la profondeur de l'objet.

La figure 67, représente la variation de cette fréquence moyenne en fonction de la profondeur de la source dans le cas de l'eau .

Rappelons qu'en T.M.O., la détermination de la profondeur d'une source thermique nécessite d'opérer à plusieurs fréquences. La T.M.O.C se révèle plus intéressante puisque la mise en oeuvre d'un seul radiomètre peut conduire au même résultat.

### III.3.3. LOCALISATION D'UN FRONT OU GRADIENT LATERAL DE TEMPERATURE

Nous appelons "front ou gradient latéral de température" une structure thermique constituée d'un plan séparant deux volumes du milieu dissipatif, portés à des températures différentes  $T_1$  et  $T_2$ .

Les cas que nous envisageons ici correspondent aux situations décrites figure 33A . Le plan séparant les volumes à différentes températures est parallèle au plan  $oy_1z_1$ , à une distance  $x_1'$  .

Nous nous proposons de détecter et de localiser ce front de température, soit en déplaçant les sondes [49][50] soit par action sur  $\tau$ , les sondes restant immobiles .

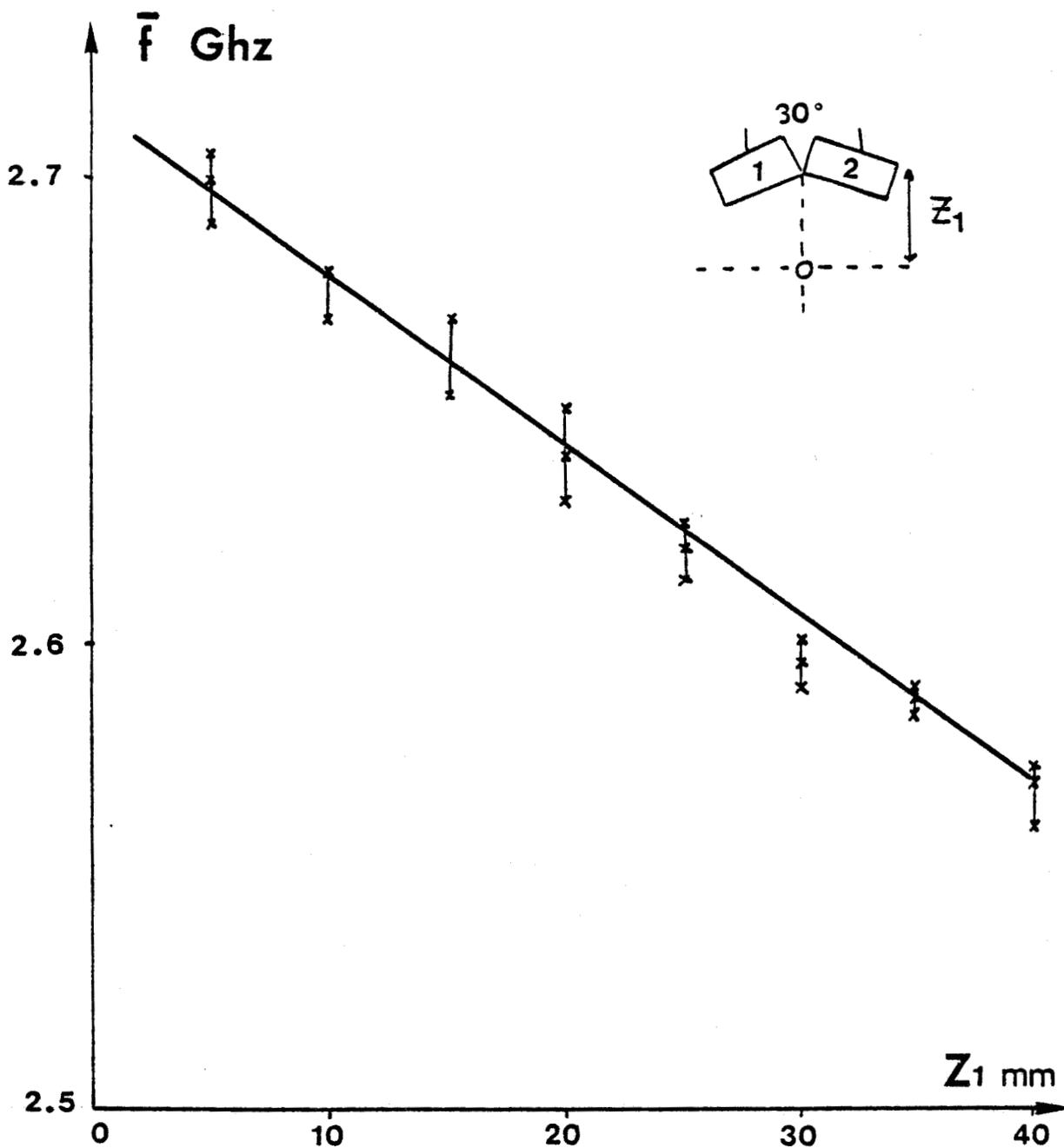


Figure 67 : Variation de la fréquence moyenne en fonction de la profondeur de la source sur l'axe des sondes

Milieu : eau

Sondes accolées selon leur petit côté,  $\theta = 30^\circ$

$\epsilon_r = 25$ ,  $a = 22$ ,  $b = 11$ mm

La figure 68 définit la position du front de température et les paramètres  $C_i$  qui doivent être pris en compte. Le signal détecté s'écrit :

$$S(x'_1, z'_1) = \sum_i^{x_1 < x'_1, z_1 < z'_1} C_i(\tau) \Delta T \quad (43)$$

avec  $x'_1$  et  $z'_1$  définissant les limites de ce front par rapport au référentiel lié à l'antenne synthétique.

a) Localisation d'un front par déplacement des sondes

Nous donnons figure 69, l'évolution du signal calculé en fonction de  $x'_1$ , pour  $\tau=0$ , ainsi qu'un résultat expérimental (figure 70) dans des conditions analogues.

Notons par rapport à la T.M.O. classique, la haute résolution de la T.M.O.C. qui est ici de l'ordre du millimètre. Ceci est dû au fait que le passage sur le front se manifeste par un changement de signe du signal détecté.

Il est possible de mesurer également l'écart de température  $\Delta T = T_1 - T_2$  qui lui est associé, soit à partir de la valeur maximale du signal enregistré (un tel exemple est donné figure 71) soit à partir de la dérivée de  $S(x'_1)$  à  $x'_1 = 0$ .

b) Localisation d'un front de température sans déplacement des sondes (par action sur  $\tau$ )

Nous avons montré dans le paragraphe précédent que pour  $\tau = 0$  ( $\phi_\tau = 0$ ), les valeurs des paramètres  $C_i$  associées à des points symétriques par rapport au plan  $x_1 = 0$  sont égales; étant donné que le signal en T.M.O.C., pour un milieu à température uniforme est nul, il en résulte que le front thermique situé dans le plan  $x_1 = 0$ , produit un signal de sortie nul. La variation de  $\tau$  donne un interférogramme [51][52].

Si nous décalons les sondes ( $x'_1$  variable), la différence de phase ( $\phi_{1i} - \phi_{2i}$ ) correspondant aux éléments de volume situés dans le milieu à la température  $T_1$  est modifiée; par conséquent, l'interférogramme enregistré en fonction de  $\tau$  se déplace également.

Des enregistrements en fonction de  $\tau$  (ou  $\Delta l$ ) sont donnés figures 72, 73, 74, 75. Ils concernent des sondes jointes selon

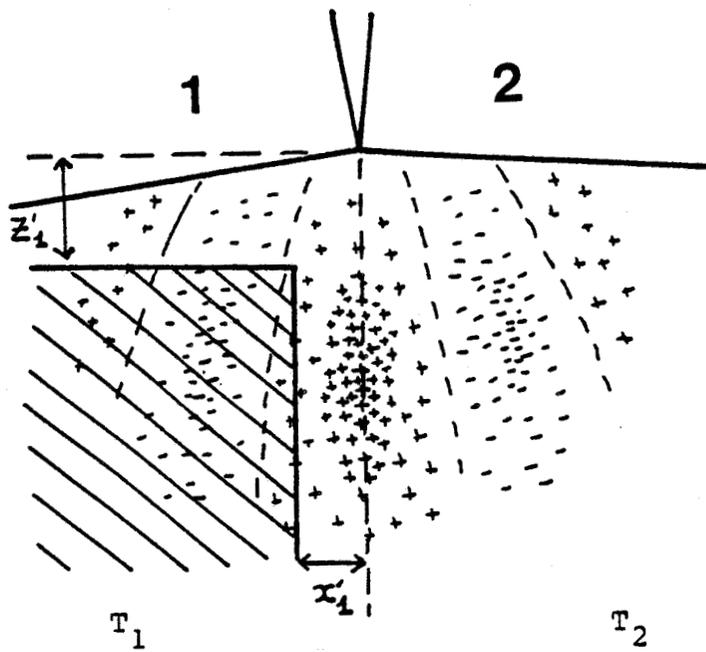


Figure 68 : Disposition du front  
de température

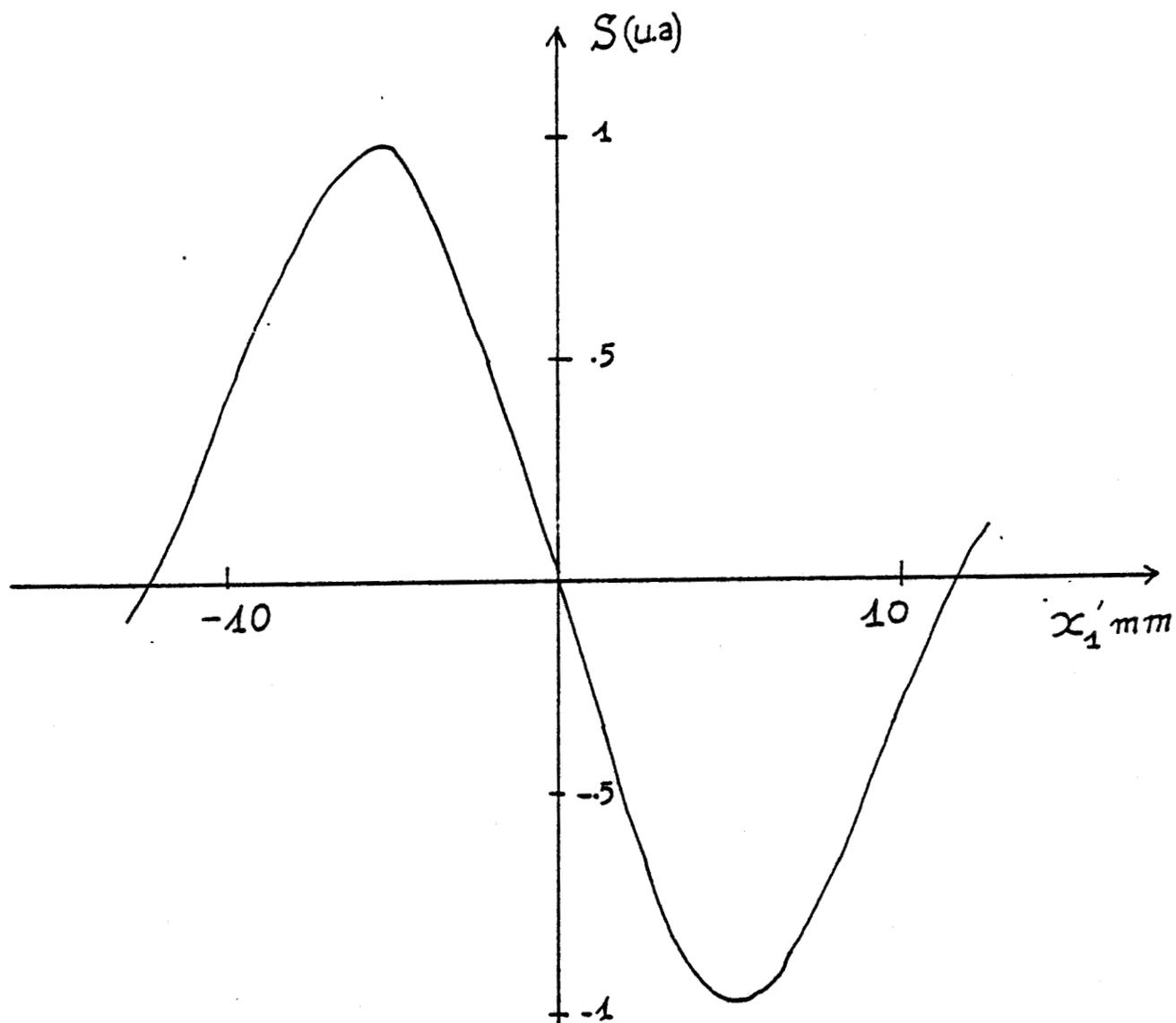


Figure 69: Reponse du T.M.O.C. calculée par un model bidimensionnel en fonction de la position lateral  $x'_1$

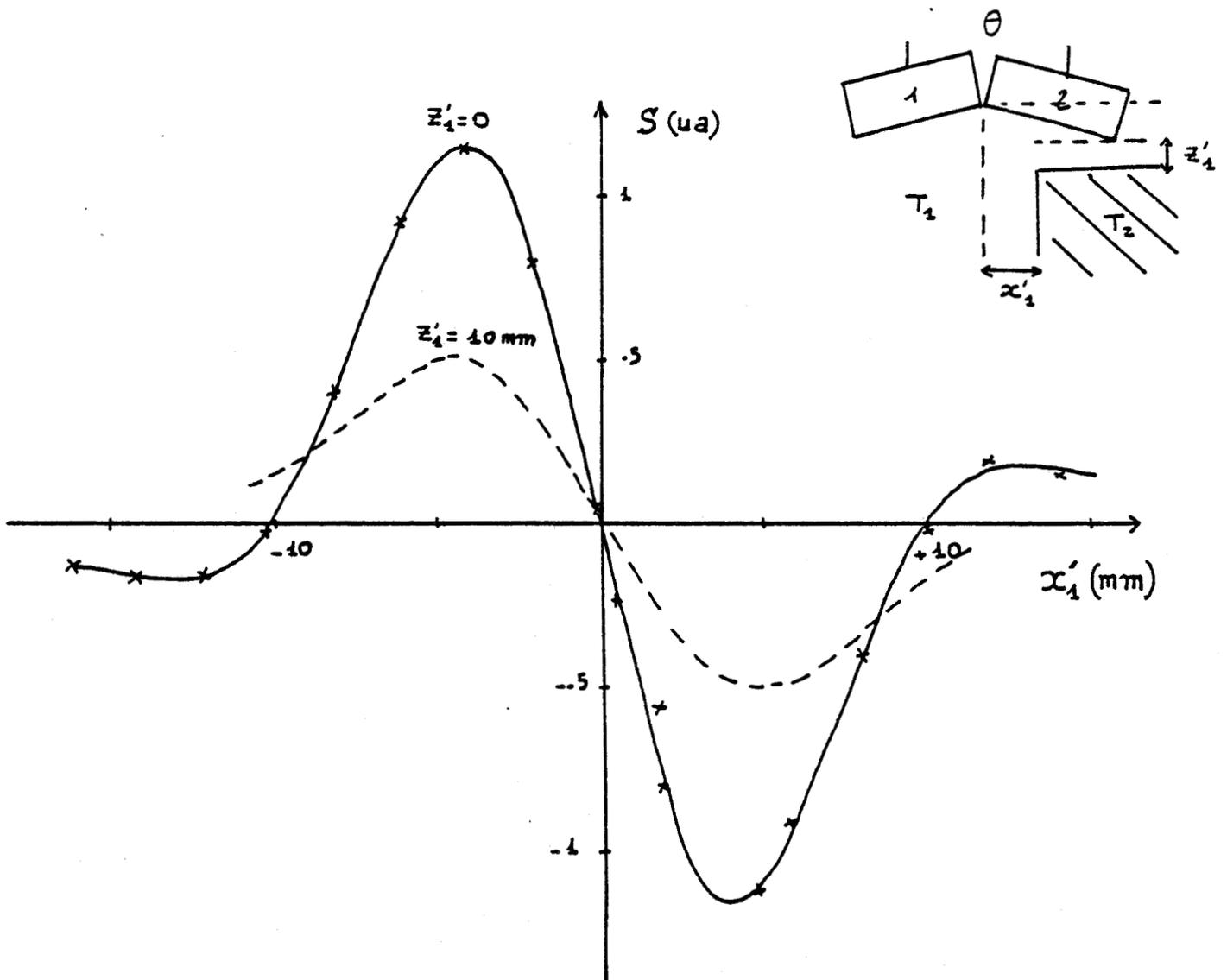


Figure 70 : Réponse du T.M.O.C en fonction de la position latérale  $x'_1$  du front thermique  $T_1 = 48^\circ\text{C}$  ;  $T_2 = 30^\circ\text{C}$   
Sondes accolées selon leur grand côté.

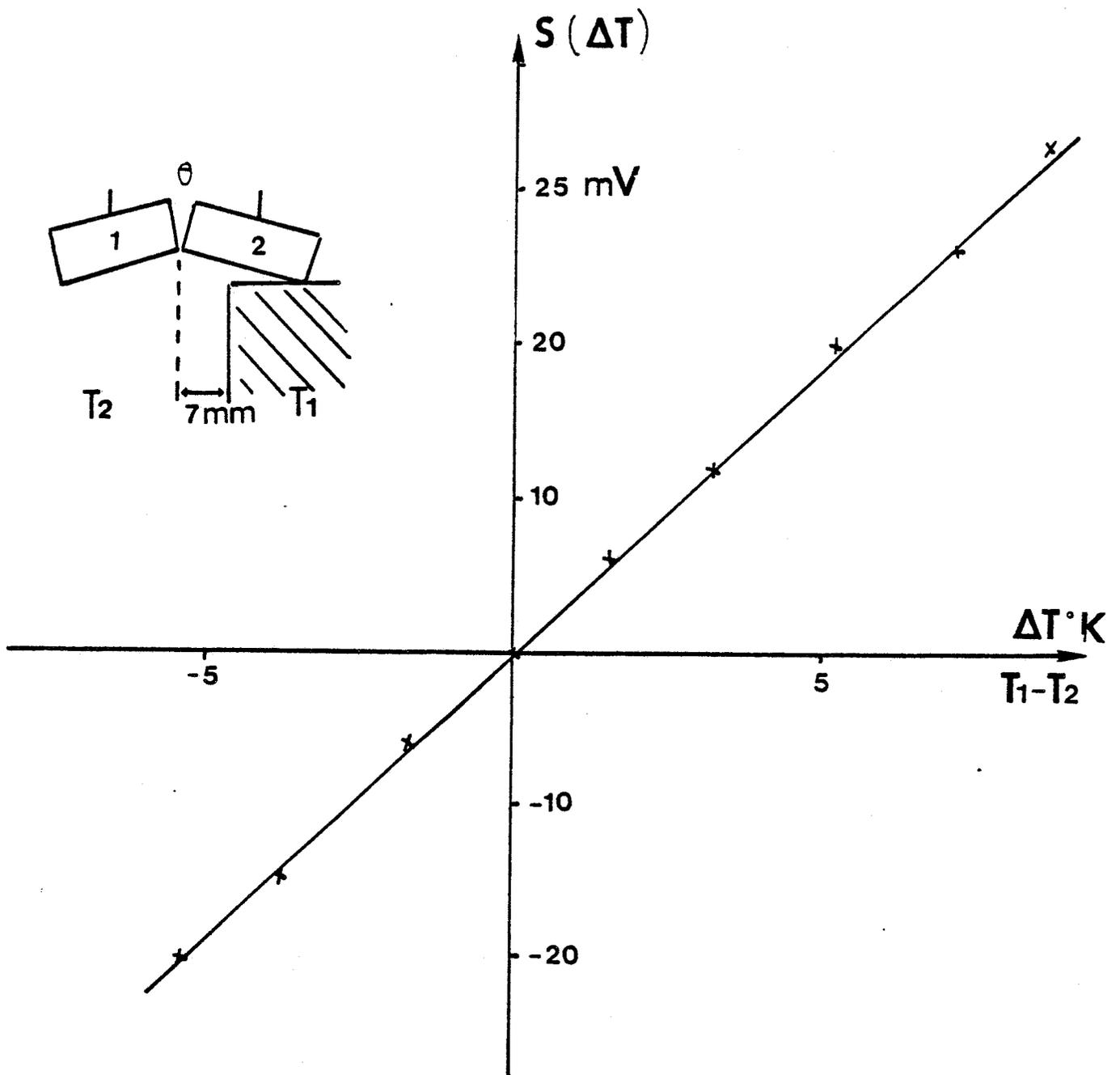


Figure 71

Réponse du T.M.O.C. en fonction de l'écart de température  $T_1 - T_2$  pour une position fixe des sondes  $x'_1 = 7\text{mm}$ .

Sondes accolées selon leur grand côté  $\theta=30^\circ$

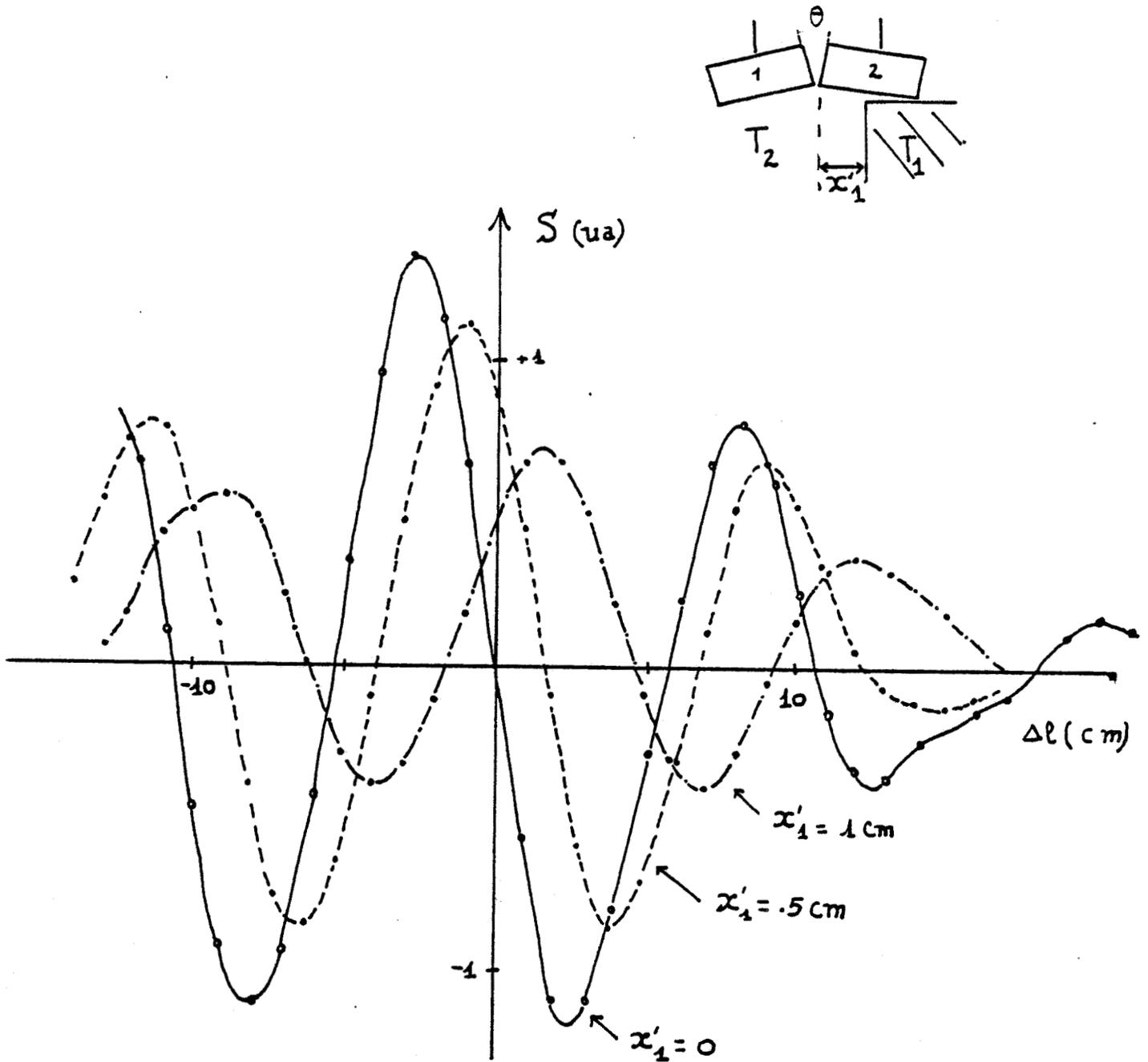


Figure 72

Réponse du T.M.O.C. en fonction du temps de retard ( $\Delta l$ ) pour différentes positions latérales  $x'_1$  du front de température.

$T_1 = 48^\circ\text{C}$ ,  $T_2 = 34^\circ\text{C}$  ( $\Delta T = 14^\circ\text{K}$ )

Sondes accolées selon leur petit côté  $\theta = 30^\circ$

$\epsilon_r = 25$ ,  $a = 22$ ,  $b = 11 \text{ mm}$

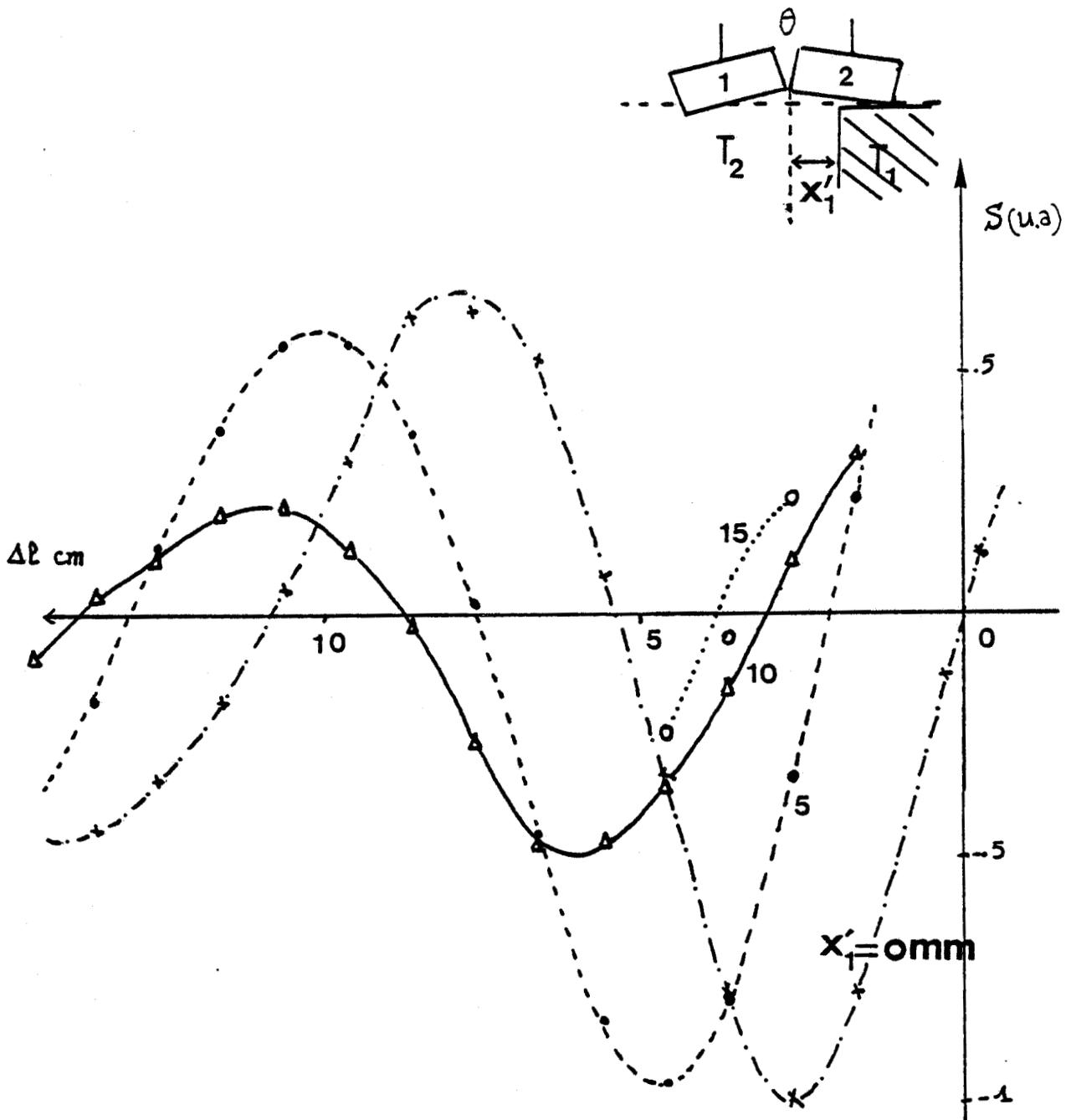


Figure 73 : Réponse du T.M.O.C. en fonction du temps de retard ( $\Delta l$ ) pour différentes positions latérales  $x'_1$ ;  $\Delta T = 5^\circ K$   
 Sondes accolées selon leur grand côté  $\theta = 30^\circ$   
 $\epsilon_r = 25$ ,  $a = 22$ ,  $b = 11$  mm

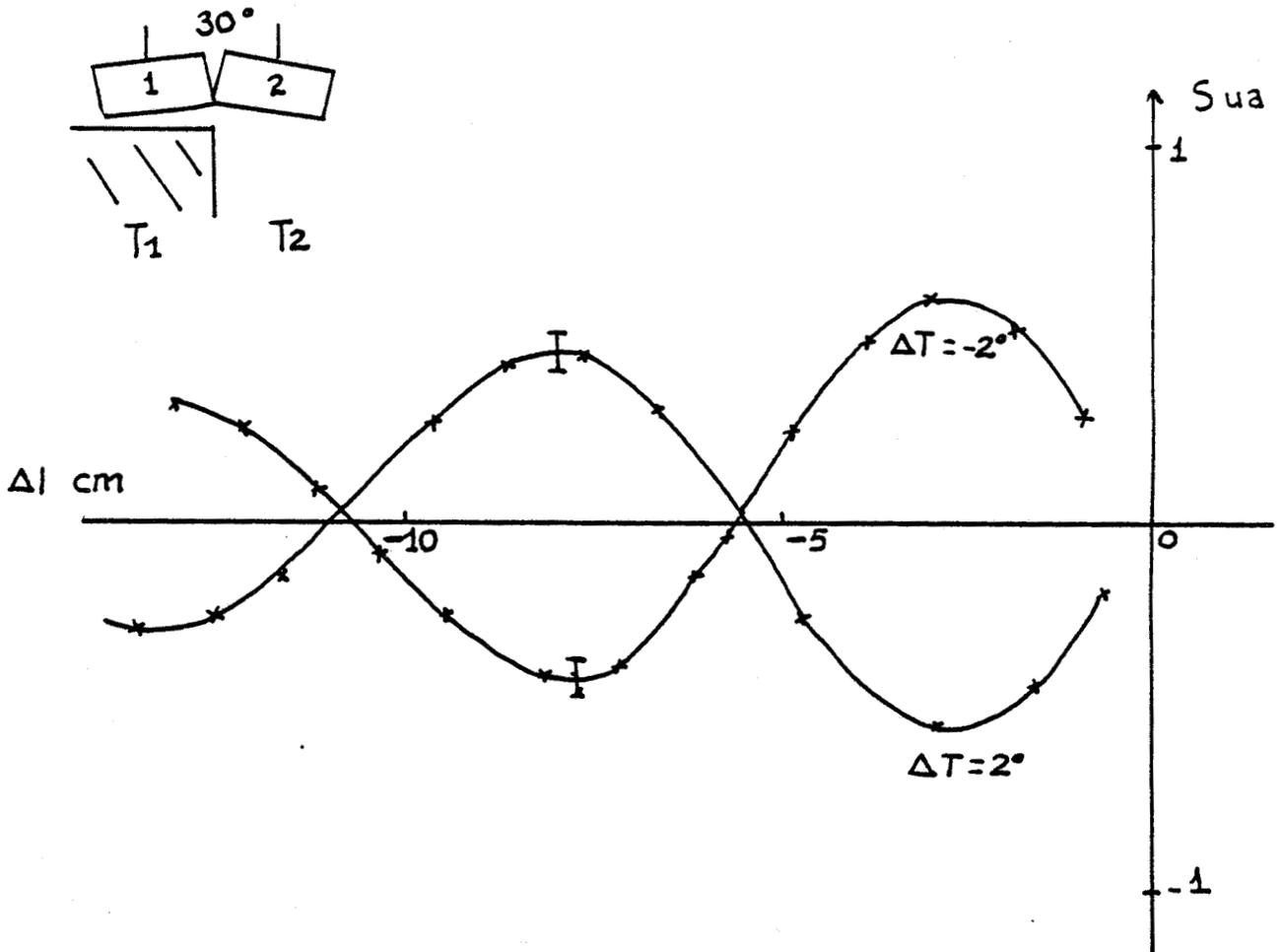


Figure 74 : Réponse du T.M.O.C en fonction du temps de retard ( $\Delta l$ ) pour une position fixe des sondes  $x'_1=0$ ,  $\Delta T=2$  et  $-2^\circ K$ .

Sondes accolées selon leur grand côté

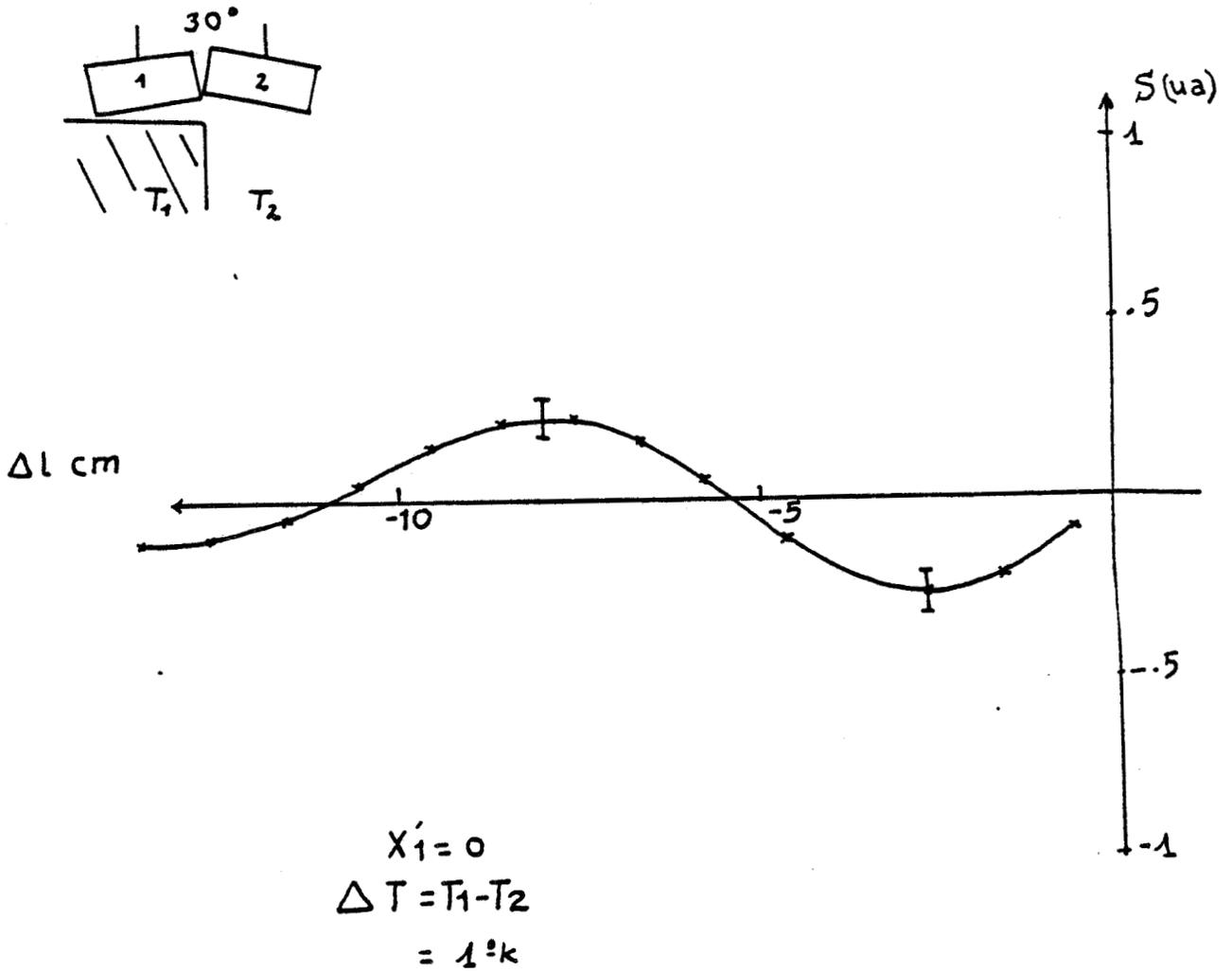


Figure 75

Réponse du T.M.O.C en fonction du temps de retard ( $\Delta l$ ) pour une position  $x'_1 = 0$ ,  $\Delta T = T_1 - T_2 = 1^\circ K$   
l'écart minimum de température décelable est de l'ordre de  $0.15^\circ$  à  $\Delta l = -2,5$ cm  
Sondes accolées selon leur grand côté

leur grand côté (figure 33a) ou leur petit côté (figure 33b) pour des valeurs de  $\Delta T$  comprises entre  $14^{\circ}\text{C}$  et  $1^{\circ}\text{C}$ .

Nous donnons un exemple de réponse calculée pour un modèle bidimensionnel en prenant en compte les contributions à trois fréquences 2,5 - 3 - 3,5GHz (sondes jointes par leur petit côté) (figure 76).

Notons que, d'une part, une variation de position du front entraîne un déplacement latéral de l'interférogramme qu'il est facile de repérer, d'autre part, l'amplitude de ces interférogrammes est proportionnelle à  $\Delta T$ .

Ces résultats sont particulièrement intéressants car ils permettent de connaître :

\*la position du gradient latéral avec une précision de l'ordre du millimètre si l'on observe par exemple les passages à zéro du signal détecté.

\*l'écart de température  $\Delta T$ , en repérant, soit les maximums de signaux soit la dérivée de  $S(\tau)$  autour du zéro.

Notons aussi que cette méthode peut s'appliquer à la détection des écarts de température inférieurs à  $1^{\circ}\text{K}$ , pouvant même atteindre quelques dixièmes de degré dans les cas limites [53]

Cette technique, peut donc apporter un complément d'information précieux et original pour des applications médicales, pour des investigations thermologiques et aussi dans le contrôle d'hyperthermie. Elle peut ainsi repérer le déplacement d'un front thermique au cours du temps sans déplacement des sondes, par exemple en enregistrant l'interférogramme  $S(\tau)$  pour des aller-retour périodiques de la ligne à retard définissant la valeur de  $\tau$ .

#### III.3.4 RECONNAISSANCE D'UN OBJET DE TAILLE MOYENNE

Nous avons défini trois méthodes permettant de faire une estimation de la taille d'un objet thermique; à partir :

- soit de la caractéristique  $S(x_1)$  [52]

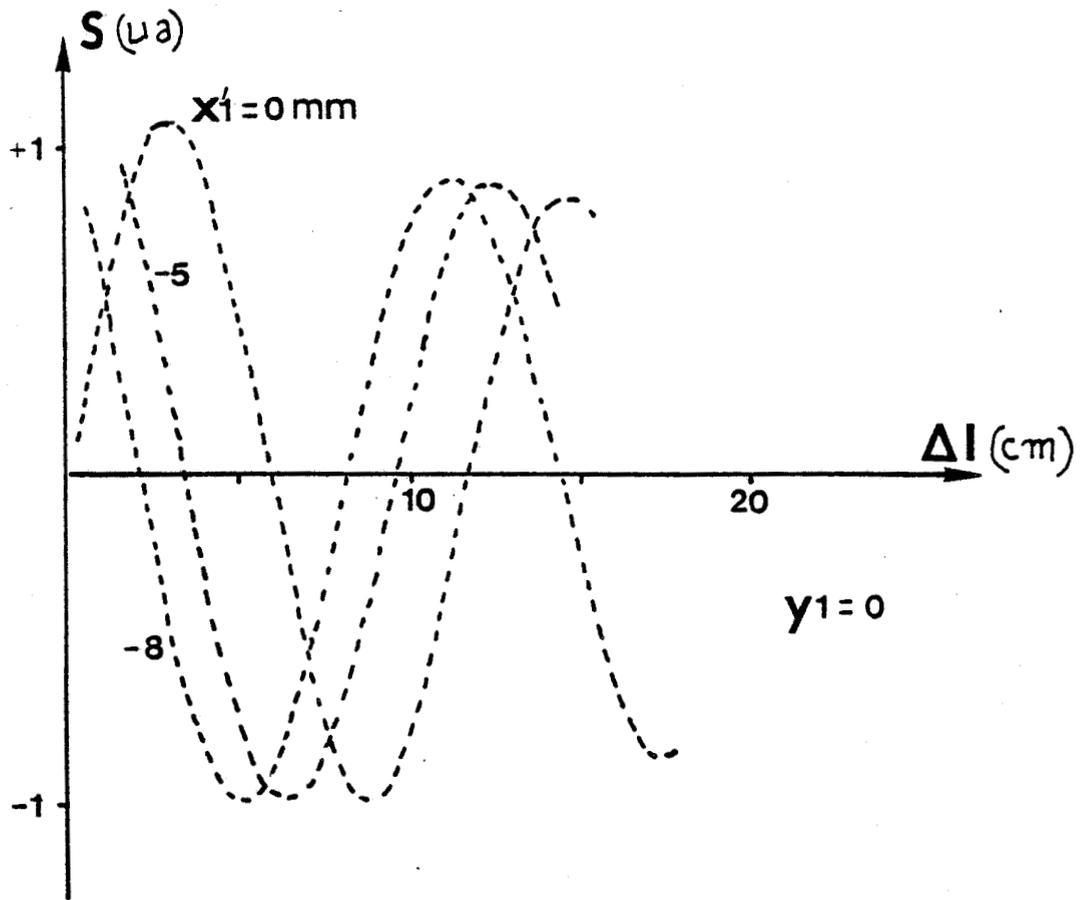


Figure 76 : Réponse du T.M.O.C calculée par un modèle bidimensionnel ( $y_1=0$ ) en prenant en compte trois fréquences : 2,5 - 3 - 3,5GHz  
position du front :  $x_1' = 0, -5, -8$ mm  
Milieu : eau  
Sondes jointes selon leur petit côté  $\theta=30^\circ$   
 $r= 25, a=22, b=11$ mm

- soit de la caractéristique  $S(\theta)$  pour un objet situé à une profondeur  $z_1$  et à  $x_1=0$ ,  $\tau=0$ .

- soit de la définition de l'objet comme résultant de la combinaison de deux fronts latéraux.

L'approche théorique qui est présentée ici est du type bidimensionnel et concerne la figure 33a (plan  $y_1 = 0$ ).

a) Etude de la réponse de la T.M.O.C. en fonction de la position des sondes pour différentes tailles d'un objet thermique.

Considérons un objet circulaire  $V_1$  de diamètre  $D_V$ , de centre M, situé à une profondeur  $z_1$ , de température  $T_1$  immergé dans un milieu à température  $T_2$ .

Calculons pour  $\tau=0$ , la réponse de la T.M.O.C. en fonction de  $x_1$  et de  $z_1$ .

D'après la relation (11) et (14), on a :

$$S(V_1, x_1) = K(T_1 - T_2) \sum_{i \in V_1} A_{1i} A_{2i} \cos(\phi_{1i} - \phi_{2i}) \cos \psi_i$$

avec ici  $\cos \psi_i = 1$ .

Nous donnons la réponse de la T.M.O.C calculée en fonction de  $x_1$  et pour différents  $D_V$  à une profondeur donnée (figure 77).

A partir de ce résultat, nous remarquons que, d'une part lorsque l'on augmente  $D_V$ , pour  $x_1=0$ , le signal S varie d'une façon non monotone (type oscillation amortie).

D'autre part, le diagramme  $S(x_1)$  se déforme en fonction de la taille du volume. On peut exploiter le fait que, à chaque objet thermique, correspond une signature, et en déduire les caractéristiques de l'objet.

Nous donnons figure 78, un type de signature enregistré en fonction de  $x_1$  pour une profondeur  $z_1 = 15\text{cm}$  et pour des diamètres  $D_V = 1,1\text{cm}$  et  $3\text{cm}$  (résultat expérimental)

Notons l'existence d'algorithmes d'identification de reconnaissance de formes [54][55][56] basés sur l'estimation de

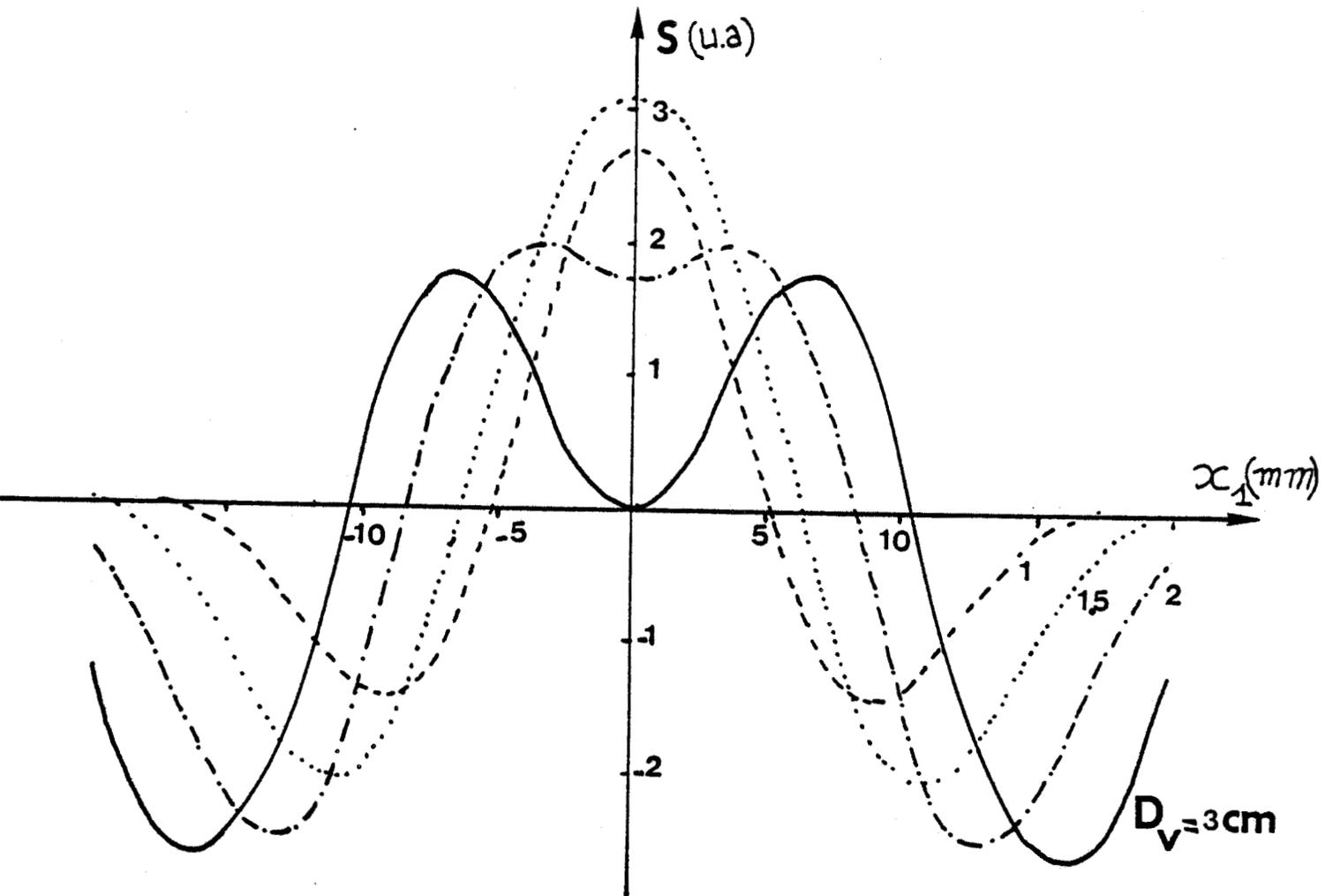
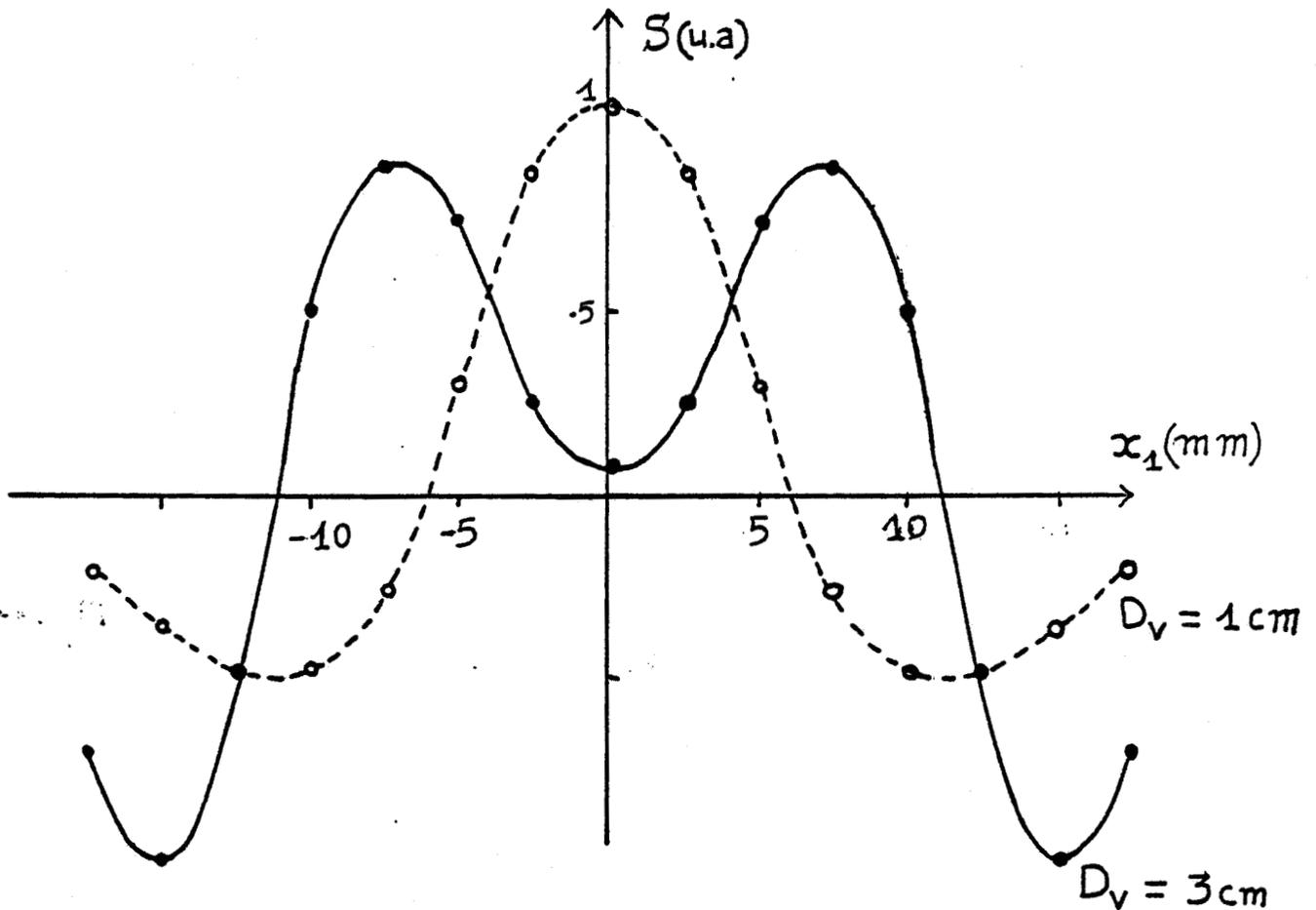


Figure 77 : Réponse du T.M.O.C. calculée en fonction de  $x_1$  à une profondeur de 20mm par un modèle bidimensionnel pour différents diamètres  $D_V$   
Sondes accolées selon leur petit côté  $\theta = 30^\circ$



**Figure 78** : Réponse du T.M.O.C. à un objet thermique (sphère de diamètre  $D_v=1$  et  $3\text{cm}$ ) situé dans l'eau à une profondeur  $z_1 = 20\text{mm}$  Sondes déplacées parallèlement à la surface, accolées selon leur petit côté et faisant entre elles un angle de  $30^\circ$ .  
 $\Delta T = 5^\circ\text{K}$

degré de ressemblance entre un signal pris comme référence et un signal quelconque, par exemple à partir de calcul de la fonction de corrélation des signaux enregistrés et calculés.

b) Etude de la réponse de la T.M.O.C en fonction de l'angle  $\theta$  entre les sondes

Nous avons montré chapitre II.3.1.2 figure 43 qu'une augmentation de l'angle  $\theta$  provoque une diminution de la largeur du lobe principal positif et des autres lobes.

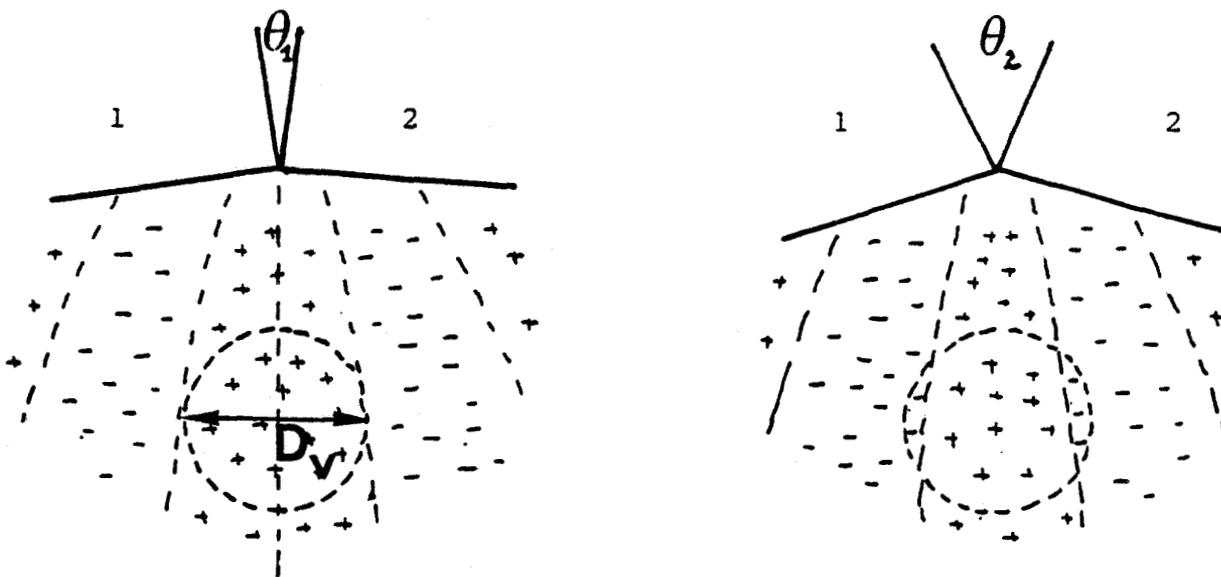


Figure 79

La somme  $S(V_1, \theta)$  effectuée sur le volume  $V_1$  pour  $x_1 = 0$  va donc dépendre de la taille de l'objet par l'intermédiaire du coefficient  $C_1$  (figure 79). Nous donnons figure 80, la variation de cette somme en fonction de  $D_V$ , pour différents  $\theta$ .

Ainsi, pour un diamètre donné, la variation de  $\theta$  donne une signature caractéristique de la taille de l'objet, en particulier  $S(V_1, \theta)$  passe par un maximum lorsque le diamètre  $D_V$  est proche de la largeur du lobe positif principal, ensuite, décroît puis devient négatif. La figure 81 qui représente  $S(\theta)$  pour différents diamètres illustre cette caractéristique.

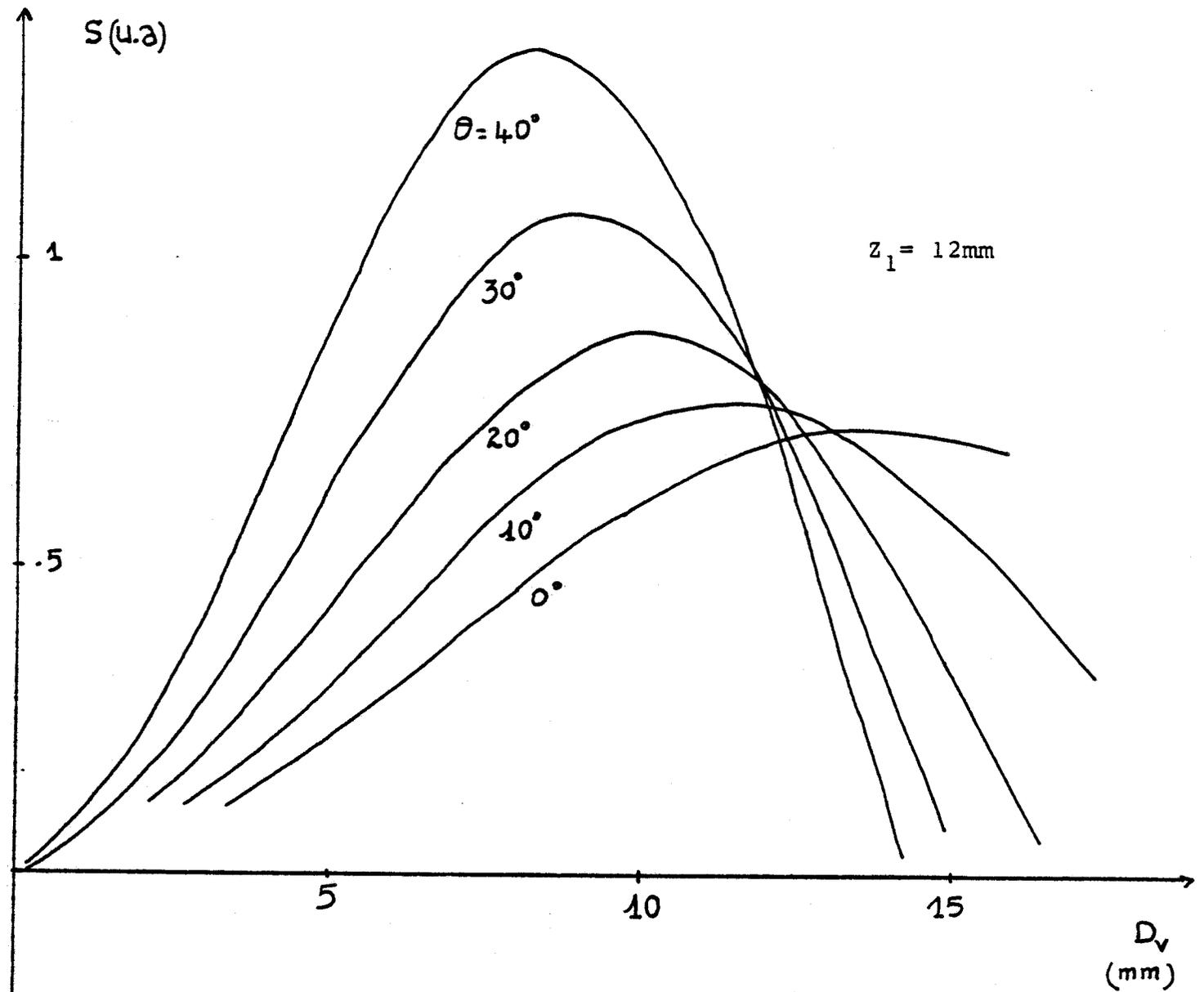


Figure 80

Réponse du T.M.O.C. calculée en fonction du diamètre  $D_v$  de l'objet circulaire et pour différents  $\theta$   
Calcul bidimensionnel effectué dans le plan  $y_1=0$   
Sondes accolées selon leur petit côté  
 $\epsilon_r = 25$ ,  $a=22$ ,  $b= 11\text{mm}$

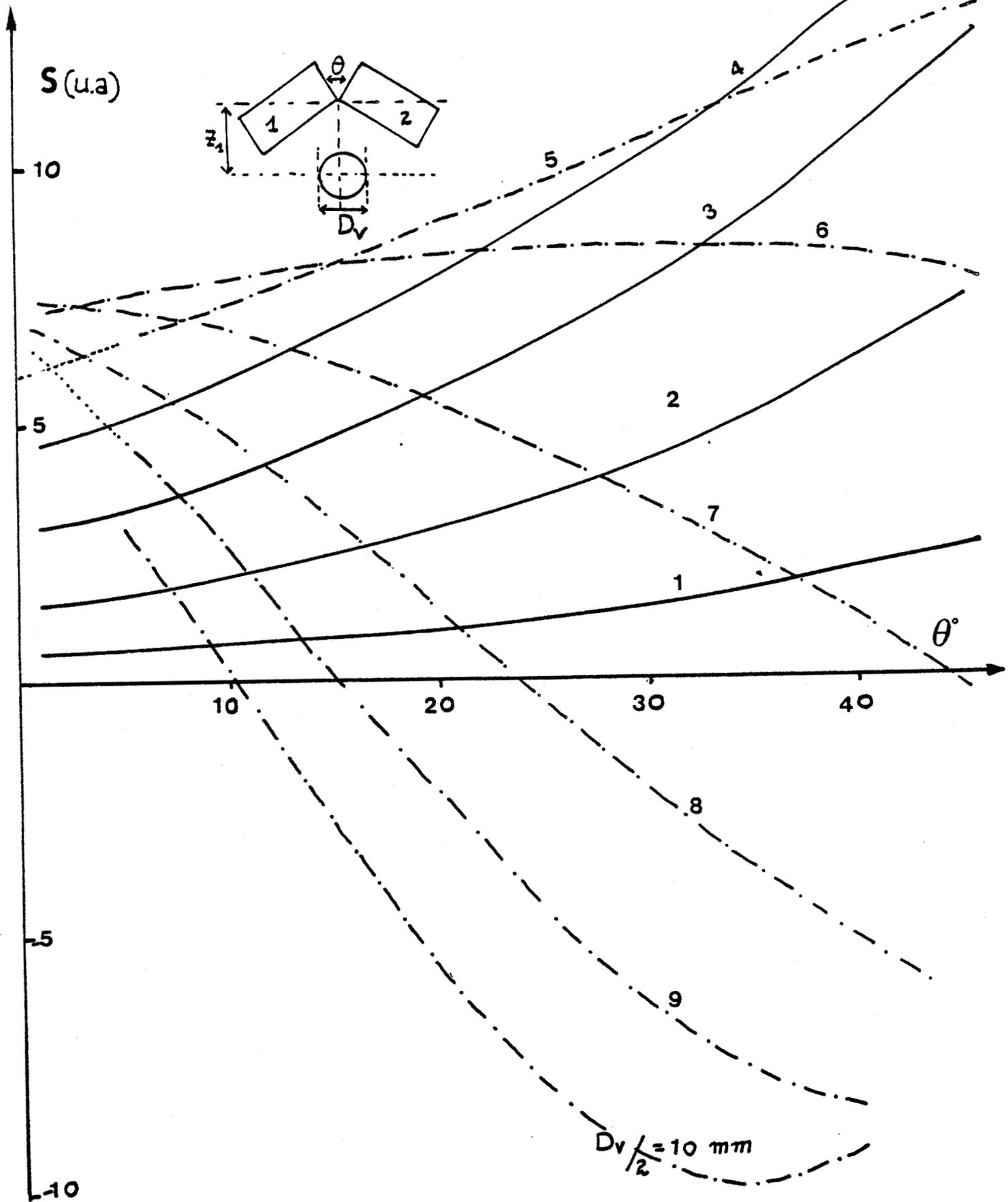


Figure 81 : Réponse du T.M.O.C en fonction de  $\theta$  pour différents diamètres  $D_v$  de l'objet circulaire. Calcul bidimensionnel effectué dans le plan  $y_1=0$ . Milieu : eau, Sonde  $\epsilon_r=25$ ,  $a=22$ ,  $b=11\text{mm}$ ,  $f=3\text{GHz}$

Nous donnons figures 82 et 83 une vérification expérimentale de ce résultat, qui montre la variation de  $S$  en fonction de  $\theta(x_1=0)$  pour des angles  $\theta$  variant de 10 à 40 degrés.

Les résultats de ce type peuvent être exploités avec la meilleure précision, lorsque l'on observe un passage par zéro du signal  $S(\theta)$ .

La figure 84 donne l'angle  $\theta$  annulant  $S$ , en fonction du diamètre de l'objet, pour une profondeur donnée.

La figure 85 indique les profondeurs et les diamètres de l'objet qu'il est possible de déterminer avec cette méthode.

c) Estimation de la taille d'un objet thermique à partir de l'étude de la réponse à un front latéral

La réponse du système à un objet thermogène de largeur  $D_V$  et de longueur  $L_{V1}$  infinie est égale à la différence des réponses à deux fronts thermiques latéraux situés respectivement aux abscisses  $x'_1$  et  $x'_2$  (figure 86).

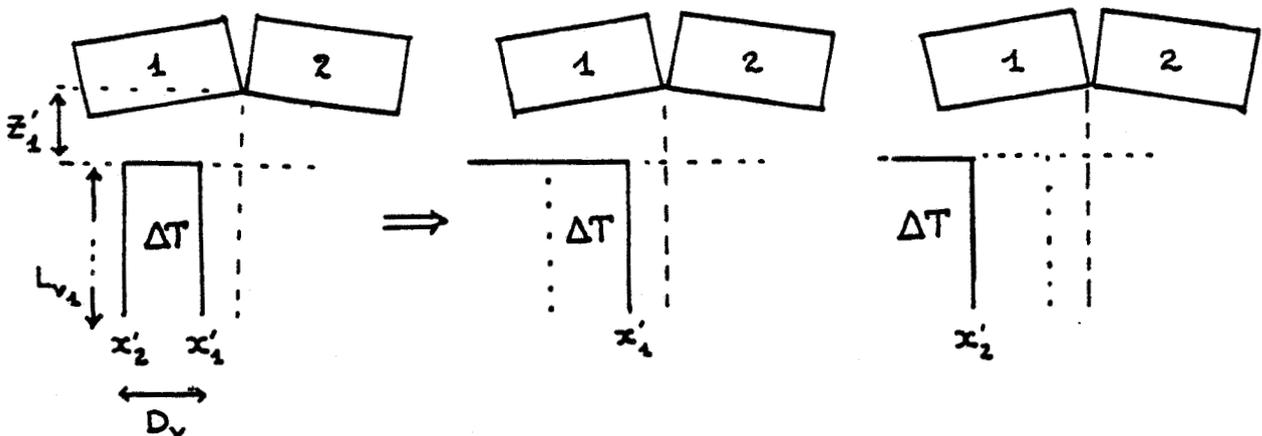
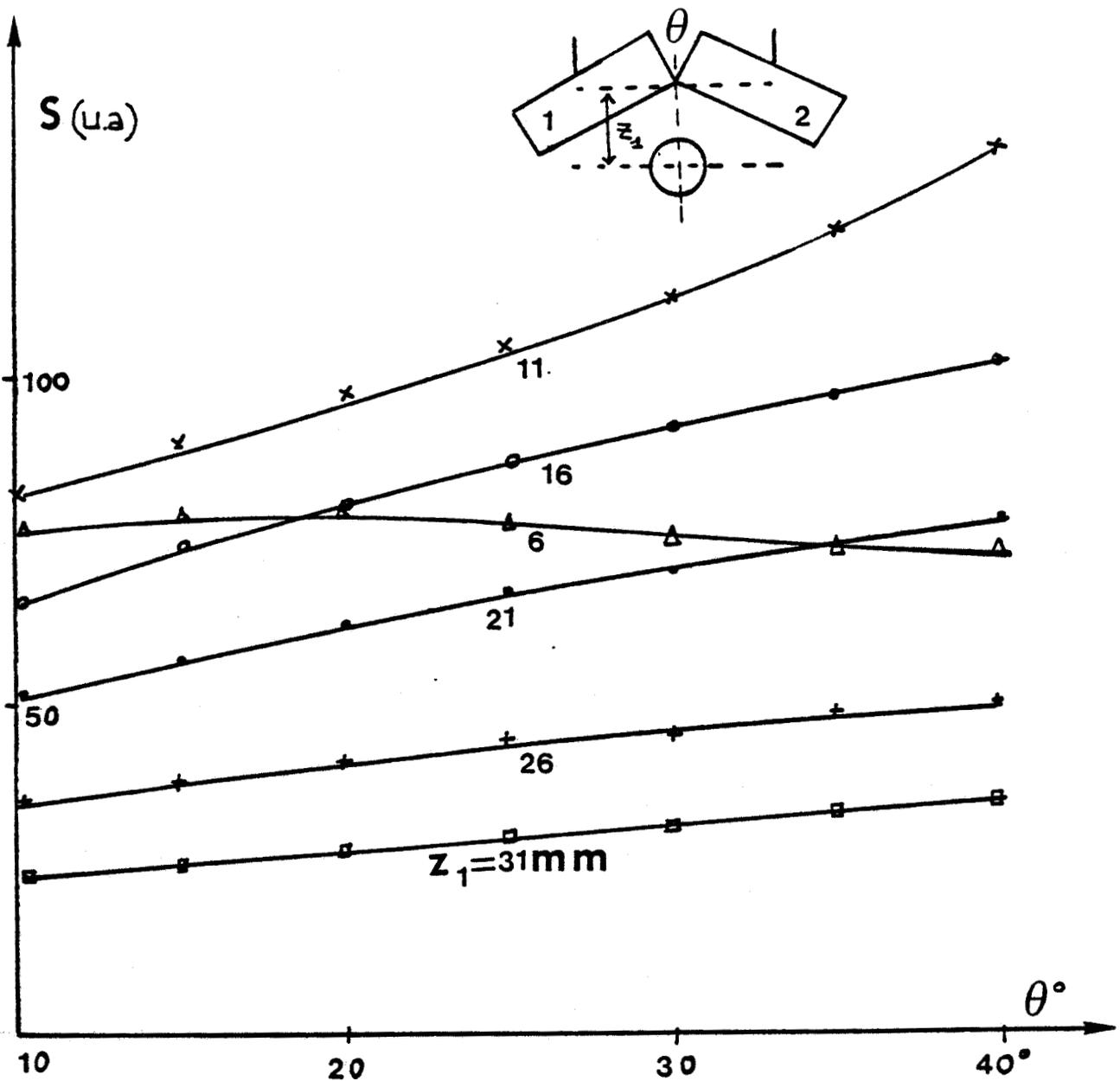


Figure 86



**Figure 83:** Vérification expérimentale de la variation de  $S$  en fonction de  $\theta$  pour différentes profondeurs.

Objet : cylindre de diamètre  $D_v = 11\text{mm}$

Milieu : eau

Sonde :  $\epsilon_r = 25$ ,  $a = 22$ ,  $b = 11\text{mm}$  (sondes accolées selon leur petit côté)

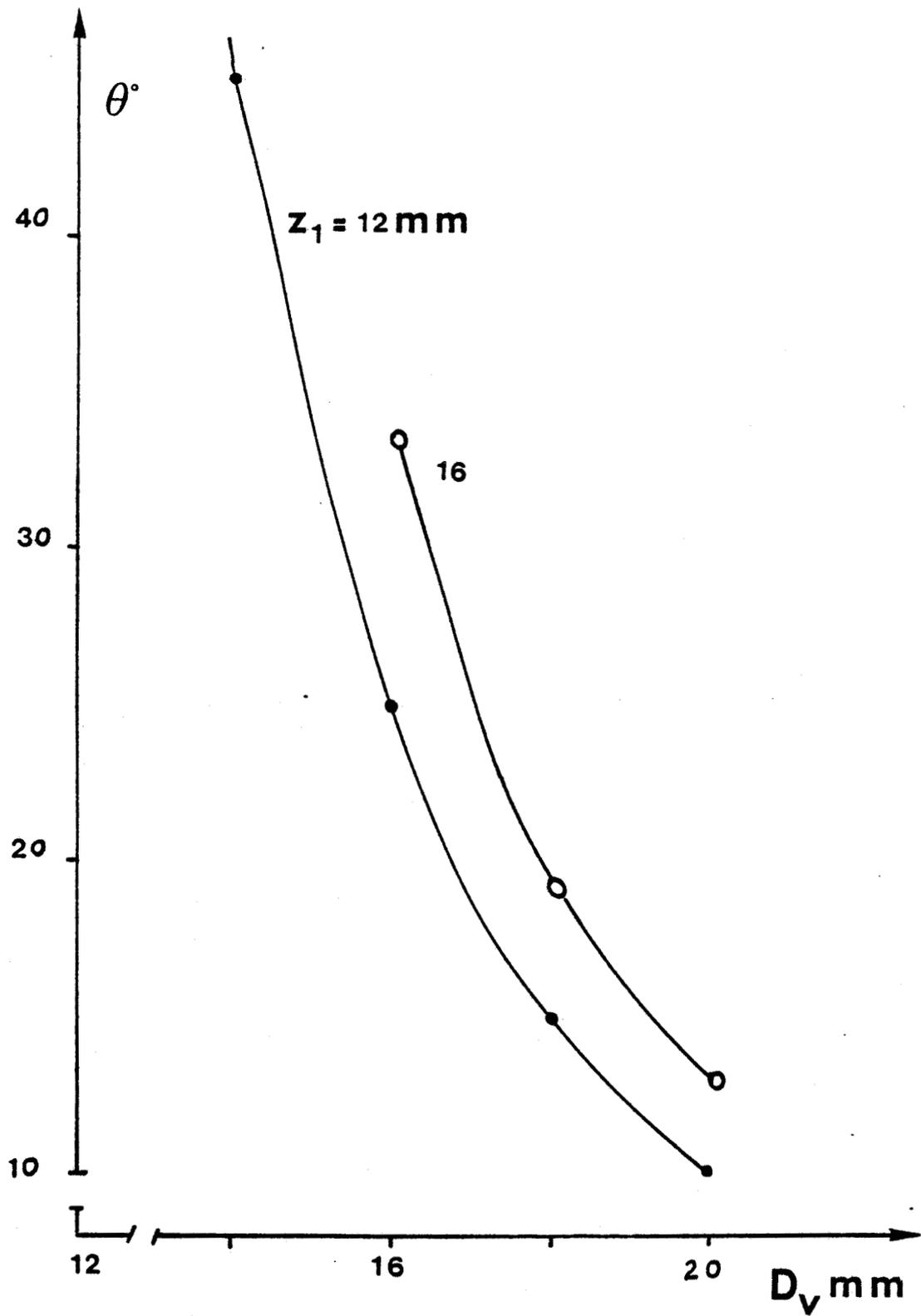


Figure 84 : Angle  $\theta$  annulant S en fonction du diamètre de l'objet circulaire pour une profondeur donnée  $Z_1$ . Sondes accolées selon leur petit côté. Calcul bidimensionnel dans le plan  $y_1 = 0$

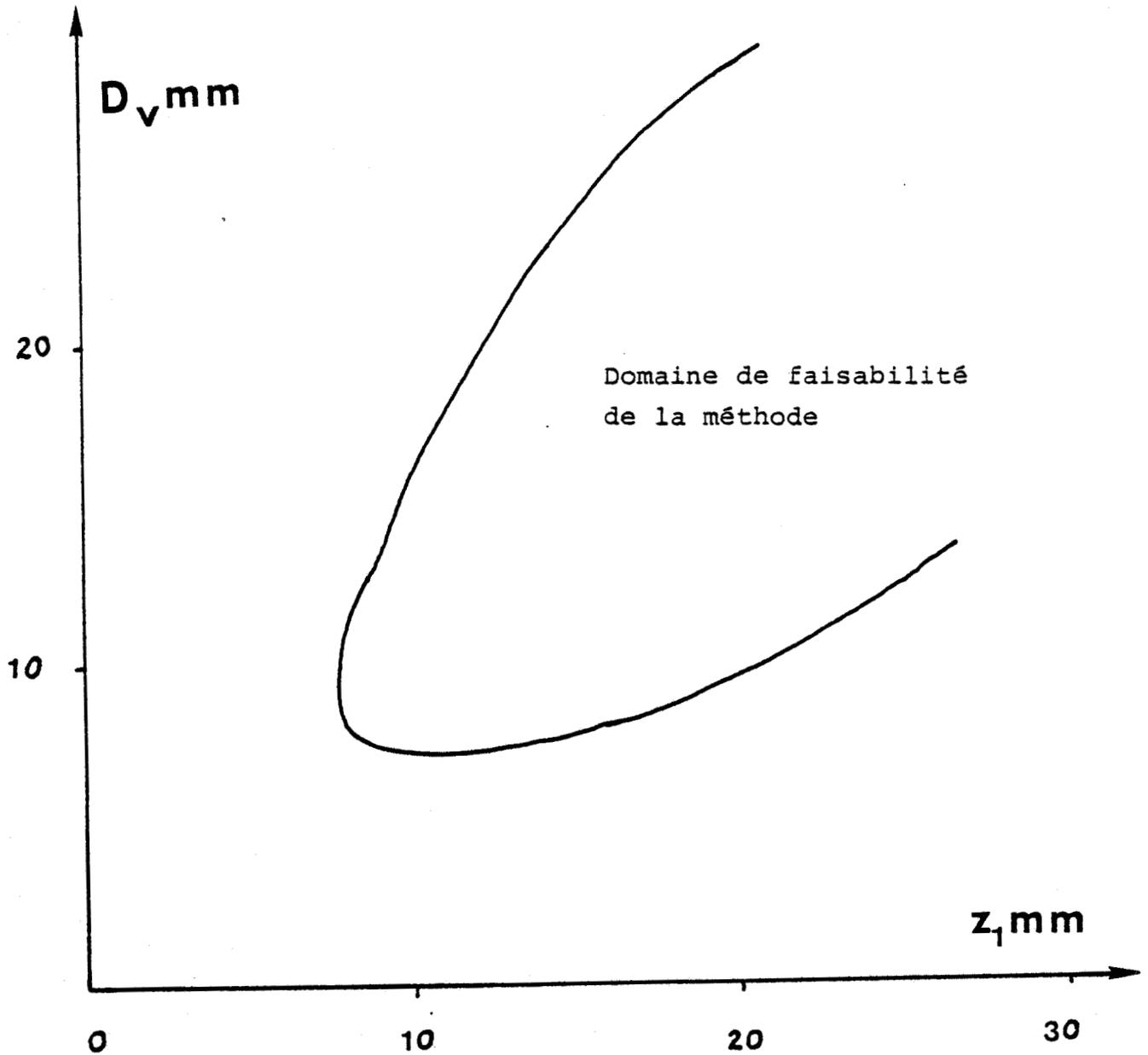


Figure 85 : Profondeurs et diamètres de l'objet circulaire qu'il est possible de déterminer par annulation de S en fonction de  $\theta$  (sondes accolées selon leur petit côté) calcul bidimensionnel effectué dans le plan  $y_1=0$   
Milieu : eau  
Sonde  $\epsilon_r = 25$  ,  $a=22$ ,  $b=11$ mm,  $f=3$ GHz

En effet, supposons que  $z'_1$  est une constante, et calculons la réponse du corrélateur à un front de température  $T_1 - T_2 = -\Delta T$  situé à  $x'_1$ .

Dans ce cas :

$$S(x'_1, z'_1) = - \sum_i^{x_1 < x'_1, z_1 > z'_1} C_i \Delta T = \sum_i^{x_1 > x'_1, z_1 > z'_1} C_i \Delta T \quad (42)$$

Ceci montre qu'on obtient le même résultat en considérant un front  $T_2 - T_1 = \Delta T$  et en intégrant sur le volume complémentaire  $x'_1 < x_1 < -\infty$

Par conséquent, si on considère un volume thermogène de largeur  $D_V$  et d'un écart de température  $\Delta T$ , on peut écrire:

$$\sum_i^{x_1 < x'_2, z_1 > z'_2} C_i \Delta T + \sum_i^{x'_2 < x_1 < x'_1, z_1 > z'_1} C_i \Delta T + \sum_i^{x_1 > x'_1, z_1 > z'_1} C_i \Delta T = \sum_i^{-\infty < x_1 < +\infty, z_1 > z'_1} C_i \Delta T = 0 \quad (45)$$

d'où :

$$\begin{aligned} S(x'_1, x'_2, z'_1) &= \sum_i^{x'_2 < x_1 < x'_1, z'_1 < z_1 < \infty} C_i \Delta T = - \sum_i^{x'_1 < x_1 < +\infty, z'_1 < z_1 < +\infty} C_i \Delta T - \sum_i^{-\infty < x_1 < x'_2, z'_1 < z_1 < +\infty} C_i \Delta T \\ &= \sum_i^{-\infty < x_1 < x'_1, z'_1 < z_1 < +\infty} C_i \Delta T - \sum_i^{-\infty < x_1 < x'_2, z'_1 < z_1 < +\infty} C_i \Delta T \end{aligned} \quad (46)$$

Ce résultat est intéressant, car il montre qu'à partir de l'enregistrement correspondant à un front de température en fonction de  $x_1'$  (figure 69,70), on peut calculer la réponse du corrélateur à un volume  $V_1$  de largeur  $D_V$  (situé à une profondeur  $Z_1'$  ).

Pratiquement, on peut donc enregistrer la réponse de la T.M.O.C et par identification, déterminer la largeur  $D_V$  qui donne la même réponse lorsque l'on décale le signal calculé en fonction de  $x_1$ .

Nous donnons figure 88 une vérification théorique de cette méthode, donnant la signature calculée à partir de la combinaison de deux fronts distants de  $D_V$  et de l'enregistrement correspondant à un objet de largeur  $D_V$ .

Remarquons que la détermination de la largeur  $D_V$  peut être appliquée à une détermination approchée du diamètre d'un objet, par exemple en comparant les figures 78 et 88 pour  $D_V=1$  et 3cm

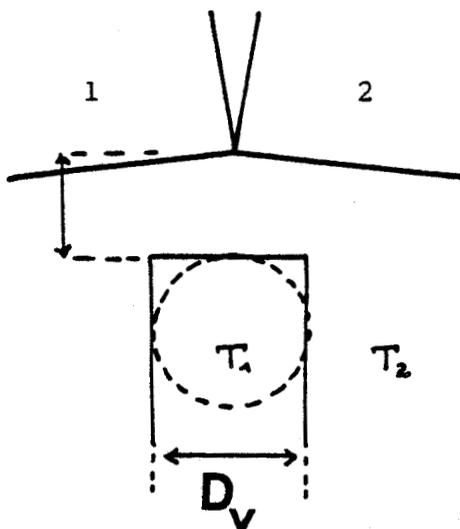


Figure 87

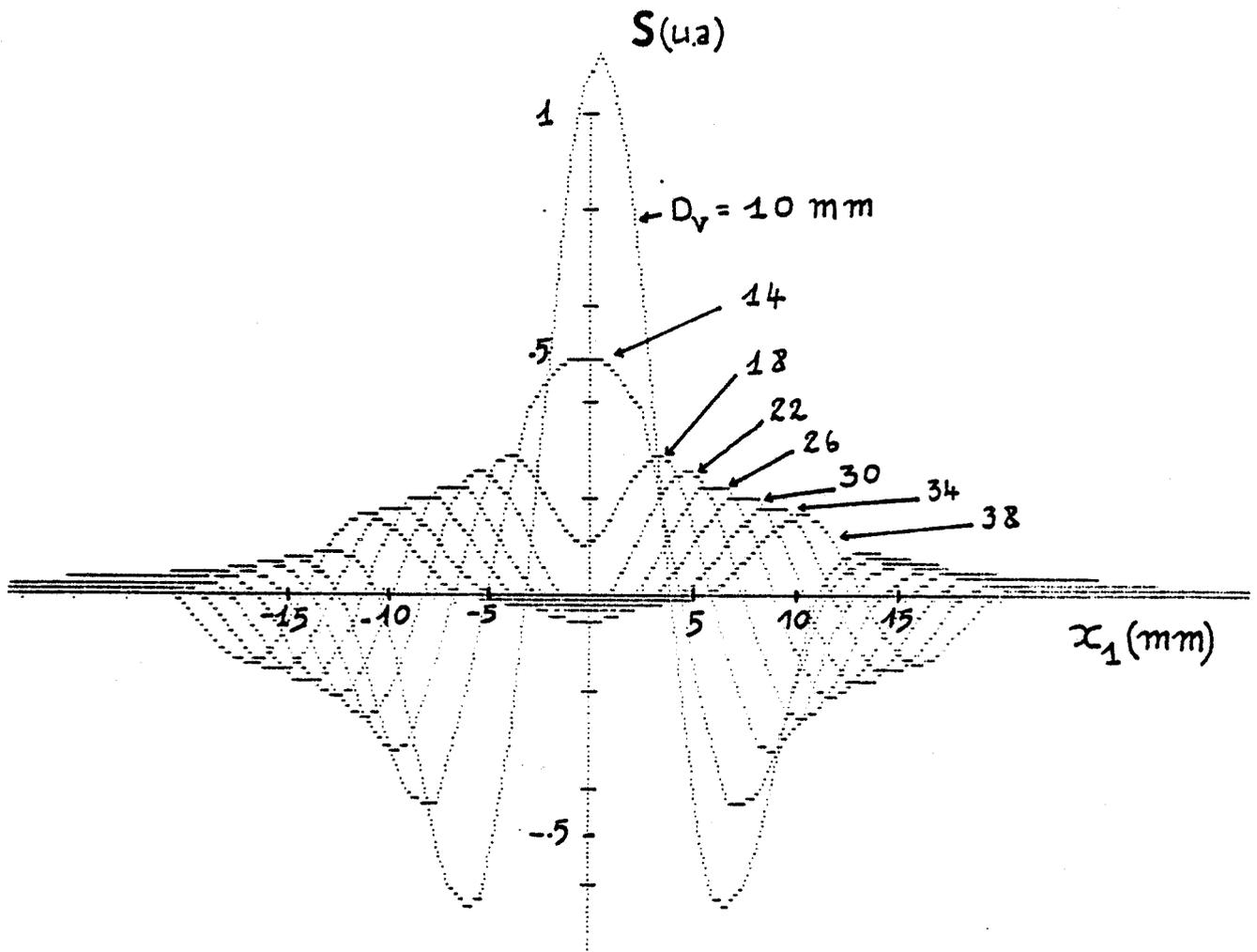


Figure 88

Réponse du T.M.O.C calculée à partir de la  
combinaison de deux fronts distants de  $D_v$   
Milieu : eau  
Sondes accolées selon leur petit côté.  
 $\epsilon_r = 25$ ,  $a = 22$ ,  $b = 11$  mm

### III.4 CONCLUSION

Dans ce troisième chapitre, nous avons amélioré la sensibilité du système et éliminé les causes de signaux parasites.

Ensuite, à partir des caractéristiques décrites au deuxième chapitre, nous avons défini différentes méthodes permettant de localiser une source ponctuelle, de délimiter un gradient de température latéral et d'estimer la taille d'un objet thermique de taille moyenne.

La mise en oeuvre de ces différentes techniques, combinées à la T.M.O. multisonde [13][14] fonctionnant par exemple à deux fréquences permet d'envisager la conception d'un Scanner Thermographe Microonde Haute Résolution.

## CONCLUSION

L'étude qui vient d'être décrite concerne une méthode radiométrique originale, la Thermographie Microonde par Corrélation, destinée en particulier à des applications médicales.

Dans une première partie, nous avons donné les principes de cette méthode et prévu les causes d'erreurs auxquelles il sera nécessaire de remédier lors de la réalisation pratique des prototypes.

Dans une deuxième partie, nous avons décrit la conception d'un premier prototype fonctionnant en bande S ainsi que les essais au laboratoire permettant une compréhension approfondie du fonctionnement du dispositif.

La troisième partie, est consacrée à des modifications destinées à améliorer la sensibilité du système, ainsi qu'aux bases de son exploitation en reconnaissance d'objets thermiques.

A l'issue de cette étude, nous pouvons résumer ainsi les avantages que présentent la T.M.O.C. en comparaison de la T.M.O. classique :

- Plus grande souplesse d'emploi compte tenu des possibilités offertes à l'utilisateur pour modeler le diagramme de l'antenne synthétique par action sur :

- \* la position relative des sondes
- \* le temps de retard du corrélateur.

- Nouveau type d'information radiométrique dû au fait que la méthode n'est sensible qu'aux gradients thermiques.

- Possibilités, dans certaines conditions, de déterminer la profondeur d'une source de bruit à partir d'un seul radiomètre.

- Résolution spatiale nettement accrue.

Par contre, et ceci est un corollaire du dernier avantage cité, le temps d'intégration nécessaire est généralement supérieur à celui de la mesure en TMO classique.

Le prototype qui a été mis au point est utilisable pour les premières investigations en GBM; nous avons défini les premières règles pour son utilisation en reconnaissance d'objets thermiques.

Au delà de ces résultats (que nous estimons très positifs), d'autres travaux sont actuellement déjà entrepris.

- La modélisation numérique des signaux en T.M.O.C., prenant en compte les trois dimensions du milieu sous investigation, pour différents types de sondes, et différentes bandes de fréquences (par exemple autour de 3 et 1,5GHz).

- La construction et l'expérimentation d'autres systèmes fonctionnant à 1,5GHz dont on pourra diminuer l'encombrement et le coût en travaillant en structure hybride.

Les applications en G.B.M., dans le domaine de la T.M.O.C., sont les mêmes que ceux de la T.M.O. Mais, à l'aide de cette nouvelle méthode, on doit pouvoir affiner notablement la reconnaissance des structures thermiques en particulier en précisant les caractéristiques des gradients thermiques latéraux.

C'est pourquoi les utilisations de la T.M.O.C. pour investigations thermologiques, détection et suivi de tumeurs thermogènes, étude des effets inflammatoires des rayonnements ionisants seront prochainement abordées (Scanner T.M.O.).

En ce qui concerne le contrôle d'hyperthermie, l'apport de la T.M.O.C. pourrait être de deux types :

\*étant donné que le volume sous investigation est, à la différence de la T.M.O, relativement rejeté vers l'intérieur du milieu dissipatif, on pourrait ainsi s'affranchir de l'influence sur le signal radiométrique d'une zone sous-cutanée qui est généralement refroidie depuis l'extérieur des tissus.

"L'hyperthermie est susceptible de créer des gradients thermiques latéraux, or comme nous l'avons montré la T.M.O.C. est capable de caractériser avec précision ce type de profil de température.

On peut ainsi envisager de caractériser l'évolution dans le temps d'un gradient thermique latéral, à partir de l'enregistrement du signal de sortie correspondant à un balayage périodique du temps de retard  $\tau$ .

## ANNEXE A

Nous expliquons ici la présence du terme  $\cos \psi_i$  dans les relations (10) et (11) exprimant la contribution au signal de sortie du corrélateur d'un volume élémentaire  $\Delta V_i$  couplé aux deux sondes.  $\psi_i$  est l'angle que font les directions des champs électriques rayonnés (en mode actif) par les deux sondes au point considéré [50].

L'émission thermique d'un milieu dissipatif résulte de l'addition des rayonnements individuels incohérents des molécules ou groupes de molécules qui le constituent. Les signaux émis par ces différentes sources sont aléatoires et ne présentent aucune relation de phase entre eux. Du point de vue électromagnétique, le milieu est assimilable à un ensemble de dipôles élémentaires ayant des orientations aléatoires pouvant varier au cours du temps (Fig 89) et dont la distribution angulaire peut être supposée uniforme.

Un volume élémentaire  $\Delta V_i$  est constitué d'un grand nombre de ces émetteurs. Estimons, à un instant donné, sa contribution au signal de sortie (relations (10) et (11)).

Appelons  $\vec{E}_1$  et  $\vec{E}_2$  les directions des champs rayonnés en mode actif en  $\Delta V_i$  par les sondes 1 et 2. Chaque émetteur va contribuer aux tensions  $v_1(t)$  et  $v_2(t)$  compte tenu des composantes du champ qu'il émet selon les directions  $\vec{E}_1$  et  $\vec{E}_2$ .

Considérons un émetteur rayonnant un champ donné. Les composantes de ce champ, qui sont perpendiculaires au plan défini par  $E_1$  et  $E_2$  sont inactives; seules les composantes situées dans le plan  $E_1$  et  $E_2$  sont à considérer. La contribution d'un tel champ  $E$  au signal de sortie proportionnel à  $A_{1i}A_{2i} \cos(\gamma - \gamma_1) \cos(\gamma - \gamma_2) \cos(\phi_{1i} - \phi_{2i} + \phi_\tau)$  avec  $\gamma, \gamma_1$  et  $\gamma_2$  les angles définissant les orientations de  $E, E_1$  et  $E_2$ .

En fait, à un instant donné le champ  $\vec{E}$  est dirigé, soit de  $a_1$  vers  $b_1$ , soit de  $b_1$  vers  $a_1$ . Dans les deux cas, sa contribution au signal de sortie est donné par la relation (11). L'estima-

tion du signal croisé total fourni par  $\Delta V_i$  revient à intégrer la contribution des champs E pour les angles  $\gamma$  compris entre  $-\frac{\pi}{2}$  et  $+\frac{\pi}{2}$ .

Comme la distribution angulaire des champs rayonnés E est uniforme et que :

$$\int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} \cos(\gamma - \gamma_1) \cos(\gamma - \gamma_1) d\gamma = 2 \cos \psi_i$$

on en déduit immédiatement la relation (11).

Nous avons par ailleurs vérifié expérimentalement cette propriété dans des cas particuliers, tels ceux présentés ci-dessous ( dans le plan défini par les axes des deux sondes accolées sur leur petit côté). Nous avons constaté qu'en recueillant l'émission d'une même source de bruit, on inverse le signe du signal de sortie en passant de la configuration (a) à la configuration (b).

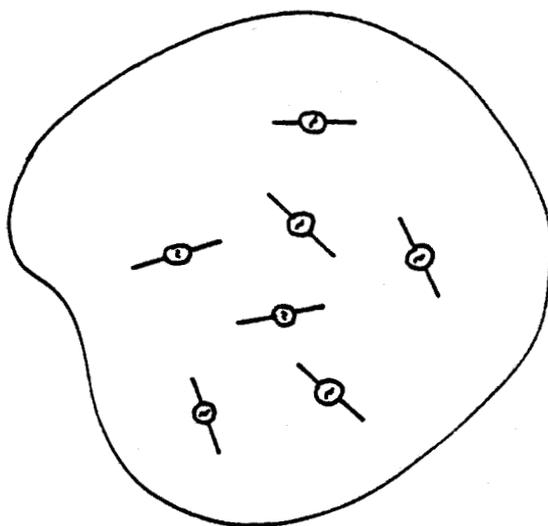
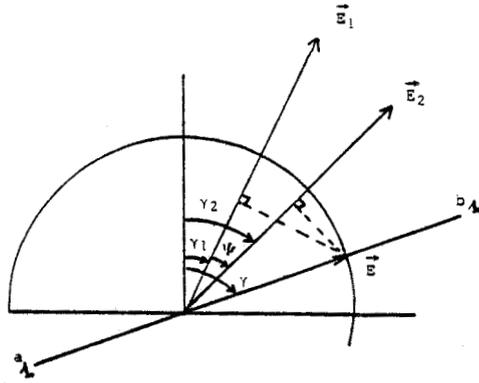
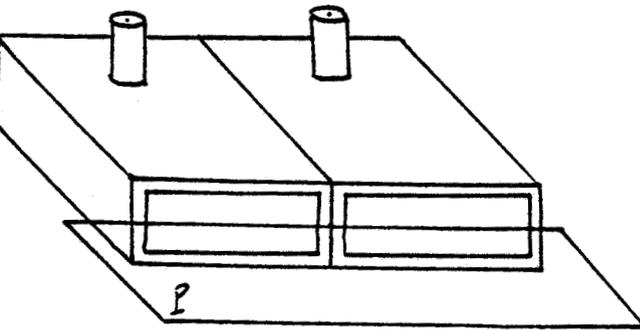


Figure 89

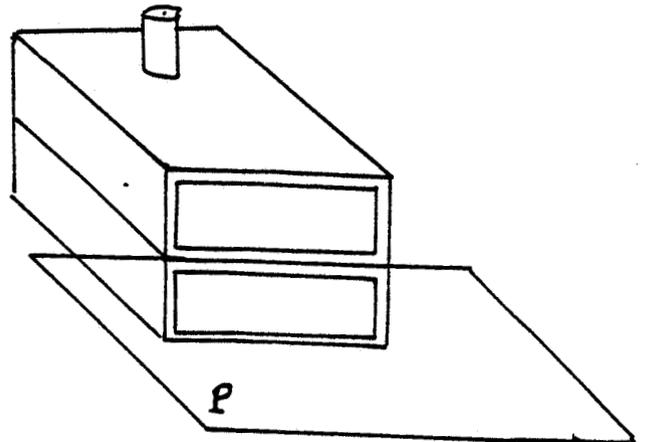
Figure 90



Situation d'un dipôle rayonnant élémentaire (E) par rapport aux champs  $E_1$  et  $E_2$  rayonnés en mode actif par les deux sondes.



(a)  
 $\cos \psi_i = 1$   
 dans P



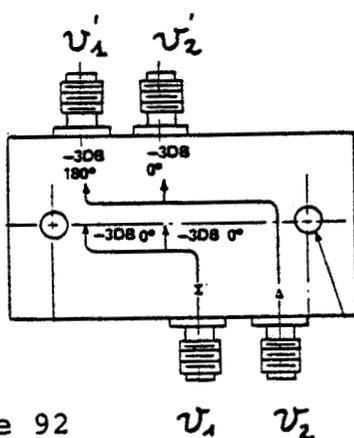
(b)  
 $\cos \psi_i = -1$   
 $Z_1 \gg$

Figure 91

Vérification expérimentale de la relation(11) pour deux valeurs de  $\psi$

## ANNEXE B

La réponse d'un coupleur hybride 180° où  $v_1(t)$  et  $v_2(t)$  sont les tensions présentes à l'entrée, est donnée par la figure :



$$v_1' = \frac{v_1 + v_2}{\sqrt{2}}$$

$$v_2' = \frac{v_1 - v_2}{\sqrt{2}}$$

Figure 92

$v_1$   $v_2$

Les voies d'entrée et de sortie sont supposées parfaitement adaptées.

En principe, les entrées sont isolées entre elles, cependant on constate en pratique un couplage dont il convient de tenir compte lors de l'analyse du fonctionnement réel d'un système de Thermographie Microondes par corrélation.

## ANNEXE C

La réponse d'un détecteur est de la forme :

$$P_e = \alpha V_d + \beta V_d^2$$

$V_d$  étant la tension détectée correspondante à la puissance  $P_e$  ;  
avec  $\alpha^{-1}$  la sensibilité et  $\beta$  une caractéristique de saturation  
[57][58]. Pour des faibles niveaux à l'entrée (  $< - 20\text{dBm}$  )

$$P_e \# \alpha V_d$$

c'est le cas appelé détection quadratique.

## ANNEXE D

### DETECTION SYNCHRONE

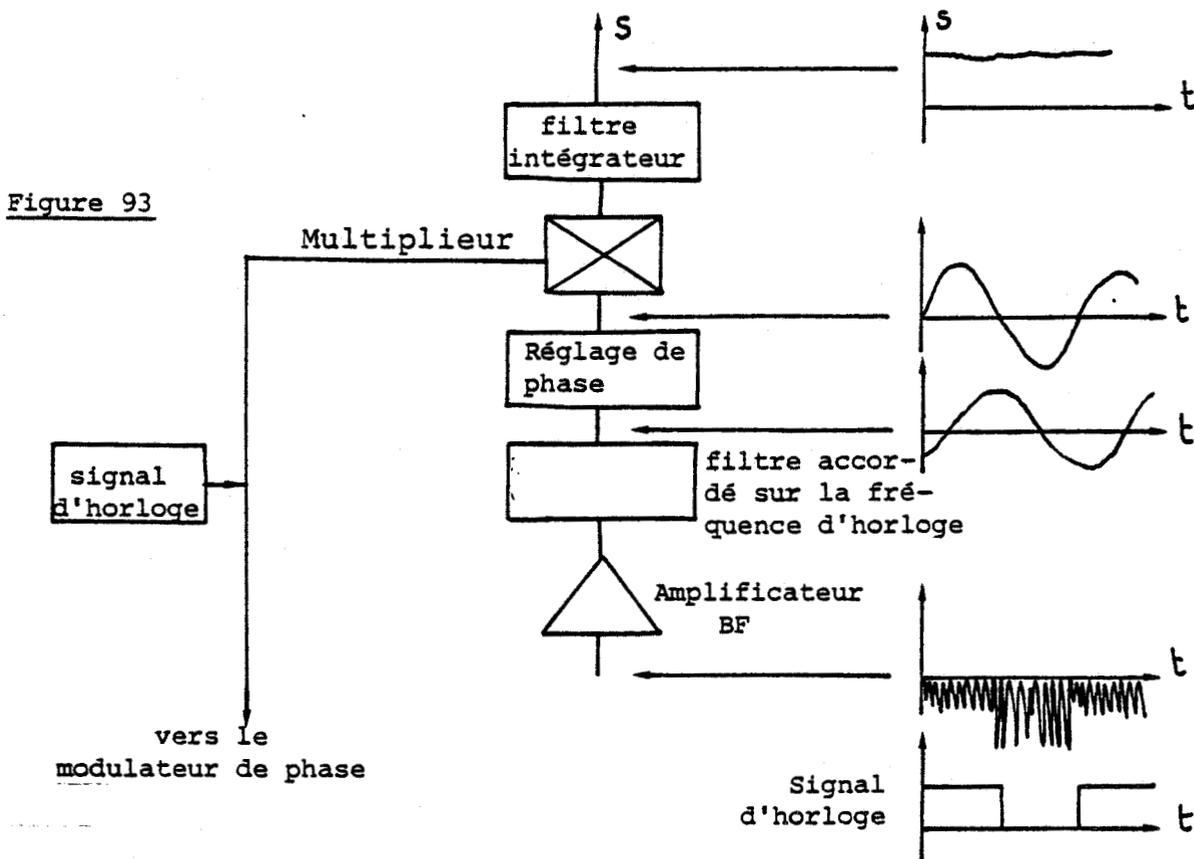
C'est une détection linéaire classique, qui consiste en un filtrage analogique par corrélation [28][59]. Nous donnons le schéma synoptique du principe, figure .

Ce type de détection présente deux inconvénients :

- Nécessité d'un réglage de la phase du signal détecté par rapport au signal d'horloge.
- Durée de la mesure égale à plusieurs fois la constante du temps du filtre intégrateur (  $4,3\tau$  pour atteindre le 1% de la valeur finale).

Nous lui préférons la détection par filtrage numérique mise au point au laboratoire [60] et qui consiste à effectuer un traitement numérique à partir d'un échantillonnage tous les quarts de période du signal filtré.

D'une part, cette méthode s'affranchit du déphasage éventuel du circuit basse fréquence, d'autre part, elle est plus rapide.



## ANNEXE E

### BRUIT THERMIQUE DANS UNE RESISTANCE

D'après les études expérimentales faites par Johnson [61], l'agitation thermique des électrons, génère une tension aléatoire ou bruit thermique, aux bornes de toute résistance.

Ce signal de bruit est :

- Gaussien et centré (distribution en amplitude)
- blanc (densité spectrale constante)
- stationnaire et ergodique.

La démonstration théorique faite par Nyquist utilisant le dénombrement des modes possibles dans une ligne, et en affectant à chaque mode l'énergie  $W = kT$  (domaine des fréquences Hertziennes  $h\nu \ll kT$ ), montre que la puissance émise par une résistance pure dans un récepteur adapté est :

$$P = kT \delta f$$

$k$  : constante de Boltzmann :  $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$

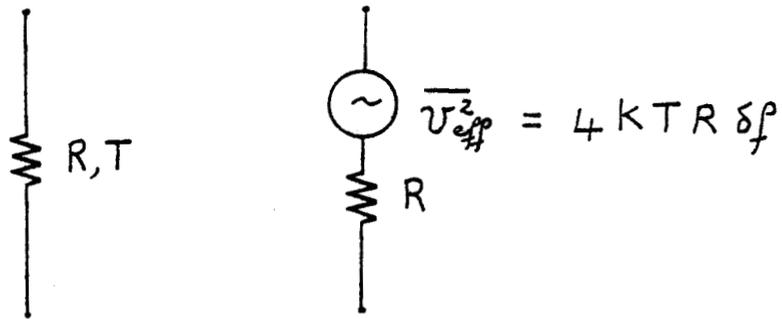
$T$  : température de la résistance en  $^\circ\text{K}$

$\delta f$  : bande passante en Hz.

Cette puissance correspond à une f.e.m créée aux bornes de la résistance  $R$  de valeur efficace telle que :

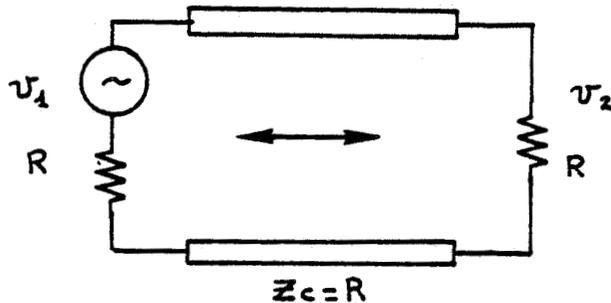
$$\overline{v_{\text{eff}}^2} = 4 kT R \delta f$$

Figure 94



Supposons une résistance de  $50\Omega$  à la température ambiante  $T \sim 300^\circ \text{K}$ , chargée par une résistance identique à travers un quadripôle sans pertes d'impédance caractéristique  $Z_c = R$ .

Figure 95



Dans ces conditions, la puissance délivrée à la charge est égale à  $KT\delta f$ .

En effet :

$$\overline{v_1^2}_{eff} = 4KTR\delta f$$

$$\overline{v_2^2}_{eff} = KTR\delta f$$

La puissance cédée à la charge est donc :

$$P = \overline{v_2^2}_{eff} / R = KT\delta f$$

On trouve pour une bande passante de  $1\text{GHz}$  et  $R=50\Omega$  :

$$(\overline{v_1^2}_{eff})^{1/2} \approx 30 \mu\text{V}$$

$P \approx 4,14 \cdot 10^{-12} \text{W}$  à  $T = T \text{ ambiante}$   
soit :  $1,38 \cdot 10^{-14} \text{W}/^\circ\text{K}$

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] A.H.BARRETT, P.C.MYERS  
"A method of detecting subsurface thermal patterns"  
Bio-Radial., n°6, pp45-56, Karger, Basel (1975)
- [2] J.EDRICH, P.C.HARDEE  
"Thermography at millimeter wavelengths"  
Proc.I.E.E.E., vol.62, pp 1391-1392, (oct.1974)
- [3] A.MAMOUNI, F.BLIOT, Y.LEROY, Y.MOSCHETTO  
"A modified radiometer for temperature and microwave properties measurements of Biological substances" 7th E.M.C.1977
- [4] P.BESSON, M.CHIVE, M.ROBILLARD, J.J.FABRE, Y.LEROY  
"Thermographie Microonde à 3GHz : applications cliniques en cancérologie "  
Colloque Thermologie Biomédicale-Symposium International,  
Strasbourg, (30 juin-4 juillet 1981)
- [5] J.ROBERT, J.EDRICH, P.THOUVENOT, M.GAUTHERIE, C.ITYY  
"Some applications of MM-Wave Thermography- Excluding Breast Pathology"  
Acta Thermographica, (1979)
- [6] A.MAMOUNI, Y.LEROY, Y.HOUDAS, Y.MOSCHETTO  
"Passive Sucutaneous Temperature Measurement for Investigation of Thermoregulation "  
8th Eu.M.c Paris Sept 78
- [7] D.D.NGUYEN, M.CHIVE, Y.LEROY  
"Hyperthermie Locale contrôlée par thermographie microondes à 2,5GHz"  
Symposium International "Ondes Electromagnétiques et Biologie"  
Jouy en Josas, (4juillet 1980)

- [8] G. GIAUX, B. PREVOST, Y. LEROY, M. CHIVE, M. PLANCOT  
"Local Hyperthermia of Cancers, by Radiofrequency or Microwaves in Combination with Radiotherapy or chemotherapy, controlled by microwave thermography: technical aspects, first clinical observations".  
4th Eur.Hyperth.Meeting, London ( 1 - 2 juillet 1982)
- [9] F. DABURON, J.L. LEFAIX, J. REMY, G. FAYART  
"Microwave radiometry of subcutaneous temperature evolution after acute local irradiation in pigs"  
Proc.7th Int.Cong.Radiation Research, Amsterdam, july 1983
- [10] A. MAMOUNI  
"Radiométrie Hyperfréquence-Application à la mesure atraumatique de la température au sein des tissus vivants (Thermographie Microonde)  
Thèse 3ème Cycle, Lille, 20 Nov 1978
- [11] D. NGUYEN  
"Thermographie et chauffage microonde-Contribution à la conception et à la réalisation de systèmes destinés au Génie Biologique et Médical  
Thèse 3ème Cycle, Lille, 10 Déc 1980
- [12] A. MAMOUNI, J.P. SOZANSKI, Y. LEROY, Y. MOSCHETTO  
"Imagerie Thermique Hyperfréquence à 9GHz (Thermographie Microonde  
Symposium URSI "Ondes électromagnétiques et Biologie"  
Jouy en Josas, Juillet 1980
- [13] C. SEMET  
"Etude et réalisation d'un radiomètre multisonde à balayage électronique- Application à la mesure de température"  
Mémoire C.N.A.M., Lille, 26 Nov 1983
- [14] L. ENEL, Y. LEROY, J.C. VAN DE VELDE, A. MAMOUNI  
"Improved recognition of thermal structures by microwave radiometry"  
Electronics letters, n°7, vol.20, 29th march 1984

- [15] R.H.DICKE  
"The measurement of thermal radiation at microwaves frequencies"  
Rev.Sci.Industr., vol.17, pp 268-275 (1946)
- [16] M.H.ROBILLARD  
"Contribution à l'étude des sondes et à la Reconnaissance  
d'Objet Thermique par Thermographie Microonde ( T.M.O.)"  
Thèse 3ème Cycle, Lille 12 NOV 1981
- [17] J.J.FABRE  
"Méthodes de calcul de signaux thermiques et possibilité de  
nouvelles utilisations de la Thermographie Microonde"  
Thèse 3ème Cycle , Lille, 22 sept 1982
- [18] M.PLANCOT  
"Contribution à l'étude théorique, expérimentale et clinique  
de l'hyperthermie microonde contrôlée par Radiométrie Microonde"  
Thèse 3 ème Cycle, Lille, 14 déc 1983
- [19] A.MAMOUNI, J.C. VAN DE VELDE, Y.LEROY  
"New Correlation Radiometre for Microwave Thermography"  
Electronics Letters, vol.17, n°16, pp.554-555, Aug 1981
- [20] L.BELLARBI  
"Etudes préliminaires sur la Thermographie Microonde par  
Corrélation"  
Dipôme d'Etudes approfondies Avril 1982
- [21] A.CHECHIKIAN  
"Etude et réalisation d'un corrélateur multicanaux- applica-  
tion à la détection et l'extraction d'un signal dans le bruit"  
Thèse Docteur Ingénieur Univ de Grenoble 1968
- [22] A.R.THOMSON  
"The response of a Radio Astronomy Synthesis Array to Inter-  
fering signals"  
I.E.E.E Trans on Antenans and Propag. Vol.AP-30, n°3, May 1982

- [23] H.C.KO  
"Coherence Theory of Radio-Astronomical Measurements"  
I.E.E.E. Trans on Antenas and Propag, vol.AP-15, n°1, January 1967
- [24] H.ROBERT, Mac.PHIE  
"On the Mapping by a Cross-correlation Antenna systeme of  
Partially Coherent Radio Sources"  
I.E.E.E. on Antenas and Propagation January 1964.
- [25 ] A.T.DE HOOP, D.sc. and G.DE JONZ, D.sc.  
"Power reciprocity in antenna theory"  
Proc I.E.E.E, vol 21, oct 1974
- [26] E.J.BLUM  
"Sensibilité des Radiotélescopes et Récepteurs à Corrélacion"  
Annales d'Astrophysique 22,1959
- [27] P.V.VAINIKAINEN, M.TIURI  
"Visibility of Hot Spots in a Tissue with a Dicke-Type Radio-  
meter and with a Correlation Radiometer"  
12th Europeen Microwave Conference workshop on Medical Appli-  
cations of Microwaves
- [28] J.KRAUS, M.TIURI  
"Radio-Astronomy"  
Mc.Graw Hill, 1966
- [29] EVANS.G., Mc LEICH.C.W.  
Radiometer Handbook  
ARTECH HOUSE, Inc
- [30] M.RYLE, D.D.VONBERG  
"A new Radio-Interferometer and its application to the obser-  
vation of weak radio stars"  
Proc.of Royal Soc.of London (Ser.A) vol.211 (1952),pp.351-375

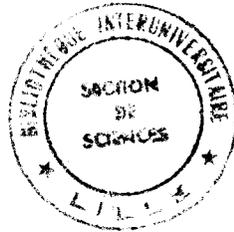
- [31] Gérard BEAUDIN  
"Etude et réalisation d'un radiomètre à large bande sur  
6 cm de longueur d'onde"  
Thèse de Docteur Ingénieur Université de Paris Sud Centre ORSAY 1972
- [32] Patrick BOUCHARINE  
"Extraction d'un signal noyé dans le bruit"  
(Filtrage-Détection-Synchrone-Autocorrélation) Techniques de  
l'Ingénieur R 373-1
- [33] A.D.SUTHESLAND, A.VAN DER ZIEL  
"Some Pitfalls in Millimeter-wave Noise Measurements utilizing  
a Gross-Correlation Receiver"  
I.E.E.E. Trans on Microwave Theory and Techniques,  
vol.MTT-30,n°5, May 1982
- [34] Catalog AVANTEK, Inc.1982
- [35] John.J.FARIS  
"Sensitivity of a correlation Radiometer"  
Journal of Research on the National Bureau of Standards-C.  
Engineering and Instrumentation vol.71c,n°2, April-June 1967
- [36] R.H.DICKE  
"The measurement of thermal radiation at microwaves frequencies"  
Rev.Sci.Instr., vol.17, n°7,pp 268-275, 1946
- [37] D.V.LAND  
"Radiometer Receivers for Microwave Thermography"  
Microwave Journal. May 1983
- [38] J.CH.BOLOMEY  
"Calcul d'un réseau constitué de guides à lames parallèles"  
Laboratoire des signaux et systèmes; groupe d'Electromagné-  
tisme Rapport Interne; Mars 1974

- [39] A.CARON, M.DUPUY, CH.PICHOT  
"Résolution numérique d'équations intégrales singulières de l'électromagnétisme. Le guide à lames parallèles"  
Medimat, Laboratoire des signaux et systèmes. Groupes d'Electromagnétisme. Rapport de contrat D.R.E.T., sept 1978
- [40] J.AUDET  
"Etude numérique et expérimentale de discontinuités entre guides d'ondes. Application au rayonnement de guides ouverts"  
Thèse 3ème Cycle. Université Paris VI (France) Juillet 1980
- [41] P.GELIN  
"Traitement électromagnétique des discontinuités en guides d'ondes diélectriques. Application aux résonateurs diélectriques"  
Thèse d'Etat, Lille 23 sept 1981
- [42] D.DEGRUGILLIER  
"Faisabilité d'une méthode modale pour l'étude de discontinuités entre structures fermées et ouvertes"  
D.E.A., Lille, 6 juillet 1983
- [43] A.MAMOUNI  
Thèse d'Etat à paraître
- [44] L.ENEL  
"Traitement d'images associées à la Thermographie Microonde"  
Diplôme d'Etudes approfondies au C.H.S. 1983
- [45] K.FUJIMOTO  
"On the correlation radiometer technique"  
I.E.E.E. Trans on Microwave and Techniques March 1964

- [46] W.SCHILZ B.SCHIEK  
"Microwave systemes for industrial Measurements"  
Philips GmbH Farsschungs Laboratorium Hamburg Germany  
Advances in Electronics and Electron Physics vol 55.
- [47] A.MAMOUNI, J.C.VAN DE VELDE, Y.LEROY, L.BELLARBI  
"Thermographie Microonde par Corrélacion"  
J.N.M. TOULOUSE 1982
- [48] A.MAMOUNI, Y.LEROY, J.C.VAN DE VELDE, L.BELLARBI  
"Introduction to Correlation Microwave Thermography"  
12th European Microwave Conference HILSINKI (Finlande) Sept 1982
- [49] A.MAMOUNI, Y.LEROY, J.C.VAN DE VELDE, L.BELLARBI  
"Introduction to correlation Microwave Thermography"  
Journal of Microwave Power, 18(3), 1983
- [50] A.MAMOUNI, Y.LEROY, J.C.VAN DE VELDE, L.BELLARBI  
"Principes de la Termographie Microonde par Corrélacion"  
Revue Phys.Appl. 19(1984) 268-275
- [51] L.BELLARBI, A.MAMOUNI, J.C.VAN DE VELDE, Y.LEROY  
"Accurate localisation of thermal gradients in lossy materials  
by Correlation Microwave Thermography "  
Electronics letters 10th May 1984, vol.20 , n°10
- [52] L.BELLARBI, A.MAMOUNI, J.C.VAN DE VELDE, Y.LEROY  
"Thermographie Microonde par Corrélacion et localisation des  
gradients thermiques  
J.N.M. Lannion (France) Juin 1984
- [53] L.BELLARBI, A.MAMOUNI, J.C.VAN DE VELDE, Y.LEROY  
"On possibility of thermal pattern recognition by correlation  
microwave tnermography "  
14th European Microwave Conference Liège (Belgique) sept.1984

- [ 54 ] D.N.FORT  
"The Brightness Distribution of 3C84"  
The Astrophysical journal, 207:L155-L157;1976 August 1.
- [ 55 ] J.M.FOURNIER  
"Traitement optique de l'information appliqué à la mesure de ressemblance et à la classification des formes voisines  
Thèse 3ème Cycle Optique Besançon 1970.
- [ 56 ] S.GENTIL  
"Etude comparative des diverses méthodes statistiques d'identification de système dynamiques"  
Thèse 3ème Cycle Juillet 1972, Université Scientifique et Médicale de Grenoble.
- [ 57 ] T.R.COGDILL ,W.H.SU  
"Effects of Video Detector Saturation on Radiometer Linearity"  
I.E.E.E MTT-18, n°6 June 1970.
- [ 58 ] James M.SCHURCHARDT, JAMES.A.STRATIGOS  
"Detected Noise Levels Guide Radiometer Design Millimeter-Wave Technology"  
Microwaves Sept, 1978.
- [ 59 ] M.JOINDOT E.N.S.T.  
"Elements de Théorie de la Détection d'un message numérique dans un bruit"  
Série : Théorie des Communications
- [ 60 ] J.BAUDET et J.C. VAN DE VELDE  
"Filtre numérique synchrone. Application à la mesure de la valeur efficace d'un signal noyé dans le bruit"  
E.A.I 282/ 1-4/80

[61] P.GRIVET , A.BLANQUIERE  
"Le bruit de fond"  
Masson et Cie 1958



## RESUME

La Thermographie Microonde par Corrélation (TMOC) est une nouvelle méthode de détection cohérente du bruit thermique qui consiste à associer deux sondes ou antennes à un corrélateur. Ce procédé est destiné à des applications médicales, dans le but de réaliser une dosimétrie thermique atraumatique des tissus vivants, pour des investigations thermologiques et pour le contrôle atraumatique de température en Hyperthermie.

Comparée à la Thermographie Microonde classique (T.M.C.) ce procédé présente au départ plusieurs avantages résultant de la possibilité d'agir sur la position relative des sondes et sur le temps de retard du corrélateur. Les études réalisées dans ce travail indiquent en particulier la possibilité d'une résolution spatiale de l'ordre du millimètre dans la localisation de certains gradients thermiques régnant dans un milieu dissipatif.

Le mémoire concerne :

- les principes de la méthode et l'examen d'un certain nombre de problèmes annexes ;
- la construction d'un premier prototype et son utilisation dans l'étude de la réponse de sources de bruit ponctuelles ;
- la construction d'un second prototype pour lequel la sensibilité est améliorée et l'élaboration des bases de nouvelles méthodes de Reconnaissance d'Objets Thermiques.

MOTS CLÉS : RADIMÉTRIE - MICROONDE - CORRELATION  
THERMOGRAPHIE - HYPERTHERMIE.