



**HAL**  
open science

# Mesure vectorielle des champs électromagnétiques dans les applicateurs microondes industriels

Kodjo Agbossou

► **To cite this version:**

Kodjo Agbossou. Mesure vectorielle des champs électromagnétiques dans les applicateurs microondes industriels. Sciences de l'ingénieur [physics]. Université Henri Poincaré - Nancy 1, 1992. Français. NNT : 1992NAN10039 . tel-01747506

**HAL Id: tel-01747506**

**<https://hal.univ-lorraine.fr/tel-01747506>**

Submitted on 29 Mar 2018

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



## AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : [ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr](mailto:ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr)

## LIENS

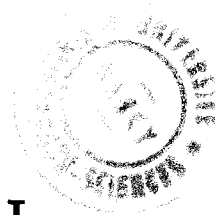
Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10

[http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg\\_droi.php](http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php)

<http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm>

**THESE**  
présentée à  
**l'UNIVERSITE de NANCY I**



pour l'obtention du grade de  
Docteur de l'Université de Nancy I  
Option " Metrologie Electronique "

par

**Kodjo AGBOSSOU**

---

**MESURE VECTORIELLE DES CHAMPS ELECTROMAGNETIQUES DANS  
LES APPLICATEURS MICROONDES INDUSTRIELS**

---

Soutenue publiquement le 12 Mai 1992 devant la commission d'examen :

R. HUSSON	Professeur à l'I.N.P.L., Président et Rapporteur
J. C. BOLOMEY	Professeur à l'Université de Paris Sud, Rapporteur
C. HUMBERT	Professeur à l'E.S.S.T.I.N., Examineurs
C. MARCHAND	Ingénieur E.D.F
G. ROUSSY	Directeur de Recherche C.N.R.S.
J. M. THIEBAUT	Chargé de Recherche C.N.R.S.

*A ma mère.*

## AVANT PROPOS.

Ce travail a été réalisé au Laboratoire de Spectroscopie et des Techniques Microondes de l'Université de Nancy I, dans le cadre d'une collaboration avec E.D.F.

Que Monsieur G. Roussy , Directeur de recherche au CNRS, qui a dirigé ce travail reçoive ici l'expression de ma sincère gratitude pour les nombreux encouragements qu'il m'a prodigués et la bienveillante attention avec laquelle il m'a initié à la recherche.

Une collaboration et un soutien constant avec Monsieur J. M. Thiebaut, Chargé de recherche au CNRS, m'ont fait largement profiter de son expérience. C'est avec un grand plaisir que je lui exprime ici mes sincères remerciements.

J'exprime ma reconnaissance à Monsieur R. Husson, Professeur à l'INPL, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider ce jury et de juger ce travail.

Je remercie Monsieur J. C. Bolomey, Professeur à l'Université de Paris sud, d'avoir accepté de juger ce travail.

Je remercie également Monsieur C. Humbert, Professeur à l'ESSTIN, d'avoir accepté d'examiner ce travail.

Je remercie tout particulièrement Monsieur C. Marchand, Ingénieur EDF-DER, pour son appui permanent tout au long de cette étude et pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Je remercie vivement Monsieur B. Dichtel, Ingénieur au CNRS pour la réalisation des circuits électroniques et pour les nombreuses discussions entretenues tout au long de ce travail.

Je remercie mes amis thésards qui ont su créer une ambiance très amicale, et former une bonne équipe.

J'associe à ces remerciements parents et amis, notamment ma fiancée R. Barnabo et Monsieur R. Spark, de m'avoir soutenu et encouragé tout au long de cette étude.

MESURE VECTORIELLE DES  
CHAMPS ELECTROMAGNETIQUES DANS  
LES APPLICATEURS MICROONDES  
INDUSTRIELS

# PLAN

	Page
INTRODUCTION	5
PARTIE I : MESURE VECTORIELLE DES CHAMPS ELECTROMAGNETIQUES	
AU LABORATOIRE.	8
A- METHODE DE LA DIFFUSION MODULEE.	9
1- <i>Description générale du montage.</i>	9
2- <i>Fonctionnement.</i>	11
a- <i>Capteur solidaire d'une charge adaptée coulissante.</i>	13
b- <i>Capteur fixe devant un piston de court-circuit mobile.</i>	15
B- ETUDE DES CIRCUITS ELECTRONIQUES.	16
1- <i>Description des amplificateurs détecteurs synchrones.</i>	16
2- <i>Description du circuit modulateur du phototransistor.</i>	18
3- <i>Etude du fonctionnement du modulateur microonde.</i>	20
4- <i>Comparaison du fonctionnement du phototransistor en basse fréquence.</i>	23
5- <i>Etude du fonctionnement non linéaire du phototransistor.</i>	27
6- <i>Fonctionnement et isolation du double mélangeur équilibré.</i>	29
C- MESURE VECTORIELLE DU CHAMP ELECTRIQUE DANS UN GUIDE	
DEVANT UNE CHARGE ADAPTEE.	35

D- MESURE VECTORIELLE DU CHAMP ELECTRIQUE DANS UN GUIDE DEVANT UN COURT-CIRCUIT MOBILE.	43
1- <i>Résultats des mesures avec un capteur mono-directionnel.</i>	43
2- <i>Résultats des mesures avec un capteur tri-directionnel.</i>	50
3- <i>Linéarité de l'amplitude des tensions en fonction du champ électrique.</i>	57
E- EXEMPLES D'APPLICATION DE LA MESURE DU CHAMP ELECTRIQUE.	59
1- <i>Cavité résonante.</i>	59
2- <i>Champ dans une antenne.</i>	62
F- INFLUENCES DES MODULATIONS EN AMPLITUDE ET EN FREQUENCE DU GENERATEUR.	65
1- <i>Influence de la modulation en amplitude.</i>	66
2- <i>Influence de la modulation en fréquence.</i>	67
a- <i>Etude de la réponse du capteur placé devant un piston de court-circuit.</i>	68
b- <i>Etude de la réponse du capteur placé devant une charge adaptée.</i>	69
G- MESURE DE L'ADMITTANCE DU CAPTEUR.	70
H- JUSTIFICATION THEORIQUE DE LA FORMULE DE LA DIFFUSION MODULEE.	73
PARTIE II : MESURES INDUSTRIELLES DES CHAMPS ELECTROMAGNETIQUES.	75
A- INTRODUCTION.	76



B- MONTAGE EXPERIMENTAL.	79
1- <i>Description du montage.</i>	79
2- <i>Fonctionnement.</i>	80
C- MESURES PRELIMINAIRES AVEC UN GENERATEUR NON PULSE BASSE PUISSANCE.	84
D- MESURE VECTORIELLE DU CHAMP ELECTRIQUE DANS UN GUIDE D'ONDE ALIMENTE PAR UN GENERATEUR INDUSTRIEL.	87
1- <i>Mesure du champ électrique avec un générateur industriel dont la puissance est atténuée.</i>	87
2- <i>Mesure du champ électrique de forte intensité.</i>	93
3- <i>Mesure du champ électrique avec un capteur éclairé par une photodiode plus puissante.</i>	103
4- <i>Linéarité du capteur de champ électromagnétique intense.</i>	106
E- MESURE VECTORIELLE DU CHAMP ELECTRIQUE DANS UN GUIDE D'ONDE DEVANT UN COURT-CIRCUIT MOBILE.	107
F- ESSAI D'UN CIRCUIT COMPENSATEUR EN PHASE POUR REDUIRE LES FLUCTUATIONS D'AMPLITUDE DES SIGNAUX MESURES.	110
CONCLUSION.	114
ANNEXES.	117
<i>Annexe 1 : Autres essais de réalisation des capteurs.</i>	117
<i>Annexe 2 : Schéma du multiplicateur-sommateur.</i>	119
BIBLIOGRAPHIE	121

## INTRODUCTION

Lorsqu'on applique un champ électromagnétique à la matière, et qu'on veut étudier les modifications de la matière dues au champ électromagnétique, il est nécessaire de connaître l'intensité du champ électromagnétique réellement appliqué. De même, quand on construit les applicateurs, on ne sait pas toujours calculer la distribution du champ électromagnétique que le générateur impose dans l'applicateur, surtout en présence d'un produit dont la permittivité évolue au cours de son traitement.

La façon la plus simple de mesurer un champ électromagnétique est de disposer une antenne dipolaire ou circulaire et d'alimenter une diode détectrice. La principale difficulté est alors de transmettre l'information, en général la tension détectée, à un système de mesure extérieur, sachant que les fils métalliques modifient la distribution du champ électromagnétique. En dépit des nombreuses études qui ont été menées sur ce sujet par H. Bassen<sup>[1][2]</sup>, T. E. Batchman<sup>[3]</sup>, E. L. Bronaugh<sup>[4]</sup>, et D. Hill<sup>[5]</sup> aucune solution définitivement satisfaisante n'a été proposée. La solution la plus élégante est d'appliquer la méthode de mesure de la diffusion modulée étudiée par J. C. Bolomey<sup>[6][7][8]</sup>, R. F. Harrington<sup>[9]</sup>, K. Hu<sup>[10]</sup>, K. Iizuka<sup>[11]</sup>, et R. J. King<sup>[12][13][14][15]</sup>, J. H. Richmond<sup>[16]</sup>, et d'utiliser un diffuseur modulé par un faisceau lumineux comme l'ont déjà décrit J. V. Hajnal<sup>[17]</sup>, et G. Hygate<sup>[18]</sup>.

Dans ce travail nous avons développé deux dispositifs capables de mesurer l'amplitude et la phase du champ électromagnétique, en utilisant un capteur fonctionnant sans fils et imposant seulement la présence d'une fibre optique.

Nous en présenterons le principe de fonctionnement dans la première partie. Le signal du capteur est modulé en amplitude à 1 kHz par un faisceau lumineux et le système de mesure fonctionne avec un générateur de laboratoire. Nous décrivons les circuits électroniques que nous avons construits spécialement : les amplificateurs détecteurs synchrones, le circuit modulateur. Deux montages ont été mis au point pour évaluer les performances du dispositif de mesure, et seront présentés. Comme les résultats font apparaître qu'il est nécessaire de moduler le phototransistor efficacement, nous préciserons les conditions optimales de fonctionnement du modulateur. Nous évaluerons la sensibilité du système lorsque le générateur est modulé soit en amplitude, soit en fréquence. Comme exemples d'application de la mesure du champ électromagnétique nous présenterons des mesures de champ électrique effectuées dans une cavité résonante et dans un guide d'onde métallique de forme exponentielle. Nous discuterons également la possibilité de mesurer les trois composantes du vecteur champ électromagnétique en présentant un capteur constitué de trois antennes dirigées selon les trois axes d'un trièdre tri-rectangulaire et modulées successivement.

Dans la deuxième partie de ce travail, nous présenterons un second dispositif dérivé du premier, qui utilise encore un capteur constitué d'un phototransistor modulé en amplitude par un faisceau optique. La fréquence de modulation est 25 Hz, ce qui correspond à la fréquence moitié de la fréquence du générateur industriel. Rappelons que ceux-ci sont le plus souvent pulsés parce que leurs alimentations électriques ne sont pas régulées. Nous avons trouvé qu'en choisissant la fréquence de modulation égale à la moitié de celle du secteur, le système de mesure fonctionnait encore correctement. Nous présenterons les résultats des mesures vectorielles de champ électromagnétique dans

un guide d'onde, pour illustrer les performances de la mesure vectorielle des champs microondes.

# **PARTIE - I**

## **MESURE VECTORIELLE DES CHAMPS ELECTROMAGNETIQUES AU LABORATOIRE.**

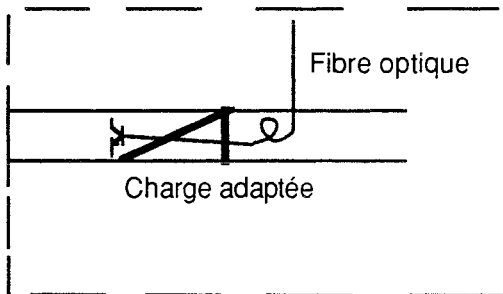
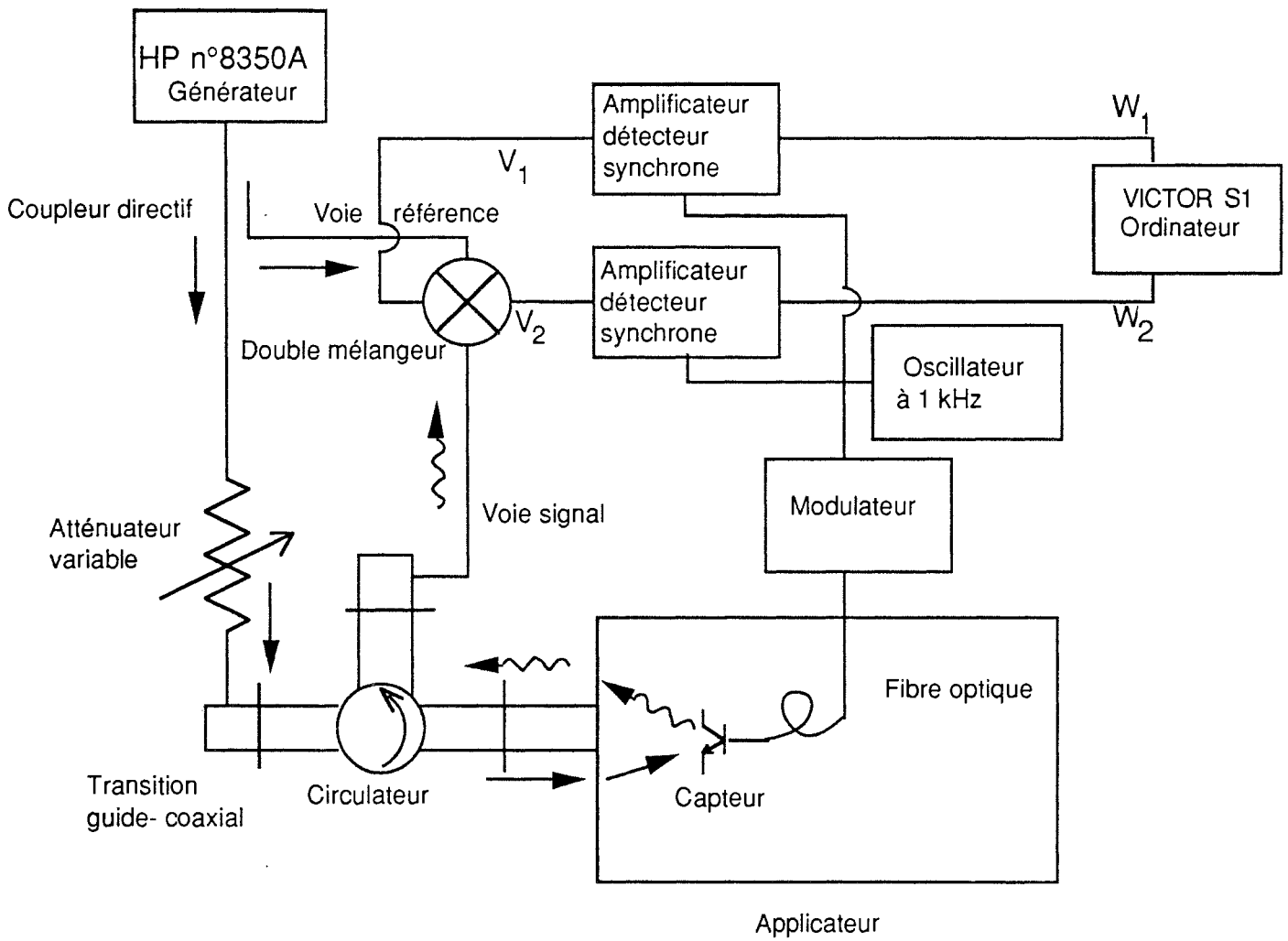
## A - METHODE DE LA DIFFUSION MODULEE.

### *1- Description générale du montage.*

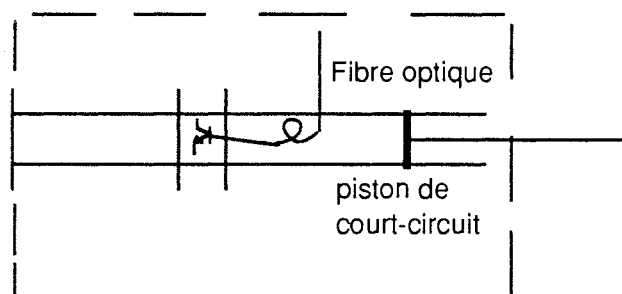
Le principe du fonctionnement du dispositif est illustré par le montage de la figure 1.

On place à l'endroit où l'on veut mesurer l'intensité du champ électromagnétique un capteur constitué d'un phototransistor dont les fils de connexion forment une antenne. Le phototransistor reçoit de la lumière modulée à 1 kHz via une fibre optique plastique. Le capteur produit une onde réfléchie qui varie avec l'éclairement du phototransistor. L'onde modulée réfléchie est déviée par le circulateur et appliquée à la voie signal d'un double mélangeur équilibré, dont la voie référence est alimentée directement par le générateur microonde. Les signaux de sortie  $V_1$  et  $V_2$  sont amplifiés et détectés en synchronisme avec la modulation à 1 kHz. Les tensions continues obtenues  $W_1$  et  $W_2$  sont fonction de l'intensité du champ électromagnétique régnant dans le guide, et de sa phase.

La liaison du capteur avec l'extérieur par une fibre optique fait qu'elle ne modifie pas le champ électromagnétique<sup>[19]</sup>, comme les fils métalliques en perturberaient la distribution. Le champ électromagnétique régnant dans le guide provient d'un générateur HP 8350A, par l'intermédiaire d'un atténuateur, et d'un circulateur. Le générateur délivre une onde électromagnétique dont la puissance maximale est 16 dBm entre 1,8 GHz et 4,26 GHz. Tous les résultats expérimentaux ont été obtenus à la fréquence de 2450 MHz.



Applicateur test :  
Circuit charge adaptée



Applicateur test :  
Circuit court-circuit



-  Onde microonde non modulée  
 Onde microonde modulée par le capteur

Figure 1 : Montage expérimental et applicateurs tests.

Le double mélangeur équilibré modèle 250126 est fabriqué par ANAREN. Il peut fonctionner pour des fréquences de 2 à 4 GHz, la puissance de la voie référence doit être comprise entre +9 dBm et +13 dBm. Son principe de fonctionnement et ses caractéristiques sont donnés dans le paragraphe B-6. Le circulateur est de la marque MARCONI F1152-12.

Deux montages ont été successivement utilisés pour évaluer les performances du capteur. Dans le premier montage, le capteur est solidaire d'une charge adaptée dont le déplacement est assuré dans le guide rectangulaire standard par un moteur pas à pas, commandé par l'ordinateur. L'onde électromagnétique parvenant au capteur a une amplitude constante et une phase qui dépend linéairement du déplacement du capteur et de la charge adaptée. Dans le second montage, le capteur est fixe dans le guide et un piston de court-circuit situé derrière le capteur est déplacé automatiquement par le moteur pas à pas. Le capteur voit un champ électromagnétique dont l'amplitude est une fonction sinusoïdale du déplacement du piston de court-circuit et dont la phase varie linéairement avec la position du piston. Ces deux montages différents permettent d'étudier les performances du capteur, de l'étalonner, et de poser le problème de la désadaptation microonde du capteur, comme nous le verrons au paragraphe D-1.

## *2- Fonctionnement.*

La méthode de la diffusion modulée a été largement utilisée précédemment pour relever le diagramme de rayonnement des antennes en champ proche (Bolomey<sup>[20]</sup>). On sait qu'il y a lieu de distinguer deux montages (voir figure 2). Le premier montage est dit monostatique. L'antenne étudiée est également utilisée pour recevoir le



signal réfléchi par le capteur. Dans le deuxième montage dit bistatique, on utilise une antenne auxiliaire qui reçoit le signal réfléchi.

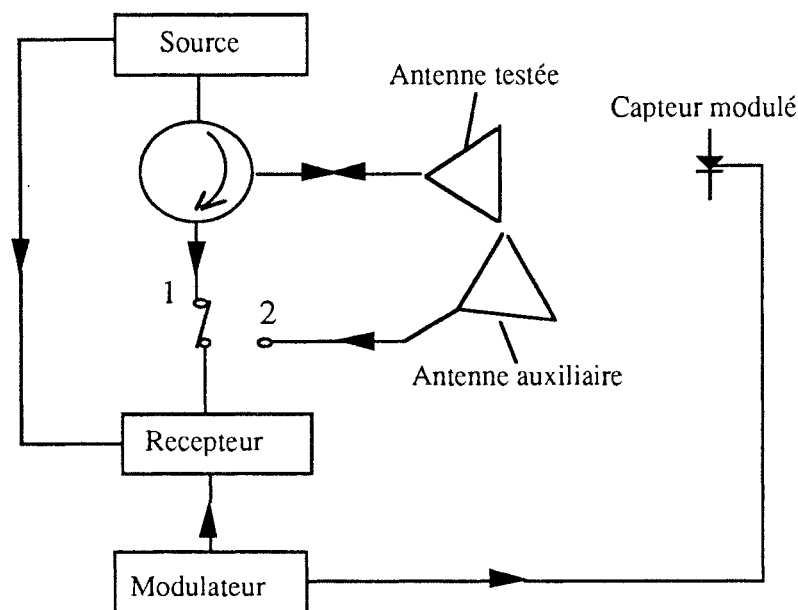


Figure 2 : Principe de la diffusion modulée; montage monostatique (1) et montage bistatique (2).

Ces deux montages se distinguent par leur réponse indépendamment du fonctionnement linéaire ou quadratique du récepteur utilisé. Dans le premier cas, la réponse du système est proportionnelle au carré du champ électrique vu par le capteur. Dans le second cas la réponse du système est proportionnelle au champ électrique. Cette distinction se retrouve au niveau de l'utilisation du montage que nous présentons. Si le champ électrique vu par le capteur varie parce qu'on fait varier l'atténuateur placé avant le circulateur, la réponse du système de mesure est proportionnelle aux variations du champ vu par le capteur. Si au contraire on déplace le capteur en maintenant constante la distribution du champ électrique, la réponse du système de mesure est proportionnelle au carré du champ électrique vu par le capteur. Pour

distinguer les deux utilisations différentes du montage, nous admettons que la réponse du système de mesure est dans tous les cas proportionnelle à  $E_c^2/E_i$  et justifierons cette formule par les résultats expérimentaux obtenus. Nous vérifierons également que la phase mesurée est double de la phase du champ électrique.

Soit  $E \cos(2\pi ft)$  l'onde émise par le générateur qui sert de référence au mélangeur.  $f$  ( $= 2450$  MHz) est la fréquence du générateur.

$$\text{Soit } E_c \cos(2\pi ft + \Psi) = \text{Re}(E_c \exp(j(2\pi ft + \Psi)))$$

la valeur instantanée du champ électrique vu par le capteur, et  $E_i$  l'amplitude de l'onde incidente mesurée dans un plan en avant du circulateur.  $\Psi$  est la phase du champ électrique, mesuré par rapport à l'onde qui sert de référence au mélangeur.

#### *a- Capteur solidaire d'une charge adaptée coulissante.*

Lorsque le capteur est solidaire d'une charge adaptée, le champ électrique vu par le capteur a une amplitude constante. L'onde réfléchie par le capteur est proportionnelle au carré du champ électrique qui règne dans le guide et inversement proportionnelle à l'amplitude de l'onde incidente. Elle est en fait proportionnelle seulement au carré de l'un ou de l'autre. L'intensité de l'onde réfléchie est modulée à la fréquence  $\nu$  ( $= 1$  kHz) avec un taux de modulation  $m$ . La phase de l'onde réfléchie par le capteur, qui parvient au mélangeur est une fonction du déplacement  $d$  du capteur dans le guide et vaut deux fois  $\Psi$ . L'onde réfléchie est ainsi de la forme :

$$m (E_c^2/E_i) \cos(2\pi \nu t) \cos(2\pi ft + 2\Psi)$$

avec  $\lambda_g$  la longueur d'onde dans le guide et

$$2\Psi = \Psi_0 + \frac{4\pi d}{\lambda_g}$$

Les amplitudes des signaux de sortie du double mélangeur sont alors :

$$V_1 = m (E_c^2/E_i) \cos \left( \Psi_0 + \frac{4\pi d}{\lambda_g} \right) \cos (2\pi \nu t)$$

$$V_2 = m (E_c^2/E_i) \sin \left( \Psi_0 + \frac{4\pi d}{\lambda_g} \right) \cos (2\pi \nu t)$$

Après amplification et détection à la fréquence  $\nu = 1$  kHz, on obtient deux tensions continues de la forme :

$$W_1 = m (E_c^2/E_i) \cos \left( \Psi_0 + \frac{4\pi d}{\lambda_g} \right) \cos \phi$$

$$W_2 = m (E_c^2/E_i) \sin \left( \Psi_0 + \frac{4\pi d}{\lambda_g} \right) \cos \phi$$

que l'on appellera composantes polaires du champ électrique. Dans ces équations  $\phi$  est la différence de phase, à la fréquence de 1 kHz, entre la modulation et la détection. Si on choisit d'accorder la phase des détecteurs synchrones tel que  $\phi = 0$ , l'amplitude de la composante du champ électrique détecté peut se calculer à partir de :

$$A = (W_1^2 + W_2^2)^{1/2}$$

et la phase du champ électrique vu par le capteur s'obtient par :

$$\Psi = \frac{1}{2} \left[ \text{Arctg} \frac{W_1}{W_2} + (1 - \text{sgn } W_2) \frac{\pi}{2} \right]$$

Lorsqu'on déplace le capteur dans un guide d'onde,  $A$  est constante, et la phase  $\Psi$  du champ électrique vu par le capteur dépend linéairement du déplacement du capteur comme  $\frac{2\pi d}{\lambda_g}$ . Mais la phase mesurée varie

comme  $\frac{4\pi d}{\lambda_g}$ . Ce facteur 2 entre la phase du champ électrique calculée à partir des signaux polaires  $W_1$  et  $W_2$ , et la phase que l'on cherche à mesurer, s'explique par le chemin aller et retour de l'onde qui parvient au mélangeur via le capteur.

*b- Capteur fixe devant un piston de court-circuit mobile.*

Dans le cas où le capteur est fixe, l'amplitude du champ électrique vu par le capteur dépend de la position  $d$  du piston de court-circuit dans le guide. Son expression complexe est de la forme :

$$E_c^* = E_i (1 + \exp(j \frac{4\pi d}{\lambda_g})) = E_i (1 + \cos(\frac{4\pi d}{\lambda_g}) + j \sin(\frac{4\pi d}{\lambda_g})).$$

Ce champ électrique complexe a pour module

$$|E_c^*| = E_i \cos(\frac{2\pi d}{\lambda_g})$$

et sa phase est  $\frac{2\pi d}{\lambda_g}$ .

L'amplitude de l'onde réfléchie est proportionnelle à  $E_c^2/E_i$  soit à  $E_c^2$  ; si

$E_i$  est constant. Les signaux délivrés par le double mélangeur sont amplifiés et détectés en synchronisme à 1 kHz. On obtient :

$$W_1 = m E_i \cos^2(\frac{2\pi d}{\lambda_g}) \sin(\frac{4\pi d}{\lambda_g})$$

$$W_2 = m E_i \cos^2(\frac{2\pi d}{\lambda_g}) \cos(\frac{4\pi d}{\lambda_g})$$

L'amplitude associée

$$A \left( = (W_1^2 + W_2^2)^{1/2} = m E_i \cos^2 \left( \frac{2\pi d}{\lambda_g} \right) \right)$$

est proportionnelle au carré de  $E_c$  et varie avec la position du piston de court-circuit, et la phase des signaux mesurée est  $\frac{4\pi d}{\lambda_g}$ . Elle est encore 2 fois celle du champ électrique vu par le capteur, à une origine constante près.

## B- ETUDE DES CIRCUITS ELECTRONIQUES.

Les circuits électroniques, les amplificateurs détecteurs synchrones et le modulateur ont été construits au laboratoire par Bernard Ditchel. Nous en donnons les plans et en discuterons les performances.

### *1- Description des amplificateurs détecteurs synchrones.*

Les deux amplificateurs détecteurs synchrones détectent et convertissent les signaux sinusoïdaux à 1 kHz issus du double mélangeur en des tensions continues proportionnelles à leur amplitude. Le schéma synoptique de chacun d'eux est donné figure 3 :

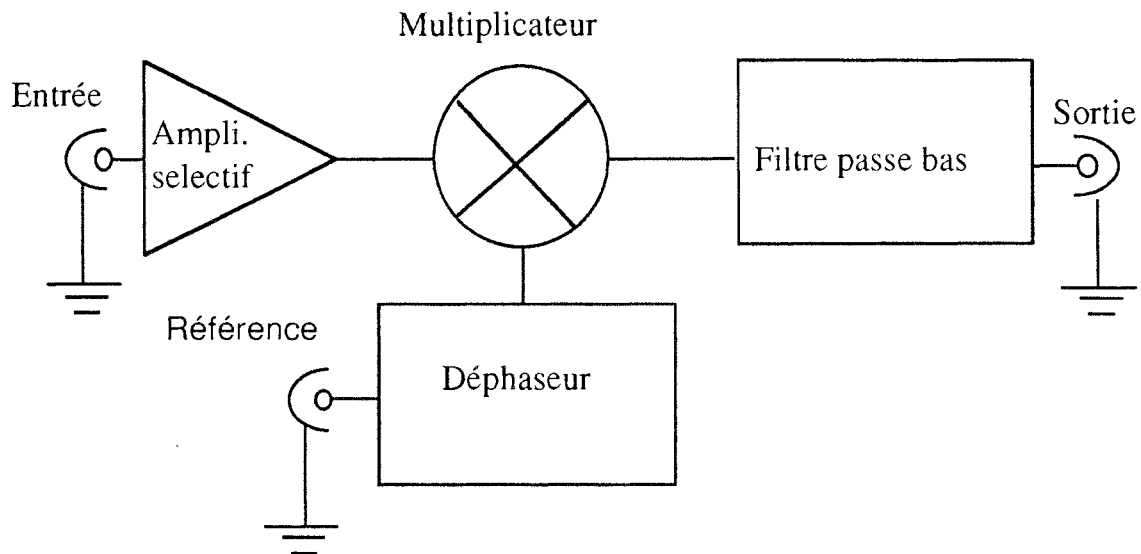


Figure 3 : Synoptique de l'amplificateur détecteur synchrone.

Ils délivrent 1 V pleine échelle avec trois sensibilités 0,01 V; 0,1 V et 1 V.

On peut vérifier directement que les gains des deux amplificateurs sont identiques pour chacune des sensibilités, en branchant leurs entrées en parallèle sur l'une des sorties du mélangeur. La figure 4 donne les tensions de sortie des amplificateurs en fonction du déplacement du capteur solidaire d'une charge adaptée.

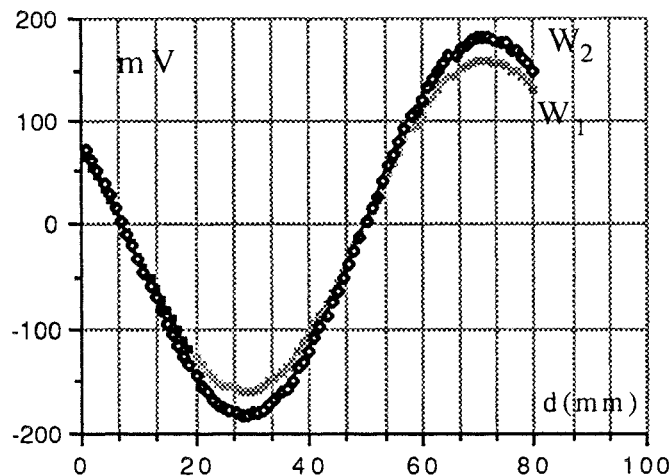


Figure 4 : Vérification de l'égalité des gains des deux détecteurs synchrones.

On voit que les deux tensions sont égales à 16% près. De même, on peut tester directement le recouvrement des échelles en atténuant la voie la plus intense d'un facteur dix à la sortie du détecteur synchrone.

Les tensions fournies par ces deux amplificateurs détecteurs synchrones ne sont pas tout à fait égales mais la précision des circuits électroniques est environ 5%. On a compensé ces défauts par un facteur correctif après lecture des grandeurs par ordinateur.

## 2- Description du circuit modulateur du phototransistor.

Les signaux de modulation de forme carrée à 1 kHz sont produits par un oscillateur TTL. Il alimente les circuits déphaseurs des détecteurs synchrones et le circuit modulateur proprement dit. Le schéma du circuit de modulation du phototransistor est donné figure 5.

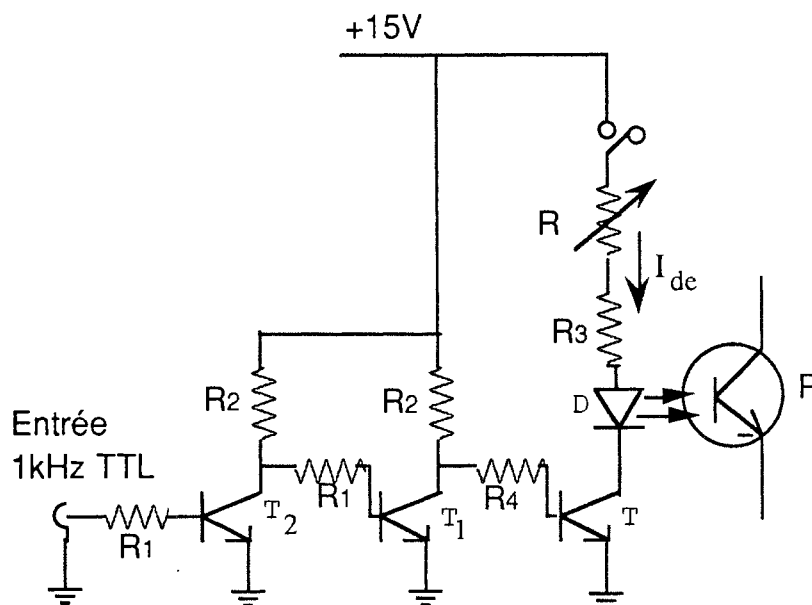


Figure 5 : Circuit modulateur du phototransistor ; D : HLMP 1321 Photodiode ; P : BPW17N Phototransistor ; T = T<sub>1</sub> = T<sub>2</sub> : 2N708 Transistor ; R = 2,2 kW ; R<sub>1</sub> = 18 kΩ ; R<sub>2</sub> = 1,8 kΩ ; R<sub>3</sub> = 220Ω ; R<sub>4</sub> = 1,5 kΩ.

Le phototransistor modèle BPW17N est fabriqué par Telefunken. La photodiode modèle HLMP 1321 et la fibre optique plastique de diamètre 1 mm sont fabriquées par Hewlett-Packard. Dans le circuit collecteur de chaque transistor T, on trouve la photodiode qui émet de la lumière et une résistance R<sub>3</sub> (= 220 ohms) qui sert de protection. Quand le courant de base est suffisant le transistor T conduit, la photodiode est alors parcourue par un courant et émet une lumière rouge. Par contre quand le courant de base du transistor est nul, la photodiode n'émet pas de lumière. On comprend que les fils du phototransistor constituent une antenne unique de longueur L ou deux antennes dipolaires isolées chacune de longueur L/2, selon que le phototransistor assure une connexion électrique entre son collecteur et son émetteur ou ne l'assure pas, c'est à dire selon que le flux lumineux reçu est fort ou faible.



### *3- Etude du fonctionnement du modulateur microonde.*

De la façon dont nous avons présenté précédemment le fonctionnement du système de mesure, il a été admis que le capteur était un interrupteur qui permettait de court-circuiter l'antenne à distance, et qu'on mesurait la modification de l'onde réfléchie par le capteur, induite par le faisceau lumineux. Ceci sous-entend que le capteur est un élément purement passif et linéaire pendant les instants où le phototransistor est allumé et également pendant les instants où il est éteint. En particulier on suppose que l'intensité du champ électromagnétique microonde n'intervient pas dans le fonctionnement du modulateur.

Une vérification élémentaire, revient à tracer l'amplitude  $A$  du signal délivré par le système complet (ou chaque signal  $W_i$ ) en fonction du courant de modulation ( $I_{de}$ ) de la photodiode, sachant que l'éclairement reçu par le phototransistor a la forme d'un signal carré à 1 kHz d'amplitude proportionnelle au courant  $I_{de}$ . Les résultats portés sur les figures 6 et 7 montrent que l'efficacité du modulateur microonde dépend du courant  $I_{de}$ , et qu'elle varie avec l'intensité du champ électrique microonde  $E_c$  vu par le capteur.

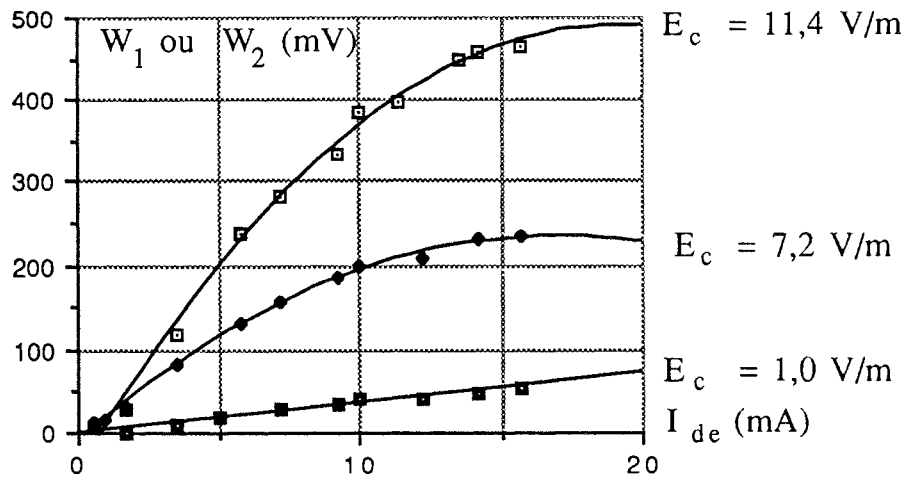


Figure 6 : Courbes des tensions  $W_1$  ou  $W_2$  en fonction du courant de modulation de la photodiode; ( $I_{de}$  maximum = 16 mA) ;  $E_c = E_i$ .

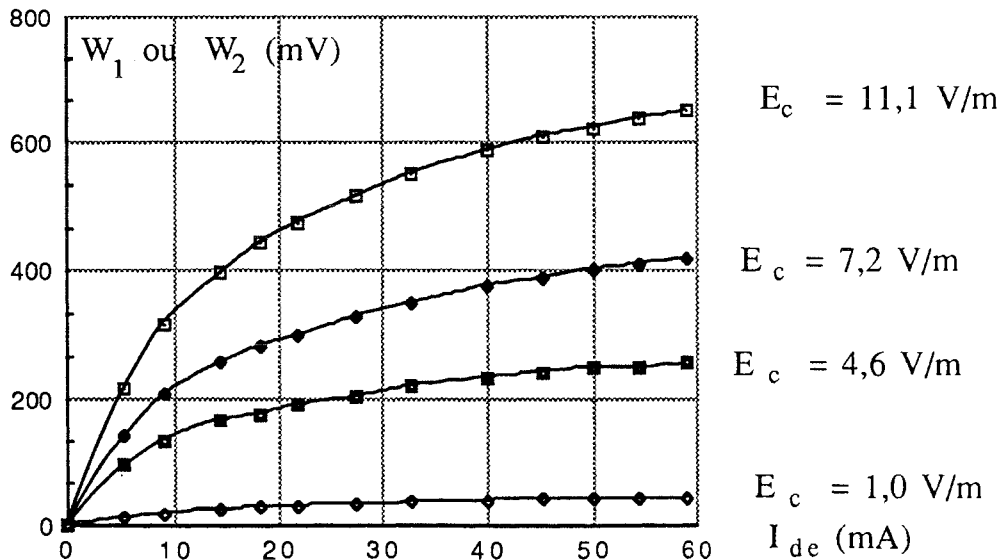


Figure 7 : Courbes des tensions  $W_1$  ou  $W_2$  en fonction du courant de modulation de la photodiode; ( $I_{de}$  maximum = 59 mA) ;  $E_c = E_i$ .

Lorsque le courant de modulation est faible, l'efficacité de la modulation dépend fortement du champ électrique microonde vu par le

capteur (voir figure 6). Lorsque le courant de modulation est suffisant, l'efficacité de la modulation en dépend moins (voir figure 7). L'efficacité de la modulation serait indépendante du champ électrique, si les courbes étaient des droites horizontales dont les ordonnées à l'origine seraient proportionnelles au carré du champ électrique.

Ces résultats nous conduisent à étudier plus précisément la modulation optique du phototransistor, pour qu'il reçoive le maximum de lumière.

4- Comparaison du fonctionnement du phototransistor en basse fréquence.

L'éclairement reçu par le phototransistor peut être estimé en étudiant le fonctionnement du phototransistor dans les conditions d'une modulation basse fréquence comme le constructeur prévoit qu'il devrait être utilisé.

Le phototransistor étant simplement collé à l'extrémité de la fibre optique plastique tel qu'il est utilisé comme capteur microonde, on peut vérifier les caractéristiques courant-tension de l'ensemble phototransistor et photodiode par le montage de la figure 8, où le phototransistor est branché sur une pile de force électromotrice E par l'intermédiaire d'une résistance de 33 ohms.

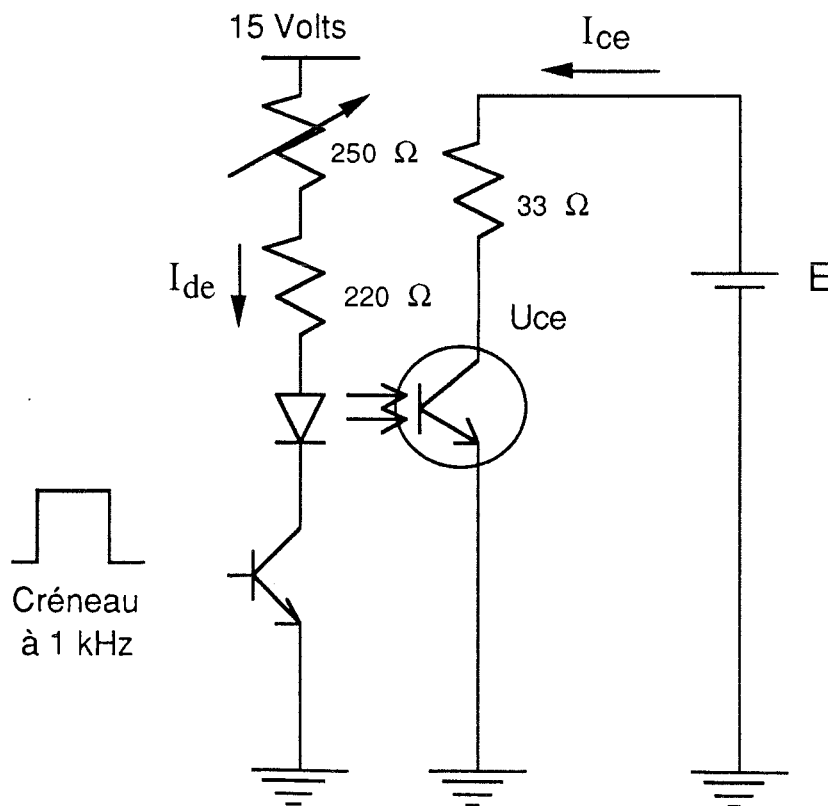


Figure 8 : Montage utilisé pour tracer la droite de charge du phototransistor.

Le courant  $I_{de}$  alternatif carré à 1 kHz traverse la photodiode, et  $I_{ce}$  est le courant collecteur émetteur du phototransistor. Les mesures du courant  $I_{ce}$  et de la tension  $U_{ce}$  aux bornes du phototransistor permettent de situer le point de fonctionnement du phototransistor sur les courbes caractéristiques fournies par le constructeur, et de connaître ainsi le flux lumineux qui parvient au phototransistor en fonction de l'éclairement de la photodiode mesuré ici par le courant  $I_{de}$  qui parcourt la photodiode. Sur la figure 9, nous avons reproduit les caractéristiques en échelle semi-logarithmique  $I_{ce}$ ,  $U_{ce}$ , du phototransistor BPW17N telles qu'elles sont fournies par le constructeur, et les points expérimentaux obtenus pour  $I_{de}$  de 10 mA, 20 mA, 30 mA, 40 mA, 50 mA, et 58 mA, selon les tableaux de mesure ci-dessous :

E = 0,7 Volt

$I_{de}(mA)$	$I_{ce}(mA)$	$U_{ce}(V)$
58	4,8	0,54
50	4,5	0,55
40	3,6	0,58
30	2,5	0,62
20	1,6	0,65
10	0,66	0,68

E = 0,30 Volt

$I_{de}(mA)$	$I_{ce}(mA)$	$U_{ce}(V)$
57	3,93	0,17
50	3,63	0,18
40	3,33	0,19
30	2,40	0,22
20	1,63	0,25
10	0,60	0,28

E = 0,15 Volt

$I_{de}(mA)$	$I_{ce}(mA)$	$U_{ce}(V)$
58	1,57	0,098
50	1,50	0,100
40	1,40	0,103
30	1,15	0,112
20	0,84	0,122
10	0,42	0,136

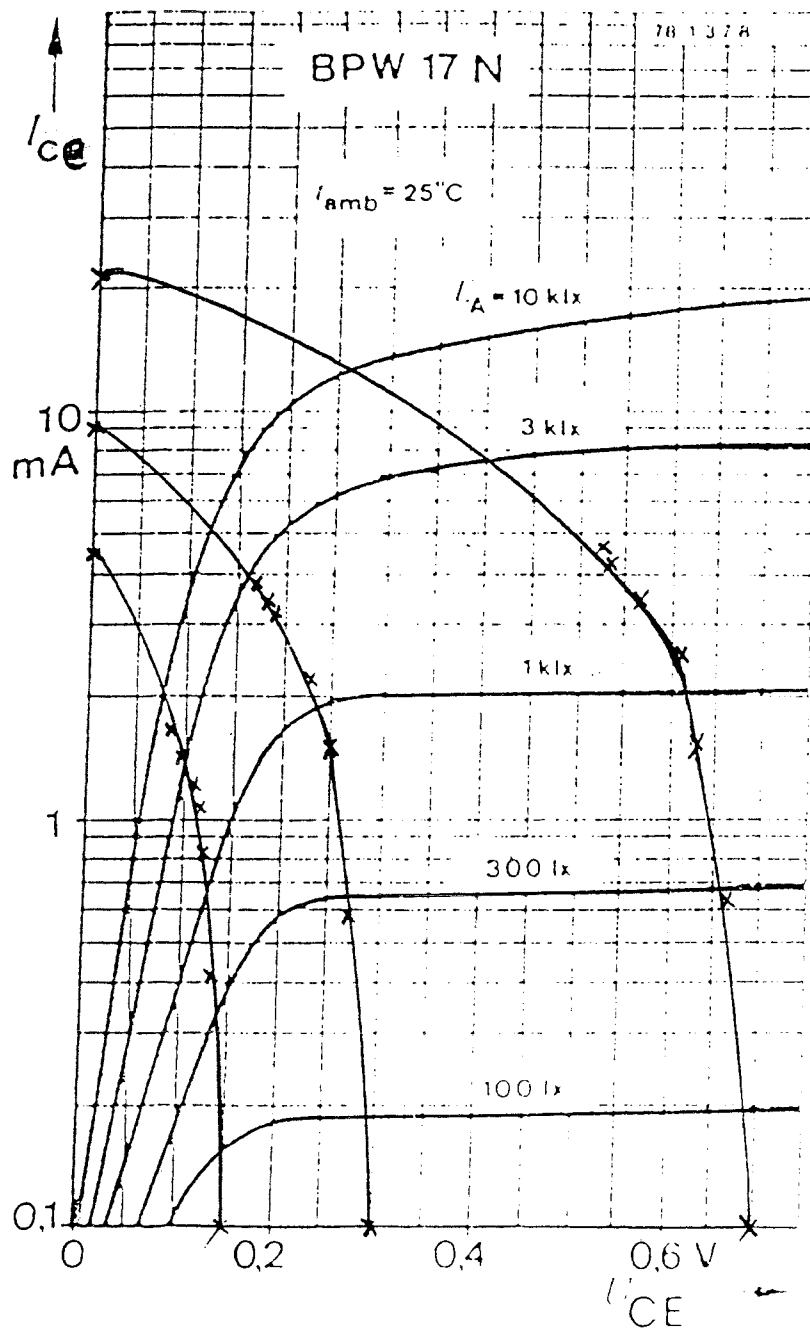


Figure 9 : Courbes caractéristiques du phototransistor et trois droites de charge en échelle semi-logarithmique.

On remarque que la tension  $U_{ce}$  augmente proportionnellement avec la force électromotrice  $E$ . Quand la tension  $U_{ce}$  est importante, le point de fonctionnement se trouve dans le domaine linéaire de fonctionnement que l'on peut définir en courant continu par l'intensité de la lumière reçue par le phototransistor inférieure à 2 klx.

La tension  $U_{ce}$  est comprise entre 0,3 Volt et 0,7 Volt. Le courant  $I_{ce}$  est inférieur à 10 mA.

#### *5- Etude du fonctionnement non linéaire du phototransistor.*

Les résultats précédents laissent penser que le phototransistor n'est pas un élément passif linéaire pour son fonctionnement comme modulateur microonde. L'analyse complète du circuit microonde devrait prendre en compte le fait que le phototransistor est constitué de plusieurs jonctions semiconductrices, et qu'il redresse en partie l'énergie microonde qu'il reçoit.

On peut prouver directement le fonctionnement non linéaire du capteur en modifiant le montage général donné au paragraphe A-1 selon la figure 10 ci-dessous :



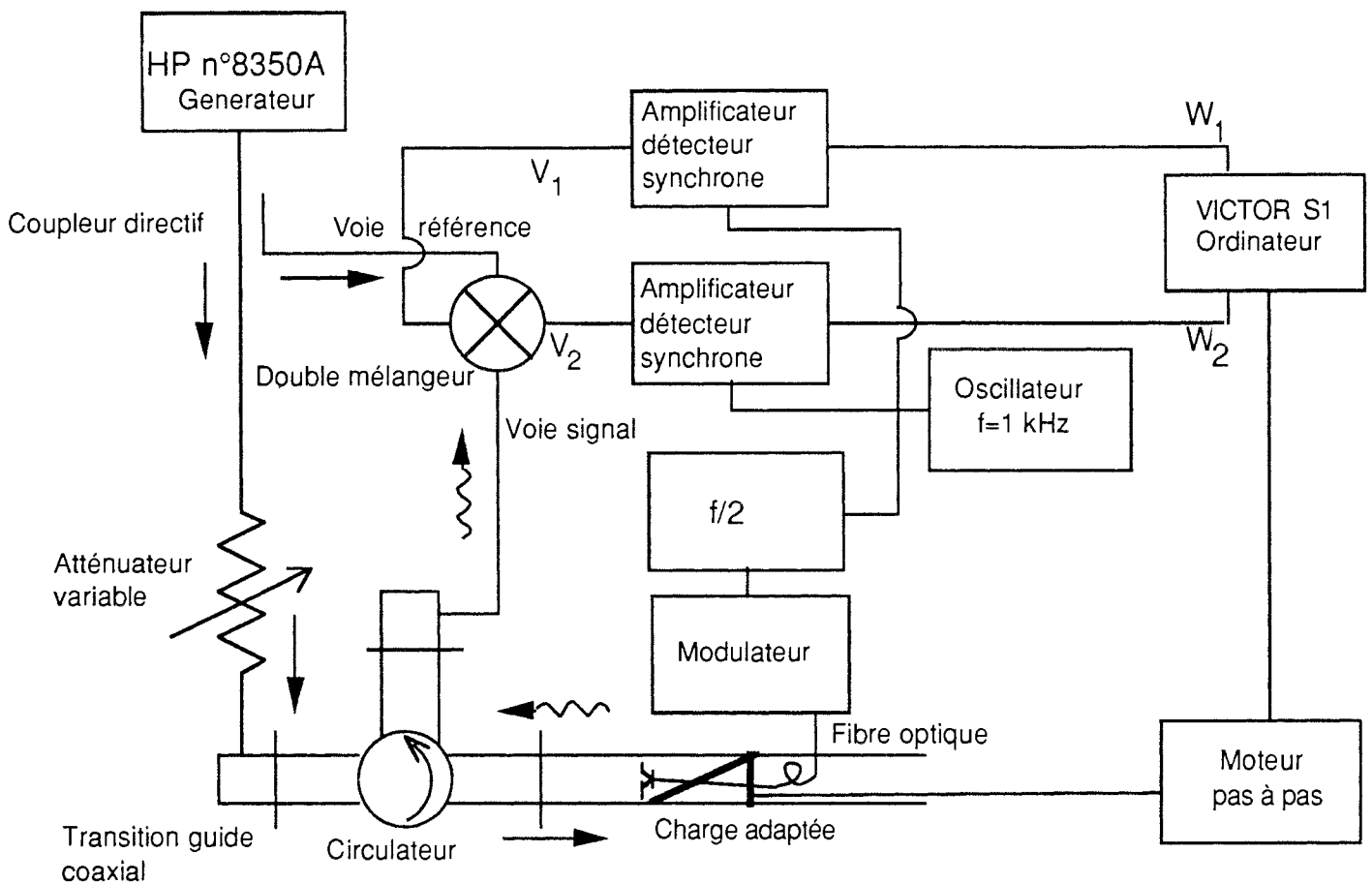


Figure 10 : Montage expérimental du dispositif pour tester le fonctionnement du phototransistor.

Le phototransistor est éclairé par un signal modulé à 500 Hz, obtenu en intercalant, toutes choses égales par ailleurs, un diviseur de fréquence dans le circuit de modulation. Si le phototransistor était linéaire, l'onde microonde réfléchiée par le capteur serait simplement modulée en amplitude à 500 Hz et son spectre de Fourier ne comporterait pas de composante à la fréquence double soit 1 kHz. Or on observe un signal important à la fréquence de 1 kHz (avec le même système de détection que précédemment), qui ne s'explique que par la non linéarité du phototransistor, et son fonctionnement comme

mélangeur des signaux microondes et de modulation, qui on le sait, fait apparaitre des composantes à  $f$ ,  $2f$ ,  $3f$ , etc.

#### *6- Fonctionnement et isolation du double mélangeur équilibré.*

Un mélangeur est en général formé d'un élément non linéaire, le plus souvent d'une diode semiconductrice (diode de Schottky, jonction métal-semiconducteur) ou de plusieurs<sup>[21][22]</sup>, et de circuits de connexion (voir figure 11). Il est utilisé pour les changements de fréquence. Il permet de déplacer un signal d'une bande à une autre et notamment vers les basses fréquences où les signaux sont plus faciles à traiter par les techniques électroniques classiques. Le signal utile qui est en général de faible amplitude, est appliqué sur la voie notée RF. Le signal de référence est appliqué sur la voie locale oscillateur (LO), et le signal basse fréquence est recueilli sur la voie de sortie IF. Les diodes mélangeuses, connectées par paire en sens opposé, fournissent un signal IF en phase et à faible bruit.

La dénomination des voies étant consacrée par l'usage, nous la conserverons bien que les initiales ne sont pas conformes à l'utilisation que nous faisons de ce circuit. L'onde réfléchiée par le capteur, modulée à 1 kHz est appliquée sur l'entrée RF, l'onde microonde qui sert de référence de phase est appliquée sur l'entrée LO, et le signal utile est recueilli voie IF.

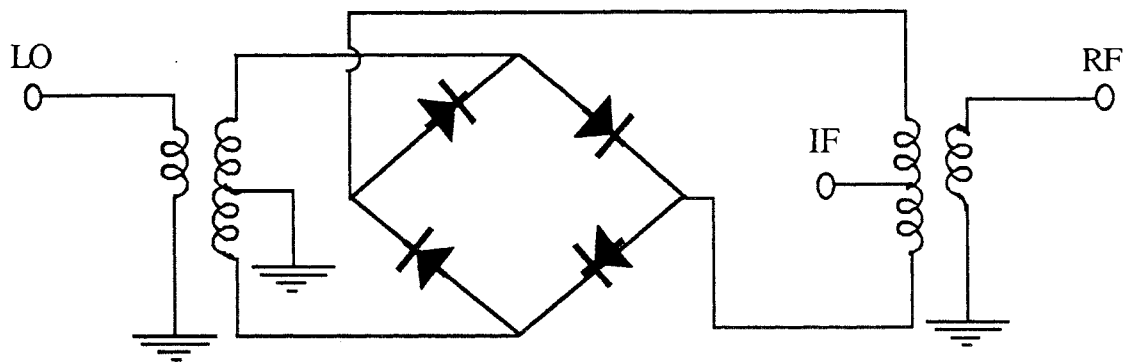


Figure 11 : Schéma de principe du double mélangeur équilibré.

Pour déterminer la phase relative de deux signaux, on utilise un double mélangeur en quadrature constitué de deux mélangeurs équilibrés dont les voies LO sont alimentées en phase, et dont les voies RF sont alimentées par des signaux décalés l'un de l'autre de  $90^\circ$  comme l'indique la figure 12. Les signaux délivrés sont alors de la forme polaire :

$$IF_1 = K \cos \Psi$$

$$IF_2 = K \sin \Psi$$

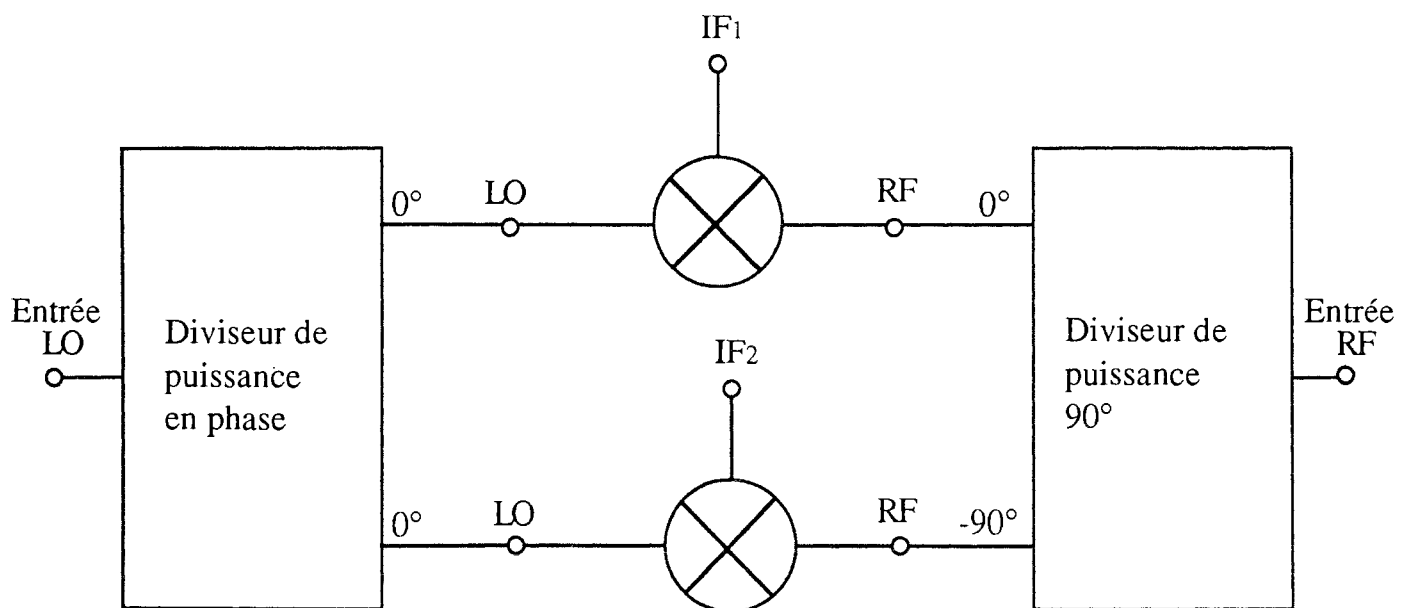


Figure 12 : Synoptique du double mélangeur en quadrature.

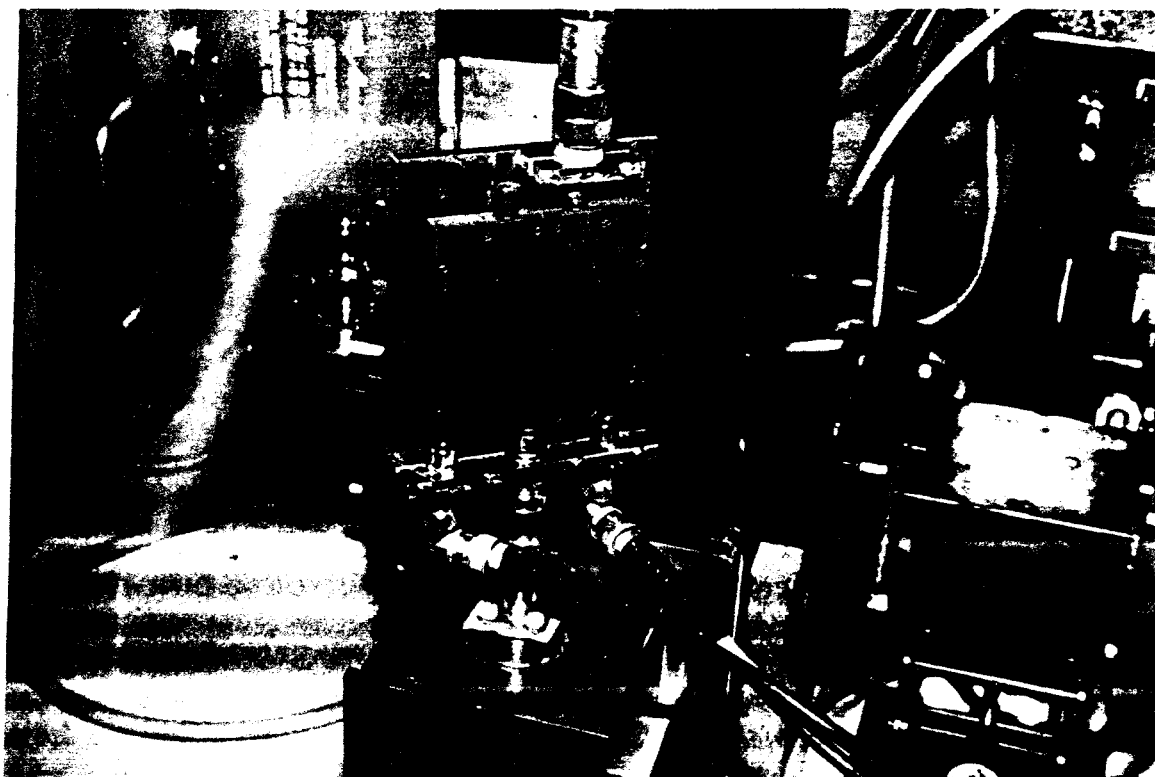


Figure 13 : Photographie du double mélangeur.

Le double mélangeur en quadrature fabriqué par ANAREN de modèle N° 250126 dont la photographie est donnée figure 13, délivre deux tensions basses fréquences déphasées de  $90^\circ \pm 8^\circ$ . L'utilisation du double mélangeur est limitée parce que le niveau microonde qui parvient à l'entrée signal doit être inférieur en toute circonstance à 1 dBm. Il y a lieu notamment de s'assurer que l'onde microonde continue réfléchi par le système sur lequel on effectue une mesure du champ électrique ne vienne bloquer le fonctionnement du double mélangeur équilibré. Cette situation a été observée pour le montage test utilisant un piston de court-circuit mobile dans le guide.

Pour être complet, précisons que l'isolation, donnée par le constructeur, entre les voies référence et signal est de l'ordre de 20 dB. Elle n'est pas infinie. Nous avons été amenés donc à vérifier l'isolation entre les voies référence et signal en utilisant le dispositif de mesure des

champs électromagnétiques lui même, car le signal de la voie référence (non absorbé par les diodes du double mélangeur) peut se retrouver sur la voie signal et interférer avec l'onde réfléchié par le capteur.

Nous avons évalué la variation de l'amplitude de l'onde parvenant à la voie signal lorsqu'on déplace le piston de court-circuit dans le guide du montage de la figure 1. On a inséré entre la transition guide-coaxial et l'entrée de la voie signal du mélangeur un coupleur T, et mesuré avec un milliwattmètre la puissance de l'onde réfléchié par le capteur en fonction du déplacement du piston de court-circuit.

a- Quand le phototransistor est éclairé, on obtient la courbe  $P_a$  de la figure 14.

b- Quand le phototransistor est éteint, on obtient la courbe  $P_b$  de la figure 14.

c- Quand on met à la place du double mélangeur, une charge adaptée au bout du coupleur T, on obtient la courbe  $P_c$  de la figure 14, que le phototransistor soit éteint ou allumé.

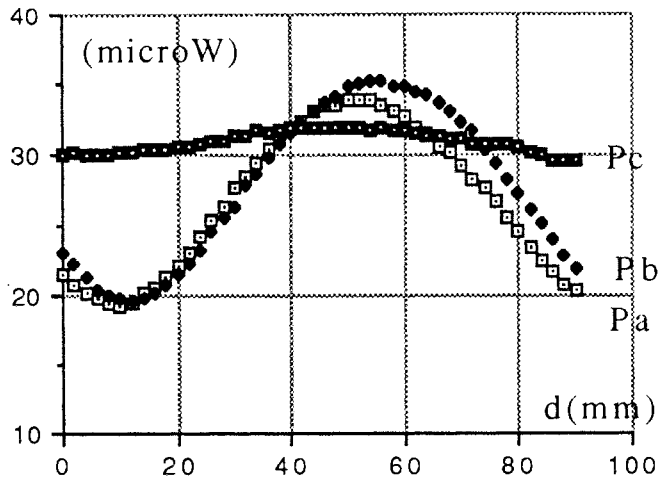


Figure 14 : Puissance à la sortie du circulateur en fonction du déplacement du piston de court-circuit.

Le milliwattmètre indique l'amplitude de l'onde continue. Si le mélangeur était parfaitement isolé, le milliwattmètre devrait délivrer une puissance d'amplitude constante en fonction du déplacement du piston de court-circuit quelque soit l'élément connecté au bout du coupleur T. C'est ce qu'on observe à 3% près dans le cas où l'on met une charge adaptée (courbe  $P_c$ ). Par contre, en présence du double mélangeur, on obtient une sinusoïde que le phototransistor soit éclairé ou non (courbes  $P_a$  et  $P_b$ ). Ce comportement est défectueux. Si besoin était, on devrait pouvoir réduire l'importance de ce défaut en plaçant des lignes unidirectionnelles dans les voies de référence et signal du double mélangeur. Il est à noter que les courbes  $P_a$  et  $P_b$  de la figure 14 sont identiques. Ce résultat tient à ce que l'éclairement du phototransistor ne modifie pas le système d'interférence créé par le modulateur.

L'une des caractéristiques importantes du double mélangeur en quadrature est que le bruit de modulation d'amplitude introduit par la voie référence est fortement atténué parce que le mélangeur est un double mélangeur équilibré comme R. B. Mouw<sup>[23]</sup> et D. Regev<sup>[24]</sup> l'ont montré. On peut vérifier directement cette caractéristique par le montage de la figure 15, en mesurant les variations de signaux  $V_1$  et  $V_2$  produites par des variations de niveaux des trois atténuateurs variables  $A_1$ ,  $A_2$ , et  $A_3$ , placés de telle sorte qu'on puisse régler indépendamment les niveaux des voies LO et RF.

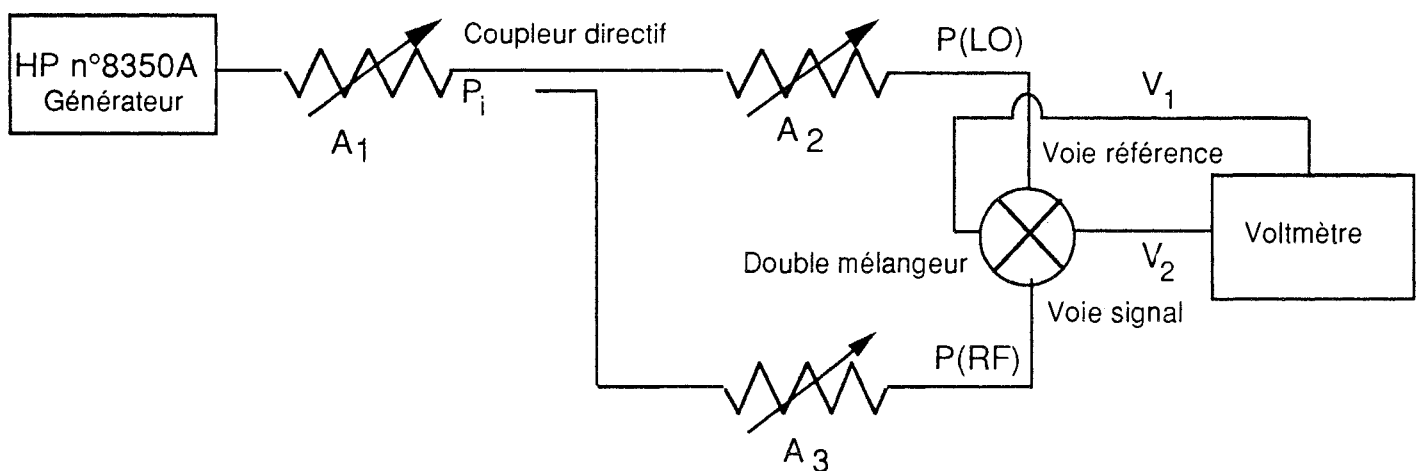


Figure 15 : Circuit test des variations de niveaux sur le double mélangeur en quadrature.

Rappelons que le double mélangeur en quadrature fonctionne avec un niveau de puissance nominale de 10 dBm sur sa voie référence. Rappelons également que la branche principale du coupleur directif alimente la voie référence du mélangeur alors que l'autre branche alimente sa voie signal. Par l'intermédiaire du coupleur directif, on applique sur le double mélangeur en quadrature la puissance microonde qui provient du générateur stable HP 8350A. Les tensions  $V_1$  et  $V_2$  sont détectées directement par un voltmètre.

Quand on fait varier successivement la puissance incidente ( $P_i$ ), la puissance de la voie référence ( $P(\text{LO})$ ), et la puissance de la voie signal ( $P(\text{RF})$ ), respectivement de  $\frac{\Delta(P_i)}{P_i}$ ,  $\frac{\Delta(P(\text{LO}))}{P(\text{LO})}$ , et  $\frac{\Delta(P(\text{RF}))}{P(\text{RF})}$ , on trouve les variations de l'amplitude relative du signal  $\frac{\Delta A}{A}$ . On observe :

$$\frac{\Delta A}{A} = 0,7 \% \quad \text{pour} \quad \frac{\Delta(P(\text{LO}))}{P(\text{LO})} = 20 \%$$

$$\frac{\Delta A}{A} = 9,3 \% \quad \text{pour} \quad \frac{\Delta(P(\text{RF}))}{P(\text{RF})} = 20 \%$$

$$\frac{\Delta A}{A} = 16 \% \quad \text{pour} \quad \frac{\Delta(P_i)}{P_i} = 31 \%$$

Les variations relatives du niveau de la puissance de la voie LO sont divisées par dix par rapport aux variations relatives de la puissance de la voie RF. Si le générateur est stable à court terme à quelques %, on vérifie que les tensions détectées sont stables à quelques %. Ces mesures démontrent par ailleurs que la réponse de l'ensemble (mélangeur et électronique) système est proportionnelle à la racine carré d'une puissance  $\frac{\Delta A}{A} = \frac{1}{2} \frac{\Delta(P)}{P}$ .

### C- MESURE VECTORIELLE DU CHAMP ELECTRIQUE DANS UN GUIDE DEVANT UNE CHARGE ADAPTEE.

Nous présentons dans ce paragraphe les résultats des mesures du champ électrique dans un guide d'onde devant une charge adaptée.

En faisant varier l'atténuateur coaxial variable situé entre le générateur et la transition guide-coaxial de la figure 1, on peut étalonner l'amplitude du signal mesuré en fonction de l'amplitude du



champ électrique exprimé en Volt par mètre et vue par le capteur sachant qu'une onde progressive de 1 mW, circulant dans le guide R.G 112-U est associée à une onde TE<sub>01</sub> dont le champ électrique efficace vaut 23,8 V/m. La puissance d'une onde microonde circulant dans le guide peut être mesurée en terminant le guide par une charge adaptée munie d'une antenne et en utilisant un bolomètre.

En déplaçant simultanément le capteur et la charge adaptée, le capteur voit un champ électrique d'amplitude constante, dont la phase varie linéairement en fonction du déplacement du capteur. C'est ce que nous devons vérifier directement. Les courbes sont tracées par l'ordinateur à partir des valeurs numériques également disponibles. Pour chacune de ces courbes les précisions avec lesquelles l'amplitude est constante et la phase est linéaire, sont également indiquées.

Les courbes des tensions  $W_1$  et  $W_2$ , les courbes de l'amplitude  $A$  et de la phase  $\Psi$  en fonction du déplacement  $d$  du capteur sont données figures 16 à 19. Les figures 16 et 17 sont obtenues avec une puissance de référence de 11,76 dBm et un courant d'éclairement de la photodiode ( $I_{dc} = 15,7$  mA), lorsque le champ électrique  $E_c$  est 8,84 V/m et 1,2 V/m. Les figures 18 et 19 sont obtenues avec une puissance de référence du mélangeur de 11,76 dBm et un courant d'éclairement de la photodiode ( $I_{dc} = 59$  mA), lorsque le champ électrique  $E_c$  est 14,3 V/m et 5,22 V/m.

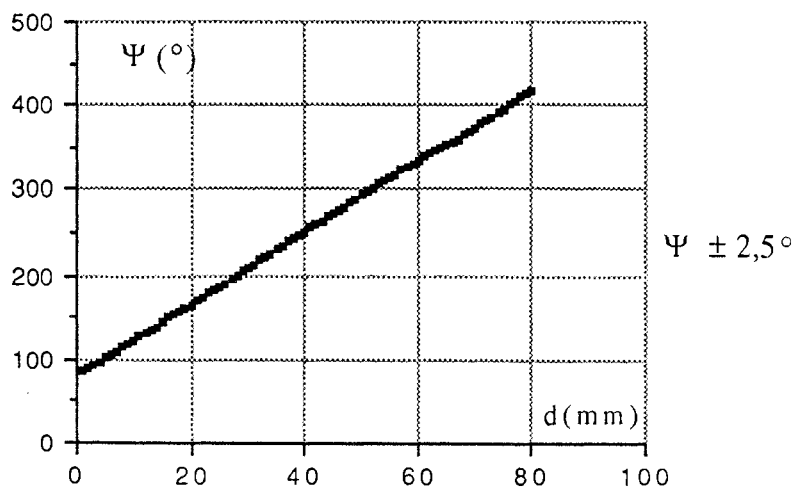
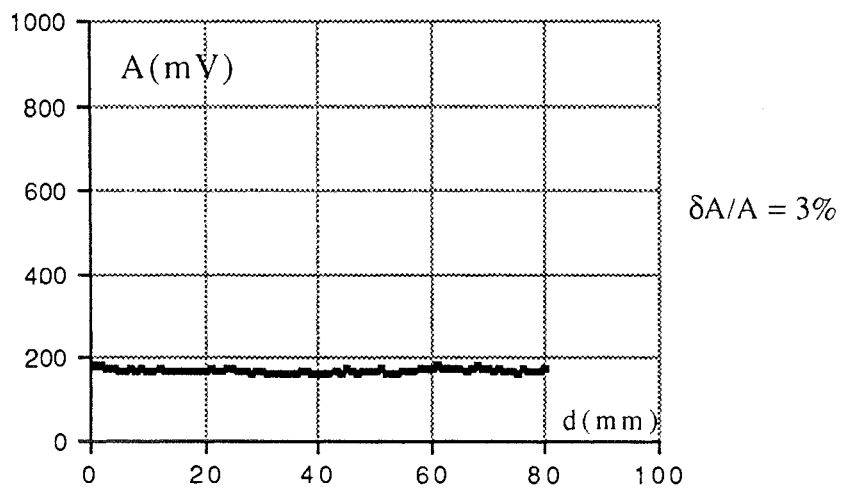
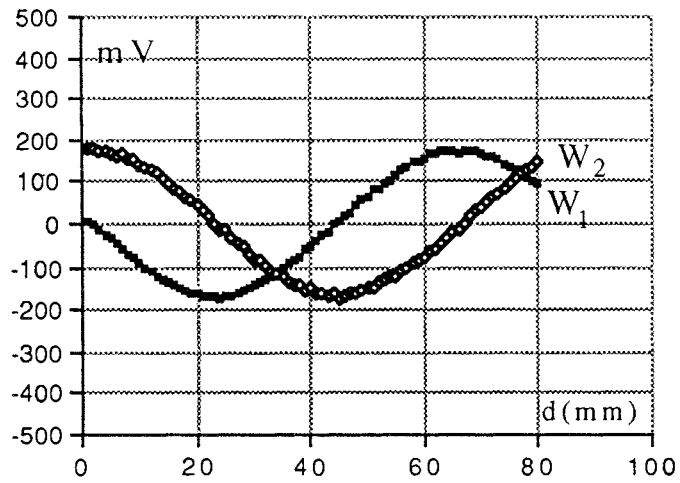


Figure 16 : Caractéristiques du capteur pour un champ électrique  $E_c$  de 8,84 V/m. La sensibilité des amplificateurs synchrones est 1 V.

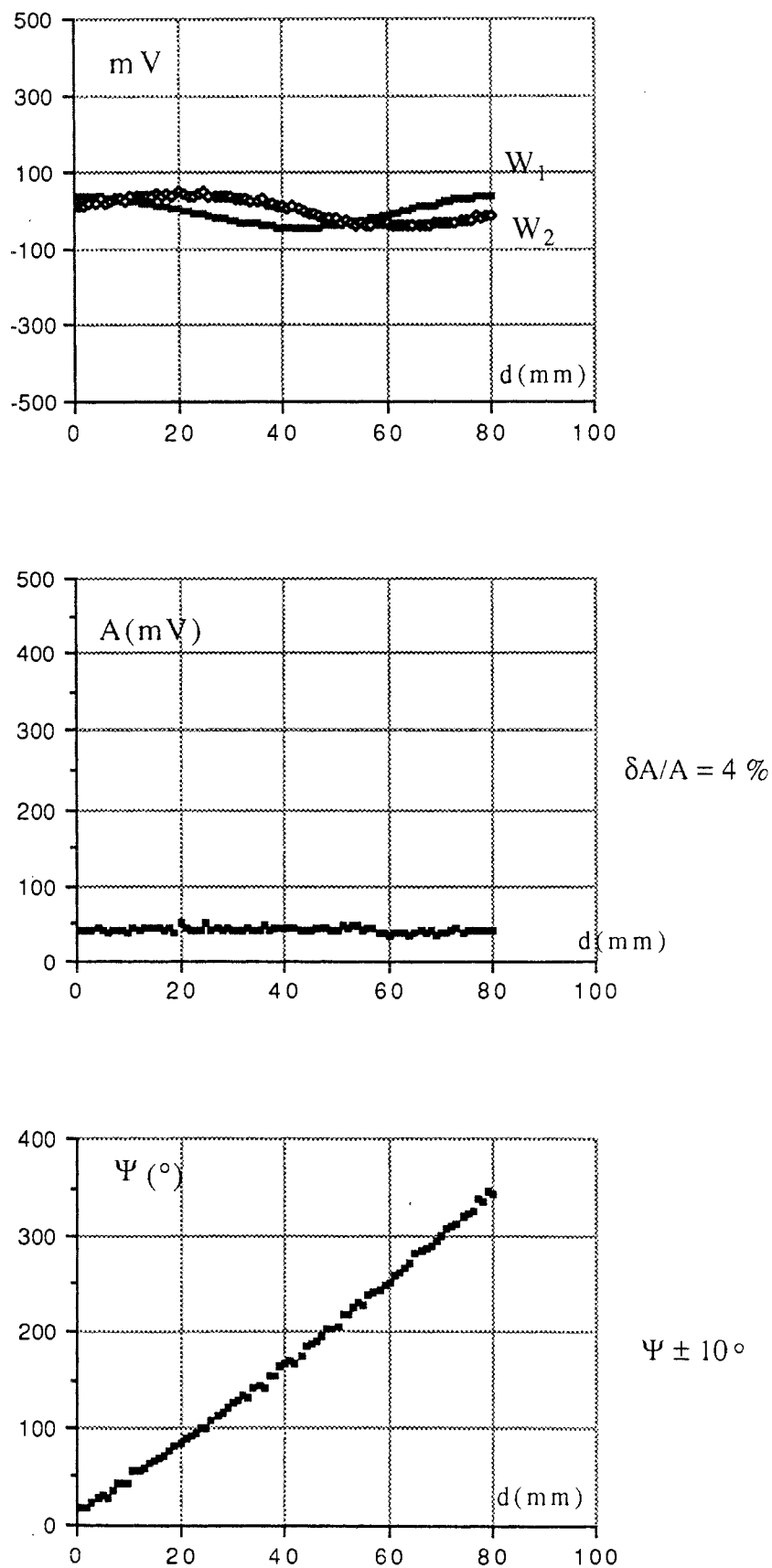


Figure 17 : Caractéristiques du capteur pour un champ électrique  $E_c$  de 1,2 V/m. La sensibilité des amplificateurs synchrones est 0,1 V.

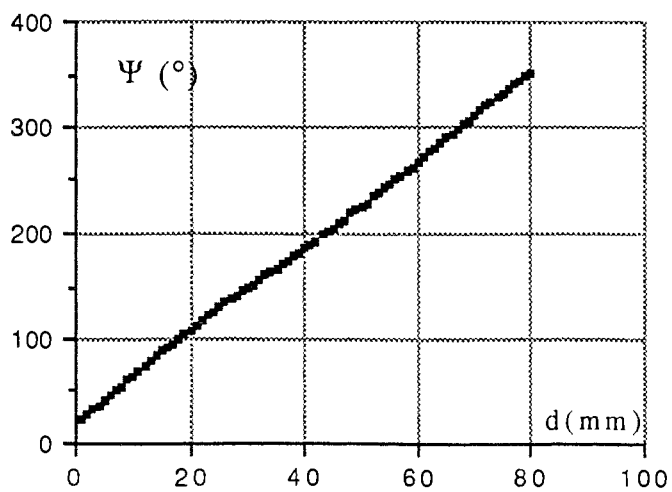
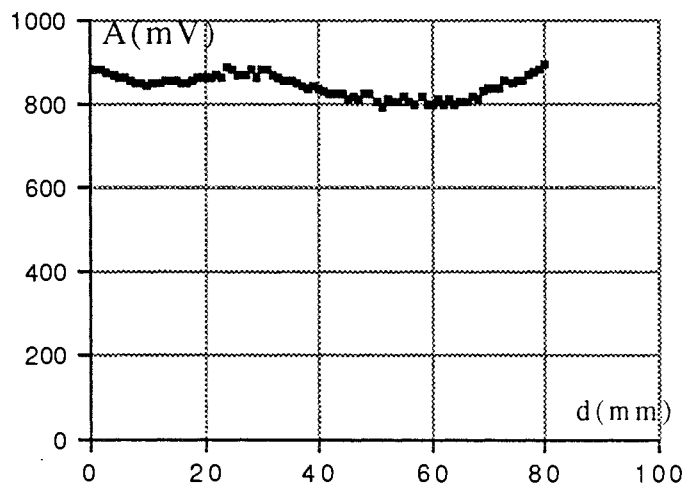
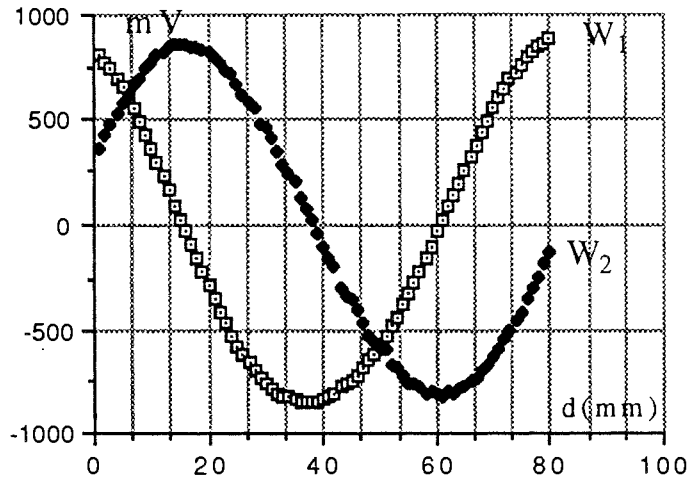


Figure 18 : Caractéristiques du capteur pour un champ électrique  $E_c$  de 14,3 V/m. La sensibilité des amplificateurs synchrones est 0,1 V.

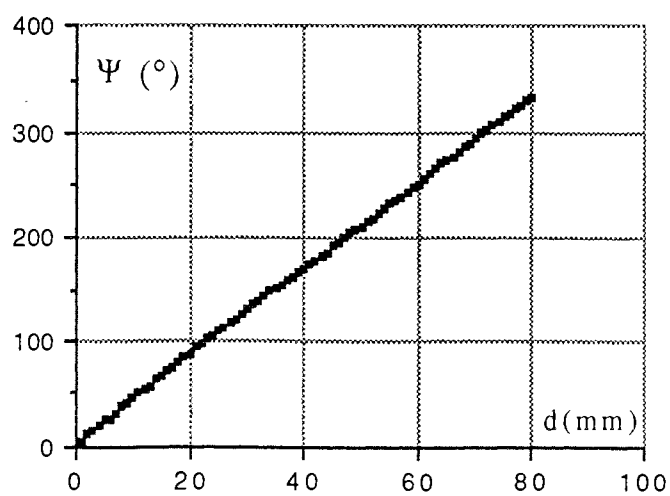
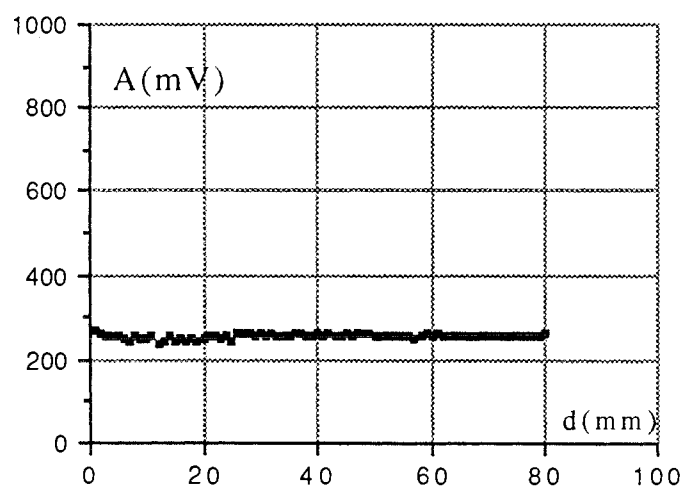
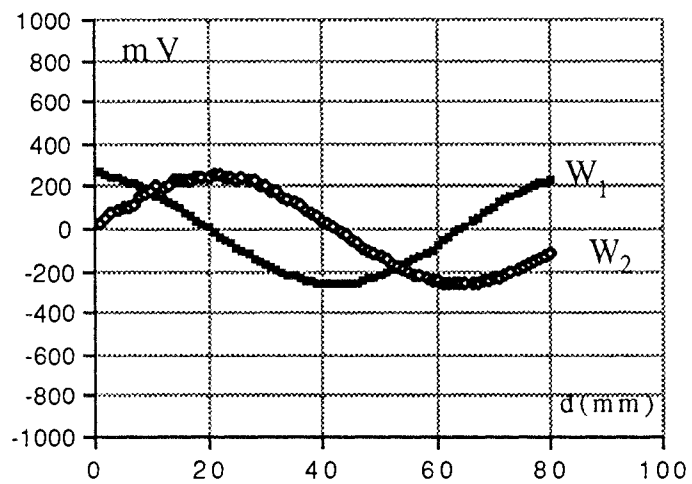


Figure 19 : Caractéristiques du capteur pour un champ électrique  $E_c$  de 5,22 V/m. La sensibilité des amplificateurs synchrones est 0,1 V.

Pour les champs électriques compris entre 14 V/m et 0,5 V/m (figures 16 à 19) les tensions polaires  $W_1$  et  $W_2$  sont sinusoïdales en fonction du déplacement du capteur, elles sont décalées de  $\lambda_g/4$  l'une par rapport à l'autre, l'amplitude  $A$  est constante et la phase est linéaire. La dynamique de la mesure est supérieure à 30 dB.

Lorsque le courant  $I_{de}$  qui parcourt la photodiode est 15,7 mA, l'amplitude  $A$  n'est pas proportionnelle au champ électrique appliqué comme l'indique le tableau ci dessous :

A(mV)	$E_c$ (V/m)	$A/E_c$
172	8,84	19,45
4,6	1,2	3,83

Tableau N° 1 : Résultats illustrant la non linéarité du modulateur ( $I_{de} = 15,7$  mA),  $E_c = E_i$ .

Par contre lorsque le courant  $I_{de}$  de la photodiode est supérieur à 50 mA, l'amplitude  $A$  est bien proportionnelle au champ électrique appliqué comme l'indique le tableau ci dessous :

A(mV)	E <sub>c</sub> (V/m)	A/E <sub>c</sub>
810	14,27	56,76
260	5,22	54,03

Tableau N° 2 : Résultats illustrant la linéarité du modulateur (I<sub>de</sub> = 59 mA), E<sub>c</sub> = E<sub>i</sub>.

On peut chiffrer l'erreur relative commise sur l'amplitude de la façon suivante. Soit A<sub>i</sub> l'amplitude lue pour chacune des N(= 80) positions du capteur, l'amplitude moyenne est :

$$\bar{A} = \sum_{i=1}^N A_i / N$$

$$\text{L'erreur relative est : } \frac{\delta A}{A} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (|A_i - \bar{A}|^2 / \bar{A}^2)}$$

Avec les résultats présentés sur les figures 16 à 19 l'erreur relative varie entre 2,9 % et 5 %. L'erreur relative est d'autant plus faible que la puissance de la voie référence du mélangeur se rapproche d'autant mieux de la valeur nominale. De même l'écart type sur la phase du champ électrique en fonction du déplacement du capteur peut se calculer par :

$$\bar{\Psi} = \sum_{i=1}^N 1/N (\Psi_i(d) - \Psi_{i \text{ cal}}(d))^2$$

sachant que  $\Psi_i(d)$  est la phase lue pour chacune des N(= 80) positions du capteur, et  $\Psi_{i \text{ cal}}(d) = \alpha d + \beta$  l'allure théorique de la phase si  $\alpha$  et  $\beta$  sont constantes. Il varie entre 2,5° et 10°.

On note cependant un léger décalage (de 2 à 3 %) entre les tensions  $W_1$  et  $W_2$  enregistrées. Il provient des différences entre les amplificateurs. On remarque aussi que la tension  $W_1$  est constamment supérieure à la tension  $W_2$ ; la différence subsiste si on permute les deux sorties du double mélangeur. Le décalage ne provient donc pas du mélangeur mais des circuits électroniques (câbles, amplificateurs, détecteurs synchrones). Par contre, quand on permute seulement les deux sorties des amplificateurs synchrones, la tension  $W_1$  devient inférieure à  $W_2$ , le décalage provient des amplificateurs synchrones. Le réglage des amplificateurs détecteurs synchrones peut difficilement être plus précis car leurs offsets sont réglés au mieux à 2 % de la déviation maximale. On peut donc faire fonctionner le dispositif avec un signal incident soit fortement atténué et dans ce cas on n'a pas besoin de corriger ce défaut, soit faiblement atténué et dans ce cas ces défauts doivent être pris en compte, et corrigés par le programme de calcul. Cette correction peut se faire en multipliant l'une des tensions détectées par un coefficient voisin de l'unité.

#### D-MESURE VECTORIELLE DU CHAMP ELECTRIQUE DANS UN GUIDE DEVANT UN COURT-CIRCUIT MOBILE.

##### *1- Résultats des mesures avec un capteur mono-directionnel.*

Le capteur est fixe dans le guide et on déplace un piston de court-circuit derrière le capteur.

Nous avons tracé les courbes des tensions  $W_1$  et  $W_2$ , de l'amplitude  $A$  et de la phase  $\Psi$  en fonction du déplacement  $d$  du piston de court-circuit, pour une valeur de la puissance émise par le



générateur, et pour une puissance référence du mélangeur constante et égale à 11,76 dBm et un courant photodiode  $I_{dc}$  (= 59 mA). Les fils de l'antenne ont également une longueur constante de 33 mm (soit égale à  $\lambda/4$ ). Les résultats obtenus sont donnés figure 20.

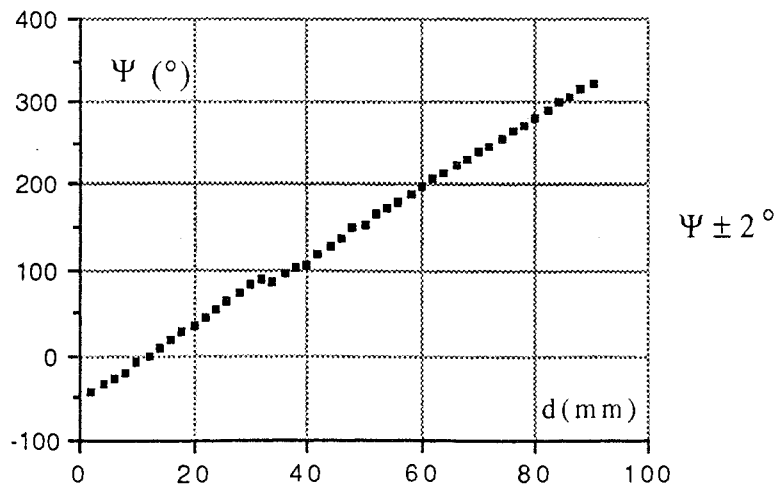
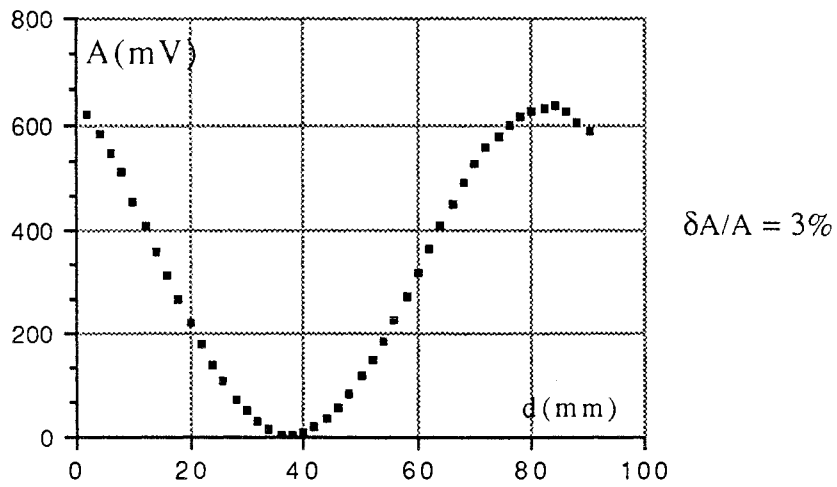
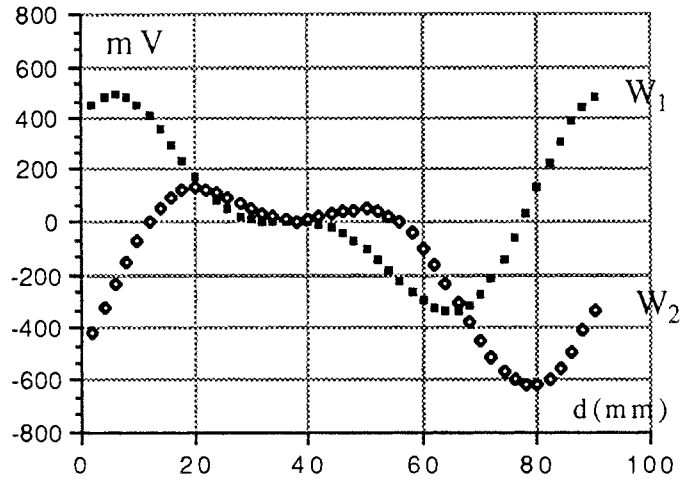


Figure 20 : Caractéristiques du capteur dans un plan. La sensibilité des amplificateurs synchrones est 0,1 V.

Dans le cas où la longueur de l'antenne du capteur est supérieure à 33 mm, la courbe d'amplitude  $A(d)$  est dissymétrique et la phase n'est pas linéaire en fonction du déplacement. La dissymétrie s'interprète par l'influence de l'impédance du capteur, parce qu'on peut modifier la dissymétrie de la réponse du capteur en plaçant un obstacle métallique au voisinage du capteur. Disposons dans le plan du capteur, un obstacle métallique de diamètre 10 mm et de longueur 43,3 mm comme l'indique la figure 21. Cet obstacle est placé à une distance  $X_i$  du bord du guide ( $X_i = 0$  lorsque l'obstacle est au ~~centre~~ contre le bord du guide).

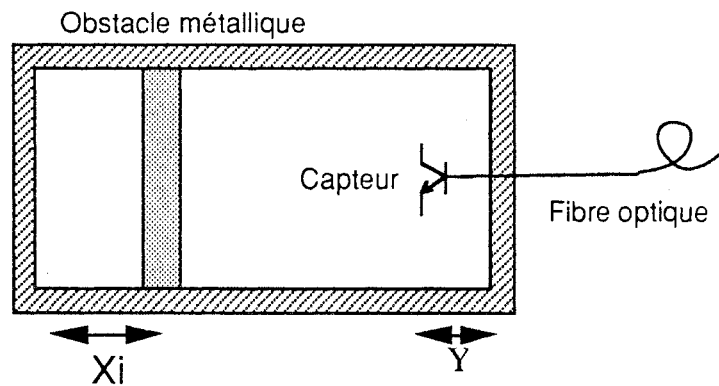


Figure 21 : Schéma de l'obstacle métallique au voisinage du capteur.

On définit la dissymétrie de la courbe par la distance  $SM$  (en millimètre) à mi-hauteur de la courbe d'amplitude (voir figure 22).  $S$  est la projection du minimum.  $M$  est défini par l'intersection de la médiane de la courbe avec l'horizontale à mi-hauteur.

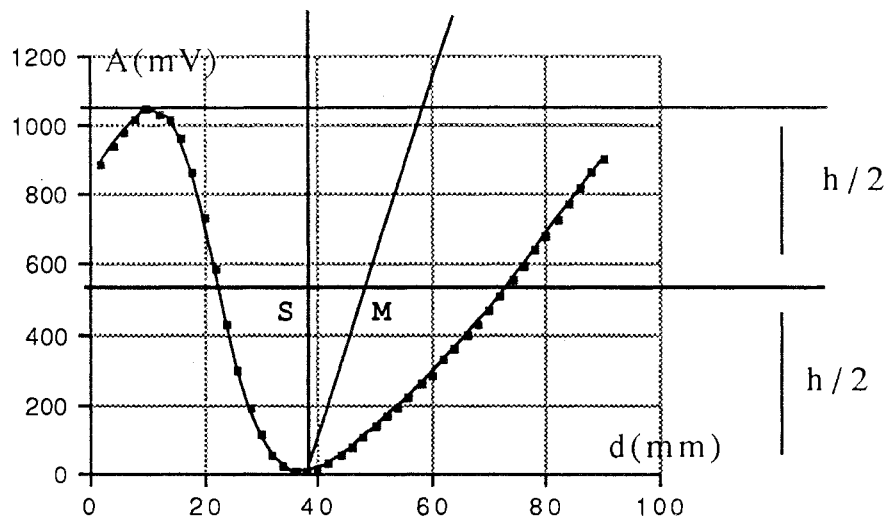


Figure 22 : Exemple de courbe dissymétrique.

La dissymétrie évolue en fonction de la position ( $X_i$ ) de l'obstacle comme la figure 23 le montre :

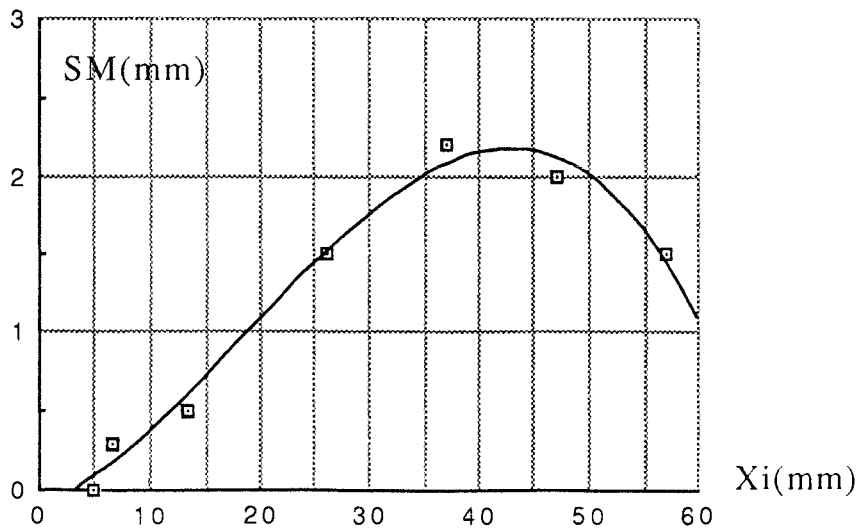


Figure 23 : Dissymétrie de l'amplitude en fonction du déplacement d'un obstacle métallique, placé dans le plan du capteur.

La dissymétrie est 8 mm sans l'obstacle. Elle est presque nulle lorsque l'obstacle est contre le bord du guide. On voit que cette dissymétrie passe par un maximum lorsque l'obstacle est au centre du guide, là où le champ électrique est maximum. Elle est la plus faible lorsque l'obstacle se trouve contre la paroi opposée du guide. Cette procédure permet de rendre la courbe symétrique, et revient à compenser la partie imaginaire de l'impédance du capteur.

De plus la dissymétrie dépend de l'amplitude du champ électrique vu par le capteur lui même, puisqu'elle dépend de la position  $Y$  du capteur par rapport à l'autre paroi du guide. Nous n'avons pas cherché à résoudre le problème en attachant au capteur une petite self compensatrice, comme ces résultats nous le suggèrent. En pratique, on s'est limité à des antennes de longueur 16 mm ( $\lambda/8$ ), pour lesquelles la dissymétrie est faible.

D'autres configurations de capteur ont été essayées (voir annexe). Une des plus intéressantes est de mesurer les champs magnétiques avec des antennes circulaires.

Il faut remarquer que la courbe d'amplitude de la figure 20 et celles qui seront présentées au paragraphe suivant ( figures 26 à 29) sont sinusoïdales et arrondies au voisinage des faibles valeurs de l'amplitude alors que le champ électrique  $E_c$  devant un piston de court-circuit a la forme d'une arche de sinusoïde (voir figure 24).

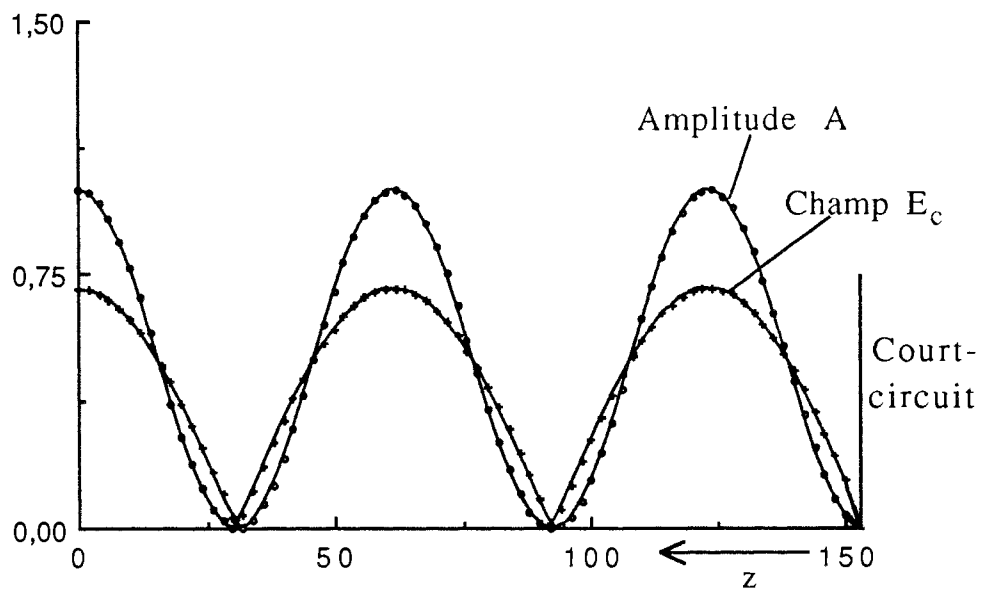


Figure 24 : Allure du champ électrique  $E_c$  et de l'amplitude  $A$  dans un guide d'onde terminé par un court-circuit.

La forme des courbes expérimentales prouvent que la réponse du capteur est bien à un facteur près, proportionnelle au carré du champ électrique (à  $E_i$  constant).

## *2- Résultats des mesures avec un capteur tri-directionnel.*

Pour mesurer les trois composantes du champ électrique nous avons été amenés à réaliser un capteur, avec trois phototransistors et trois antennes dirigées selon les trois axes d'un trièdre tri-rectangulaire comme la photographie de la figure 25 le fait voir. La longueur de chacune des trois antennes est supérieure à 33 mm. Les trois phototransistors sont simplement mis en place l'un à côté de l'autre et sont maintenus par un manchon contenant trois trous parallèles. Pour consolider le capteur, nous avons essayé de positionner le capteur dans un cube, mais cette disposition nous semble devoir être rejetée parce qu'elle augmente l'impédance du capteur (voir annexe).

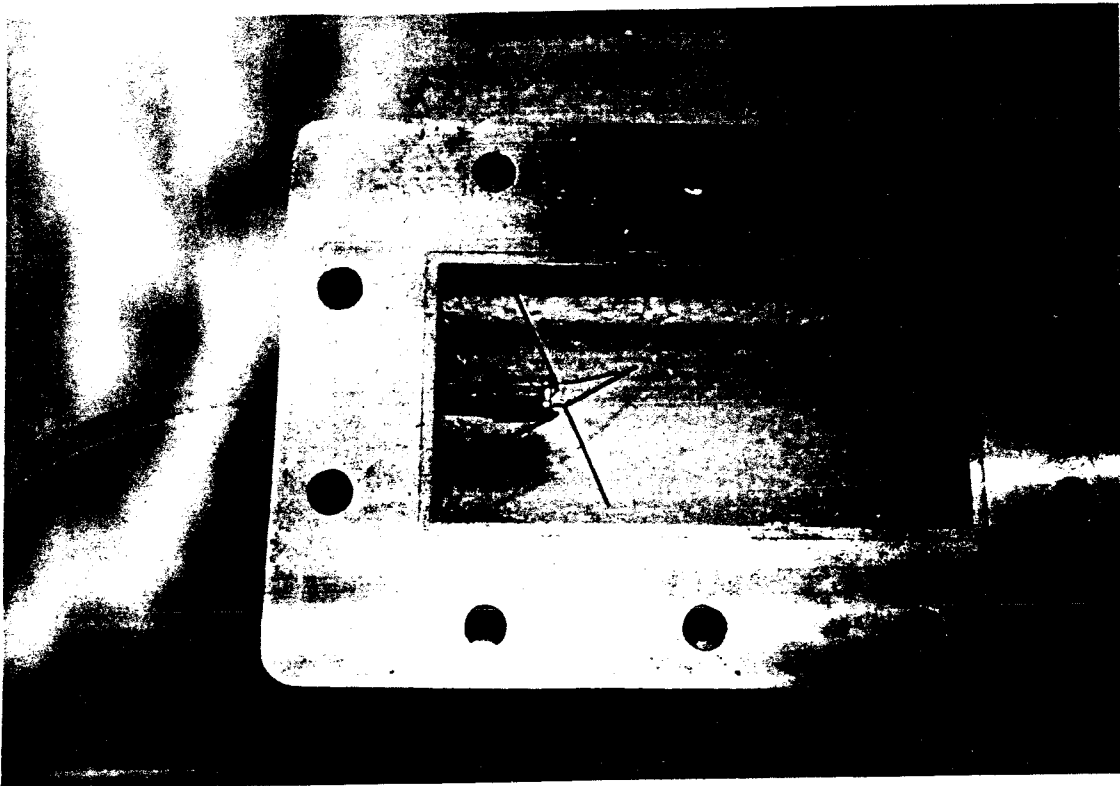


Figure 25 : Photographie du capteur tri-directionnel.

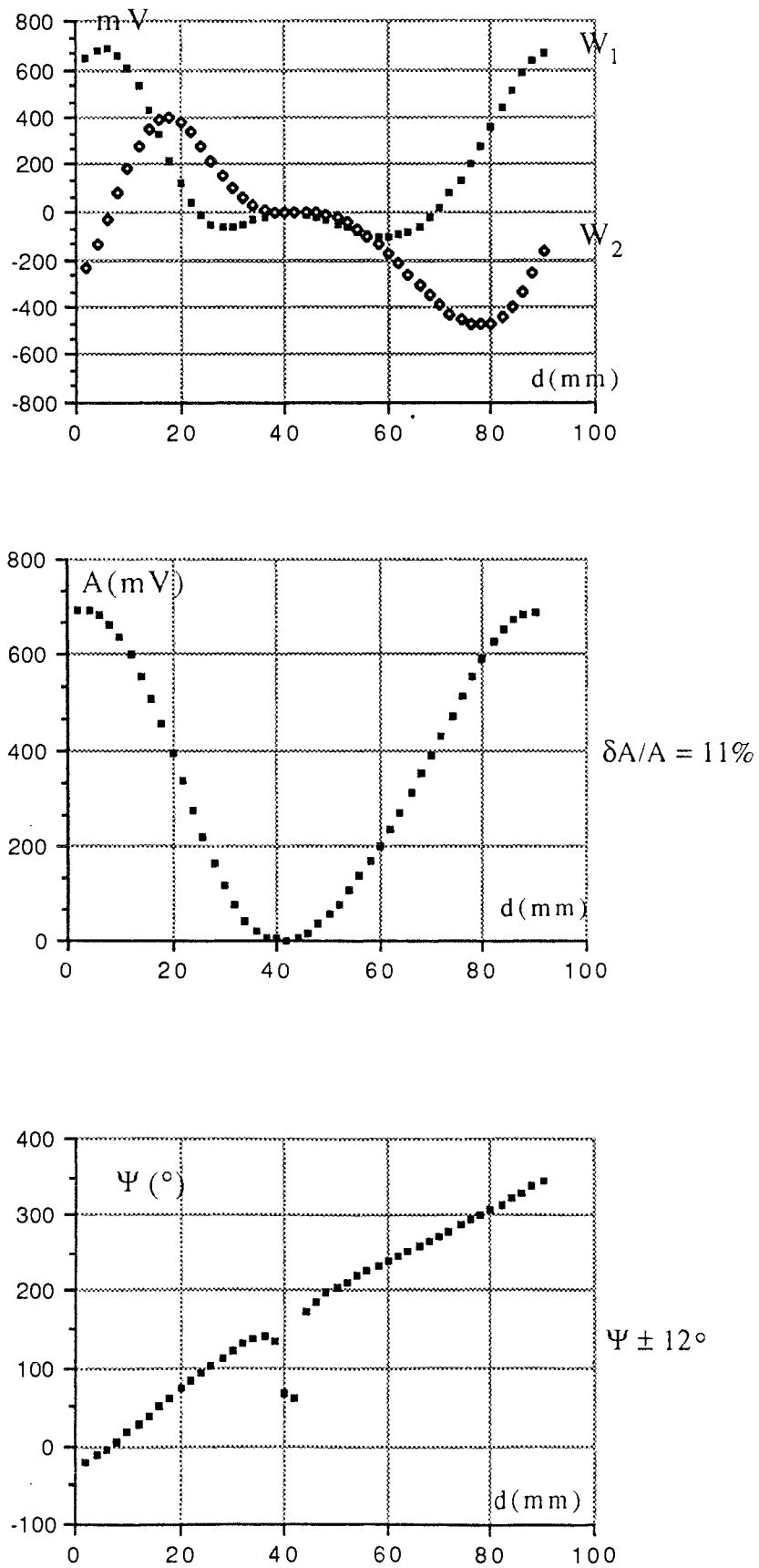
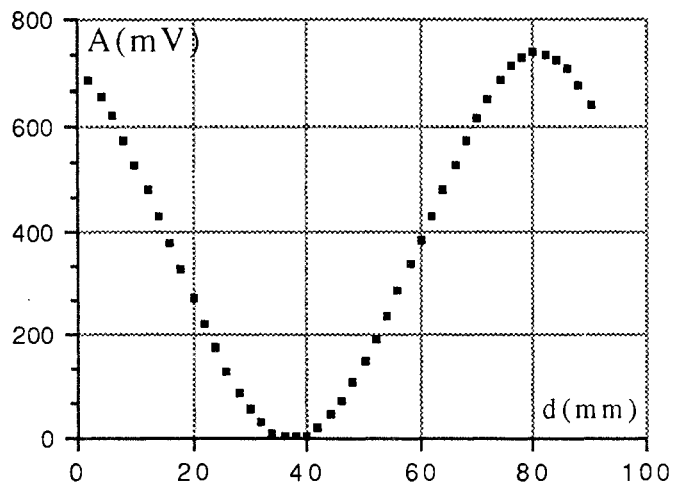
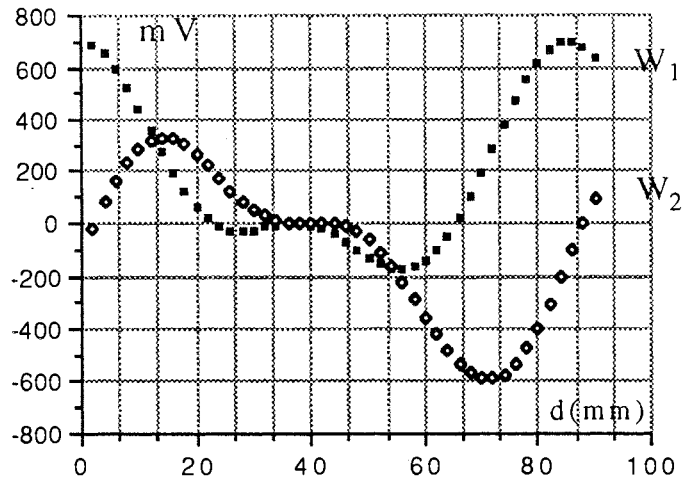


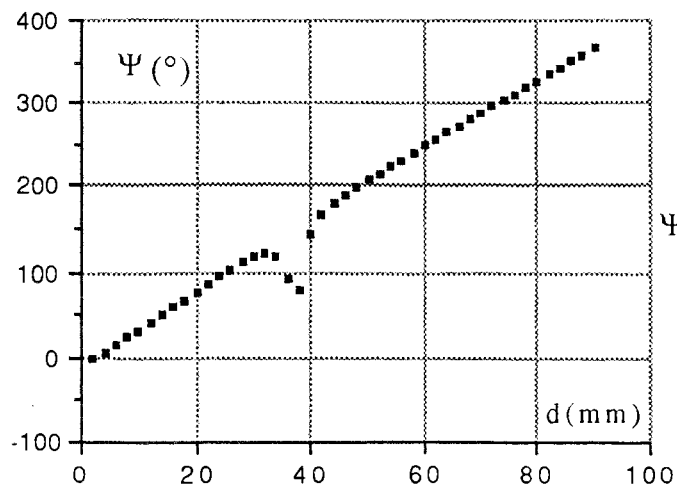
Figure 26 : Caractéristiques du capteur; la sensibilité des amplificateurs synchrones est 0,1 V.



On éclaire alternativement les trois phototransistors. Les résultats sont portés en fonction du déplacement du piston de court-circuit comme précédemment (voir figure 26). On observe que les courbes d'amplitude ne sont pas tout à fait sinusoïdales, et que les phases ne sont pas parfaitement linéaires en fonction du déplacement du piston de court-circuit. Mais en mettant un obstacle cylindrique métallique de diamètre 10 mm et de longueur 43,2 mm dans le plan du capteur, on corrige ces défauts et on observe les résultats donnés figures 27, 28, 29 respectivement lorsque les phototransistors x, y, et z sont éclairés.

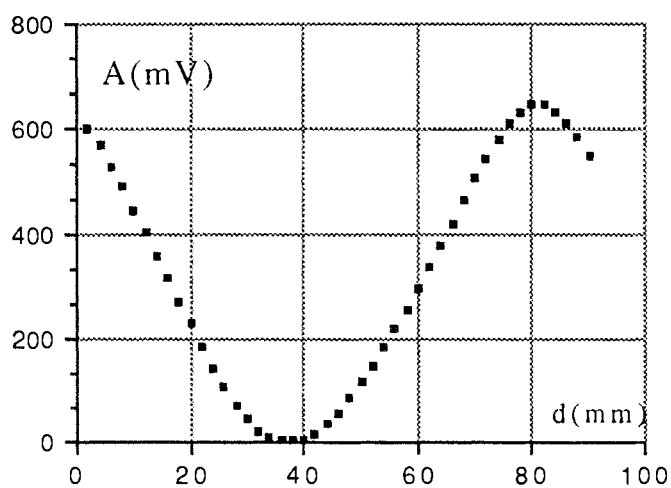
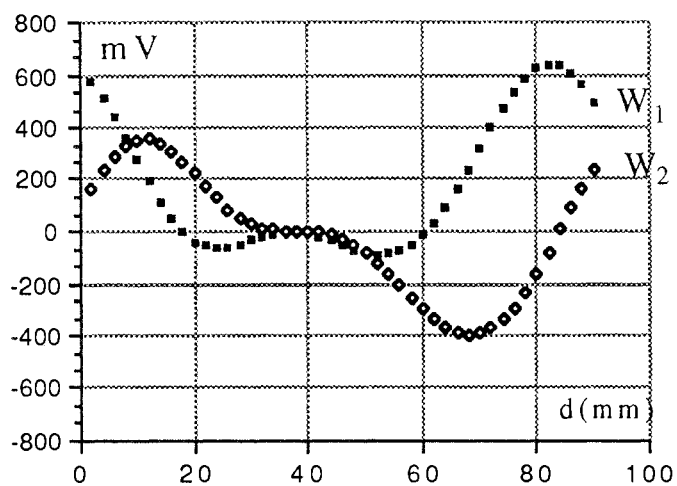


$$\delta A/A = 2.5\%$$

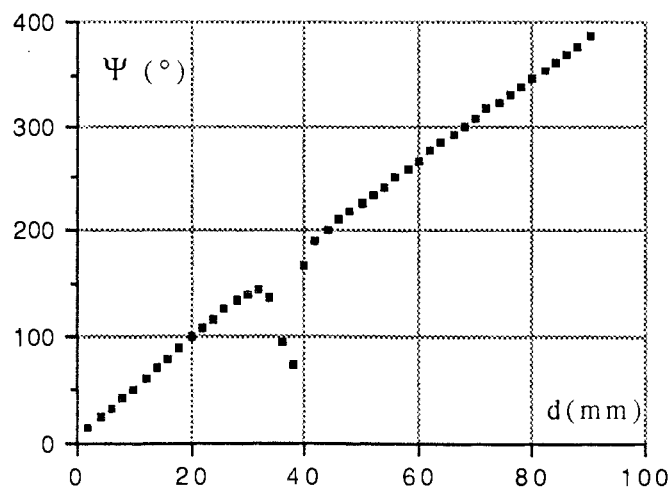


$$\Psi \pm 3^\circ$$

Figure 27 : Caractéristiques du capteur quand le phototransistor  $x$  est éclairé. La sensibilité des amplificateurs est 0,1 V.



$$\delta A/A = 2,5\%$$



$$\Psi \pm 3^\circ$$

Figure 28 : Caractéristiques du capteur quand le phototransistor y est éclairé. La sensibilité des amplificateurs est 0,1 V.

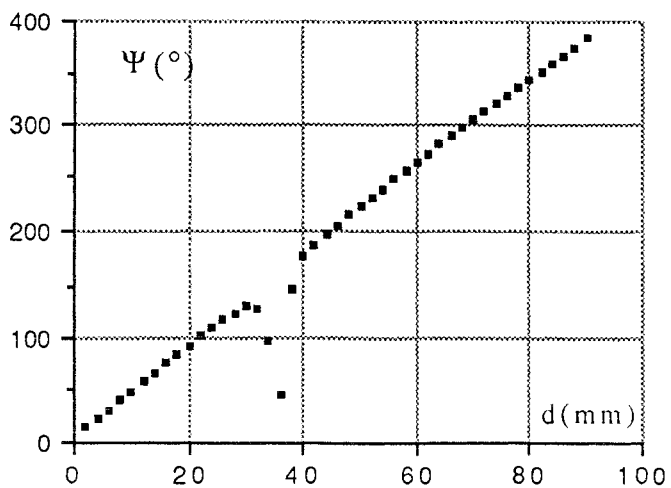
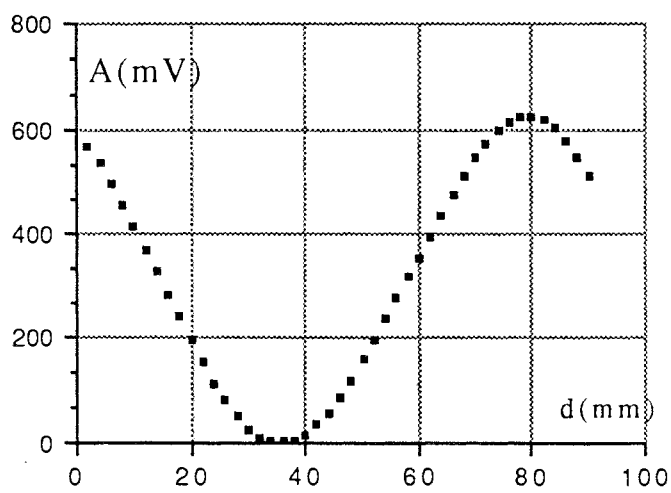
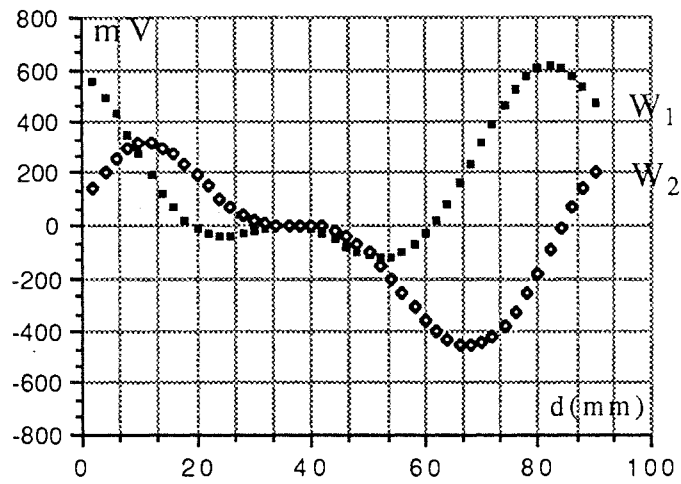


Figure 29 : Caractéristiques du capteur quand le phototransistor  $z$  est éclairé. La sensibilité des amplificateurs est 0,1 V.

Les courbes d'amplitude sont sinusoïdales en fonction du déplacement du piston de court-circuit. Les courbes de la phase sont presque des droites, mais présentent une perturbation au voisinage du champ électrique nul. Parmi les explications qui peuvent être avancées pour expliquer le défaut de la courbe de phase, la plus vraisemblable nous paraît : au voisinage du champ électrique nul, les tensions détectées sont faibles et deviennent de l'ordre de grandeur des signaux que les amplificateurs détecteurs synchrones peuvent détecter correctement. Il est normal que la phase d'un signal nul soit mal définie. Il est à craindre également que lorsque les signaux polaires  $W_1$  et  $W_2$  sont petits, les tensions d'offset des amplificateurs deviennent prépondérantes et que le calcul de la phase conduit systématiquement à  $20^\circ$ . Il faut noter aussi que lorsque le piston de court-circuit est à une distance du capteur telle que le champ électrique vu par le capteur soit faible, on constitue une cavité résonante dont les extrémités sont le capteur lui-même et le piston de court-circuit, et dont le couplage est assuré par le capteur lui-même. Cette situation peut conduire à amplifier un mode de résonance parasite de la cavité.

Notons que l'obstacle qui nous a permis de rendre symétrique les courbes du capteur tri-directionnel, compense séparément les impédances des antennes de la même façon. Ce résultat nous montre que c'est l'impédance totale de l'ensemble des trois antennes des trois phototransistors qui intervient dans la symétrisation des courbes.

Les trois phototransistors du capteur tri-directionnel étant situés dans un même plan, les phases devraient être égales, car l'onde du mode  $TE_{01}$  est polarisée rectilignement. On le vérifie à  $15^\circ$  près. L'écart est sans doute dû au fait que les trois antennes ne sont pas situées exactement dans le même plan, mais décalées de quelques

millimètres l'une de l'autre (  $15^\circ$  de déphasage correspond à un décalage de 3,6 mm).

### *3- Linéarité de l'amplitude des tensions en fonction du champ électrique.*

Lorsque le capteur est fixe et monté devant une charge adaptée, on peut mesurer directement la linéarité du capteur. On augmente progressivement l'intensité du champ électrique vu par le capteur, et on calcule l'amplitude  $A$ , pour chaque valeur de champ électrique. La figure 30 concerne un capteur mono-directionnel. Comme il a été discuté précédemment l'amplitude  $A$  est une fonction linéaire de  $E_i$  ou de  $E_c$ . Si les trois phototransistors du capteur sont alimentés séparément, on peut calculer la valeur de l'amplitude  $A_x$  lorsque le premier phototransistor est seulement allumé, la valeur de l'amplitude  $A_y$  lorsque le second phototransistor est seulement allumé, la valeur de l'amplitude  $A_z$  lorsque le troisième phototransistor est seulement allumé, et vérifier que la valeur totale de l'amplitude  $A_T = \sqrt{A_x^2 + A_y^2 + A_z^2}$  est une fonction linéaire du champ électrique vu par le capteur tri-directionnel situé devant une charge adaptée (R. Arseneau<sup>[25]</sup> et F. Landstorfer<sup>[26]</sup>). On obtient la figure 31. On vérifie également qu'on peut alimenter les trois phototransistors simultanément et que l'amplitude totale est également une fonction linéaire du champ électrique total vu par le capteur ou proportionnelle au champ incident  $E_i$ .

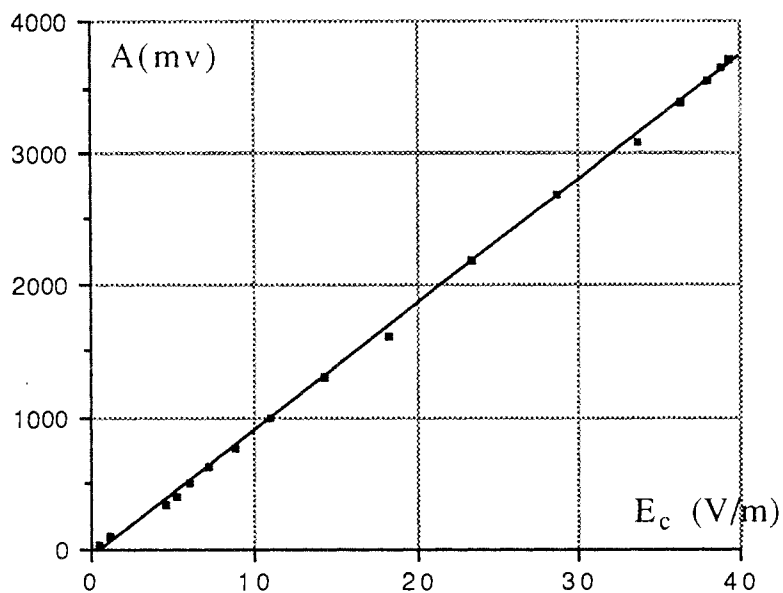


Figure 30 : Linéarité de  $A$  fonction de  $E_c$  pour un capteur mono-directionnel situé devant une charge adaptée,  $E_c = E_i$ .

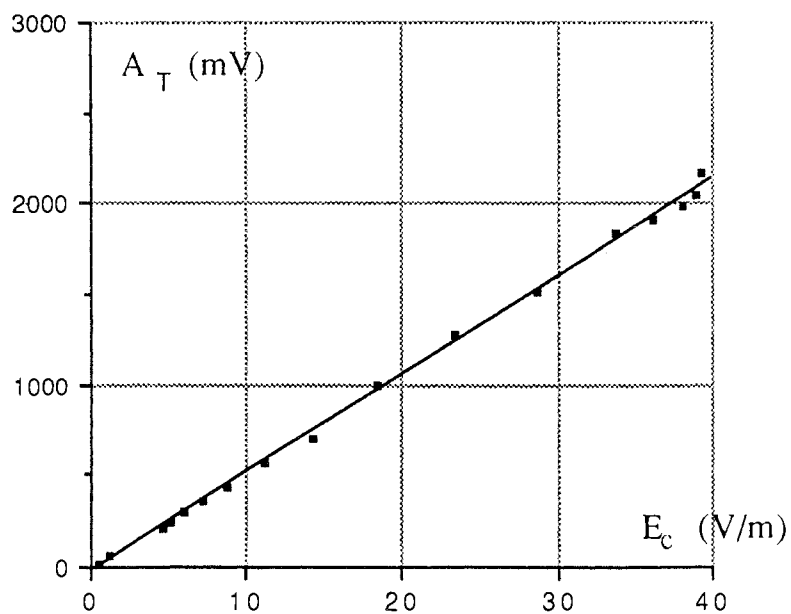


Figure 31 : Linéarité de  $A_T$  fonction du champ électrique  $E_c$  pour le capteur tri-directionnel situé devant une charge adaptée, les trois phototransistors étant alimentés successivement,  $E_c = E_i$ .

## E- EXEMPLES D'APPLICATION DE LA MESURE DU CHAMP ELECTRIQUE.

*1- Cavité résonante.*

On réalise une cavité résonante monomode avec le guide d'onde fendu d'une ligne de mesure, un court-circuit variable placé à l'une des extrémités, et une guillotine constituant une self variable placée à l'autre extrémité. Le capteur est solidaire du chariot de la ligne de mesure et se déplace dans le guide fendu.

Lorsque la cavité résonante est accordée, la courbe d'amplitude du champ électrique est sinusoïdale en fonction du déplacement du capteur dans la cavité résonante (L. G. Bernier<sup>[27]</sup>) comme le montre la figure 32 et la phase est constante à  $4^\circ$  près. On vérifie ainsi qu'en tout point d'une cavité accordée, le champ électrique a la même phase. On note ici encore que la mesure de la phase est imprécise lorsque le champ électrique est faible. Lorsque la cavité est désaccordée, la phase n'est plus constante en fonction du déplacement du capteur (voir figure 33).



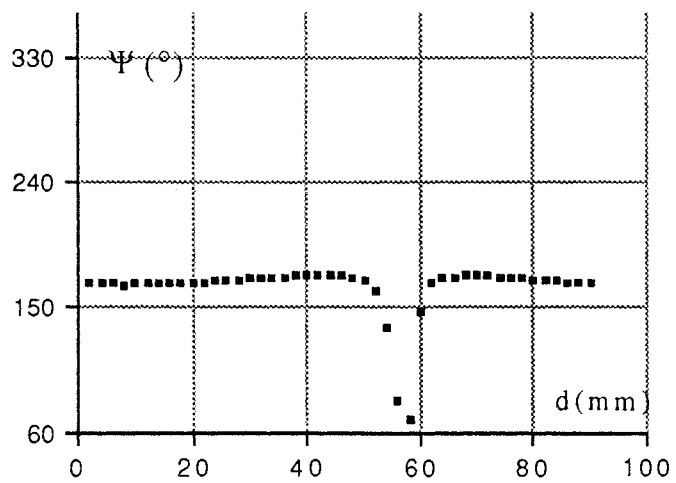
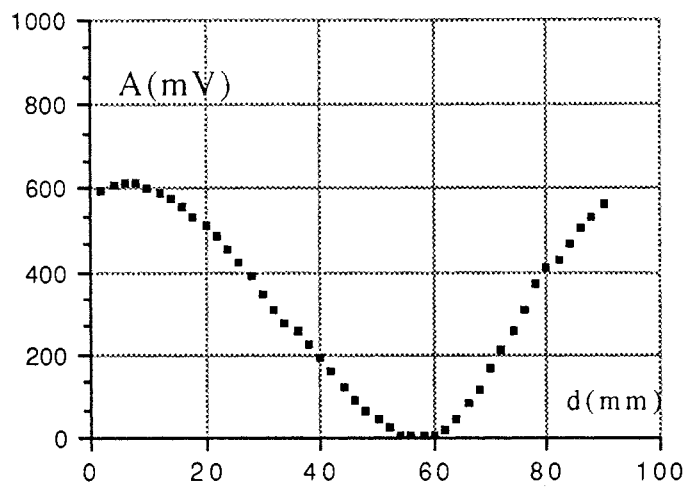


Figure 32 : Amplitude  $A$  et phase  $\Psi$  du champ électrique régnant dans une cavité résonante accordée, en fonction du déplacement du capteur, ( $A$  est ici proportionnelle au carré du champ électrique).

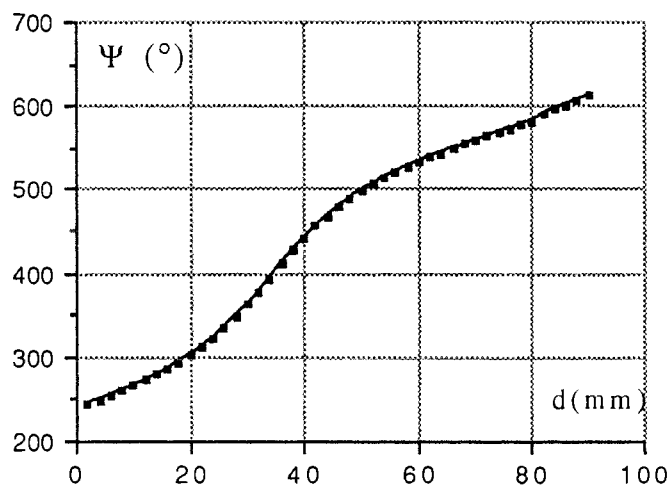
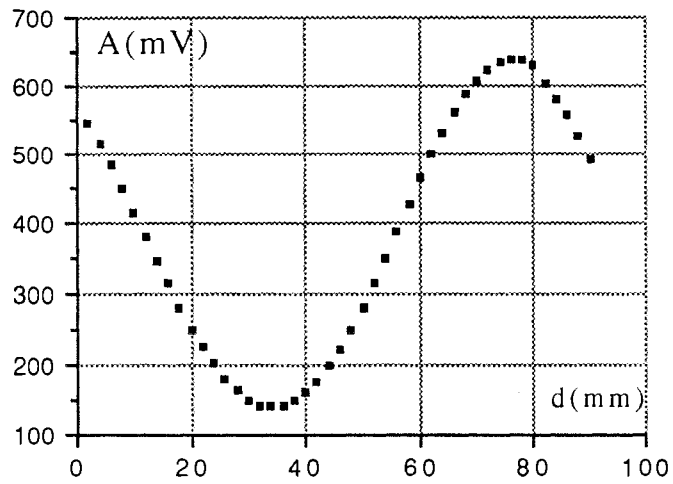


Figure 33 : Amplitude  $A$  et phase  $\Psi$  du champ électrique régnant dans une cavité résonante désaccordée, en fonction du déplacement du capteur, ( $A$  est ici proportionnelle au carré du champ électrique).

## 2- Champ dans une antenne.

Le système de mesure du champ a été utilisé pour visualiser le champ électrique délivré par une antenne dont la structure est exponentielle comme l'indique la figure 34. L'antenne est alimentée par un guide d'onde standard. On mesure le champ électrique à la sortie devant un piston de court-circuit.

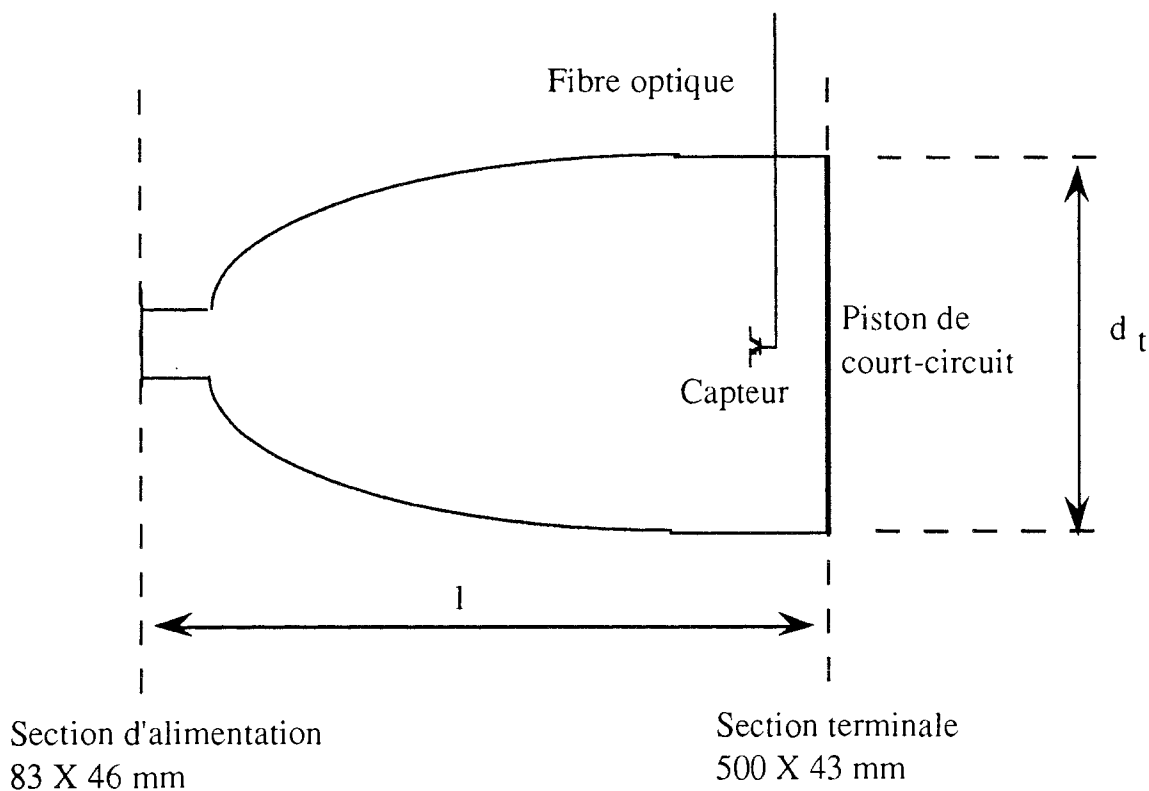


Figure 34 : Schéma de la structure exponentielle.

Le capteur est guidé par un support plastique; il est déplacé devant un piston de court-circuit fermant le guide. Les résultats des mesures dans le cas où la structure est vide, sont donnés figure 35. Dans le cas où l'on met une charge peu absorbante placée contre le piston de court-circuit, on obtient la figure 36. Il est intéressant de noter que les variations de l'amplitude et de la phase du champ électrique sont corrélées : la phase varie d'autant plus que l'amplitude n'est pas constante. Cette propriété des

circuits passifs linéaires est bien connue<sup>[28]</sup>. Les mesures corroborent tout à fait la théorie de cette antenne donnée par N. Berkane<sup>[29]</sup> du laboratoire du professeur J. C. Bolomey.

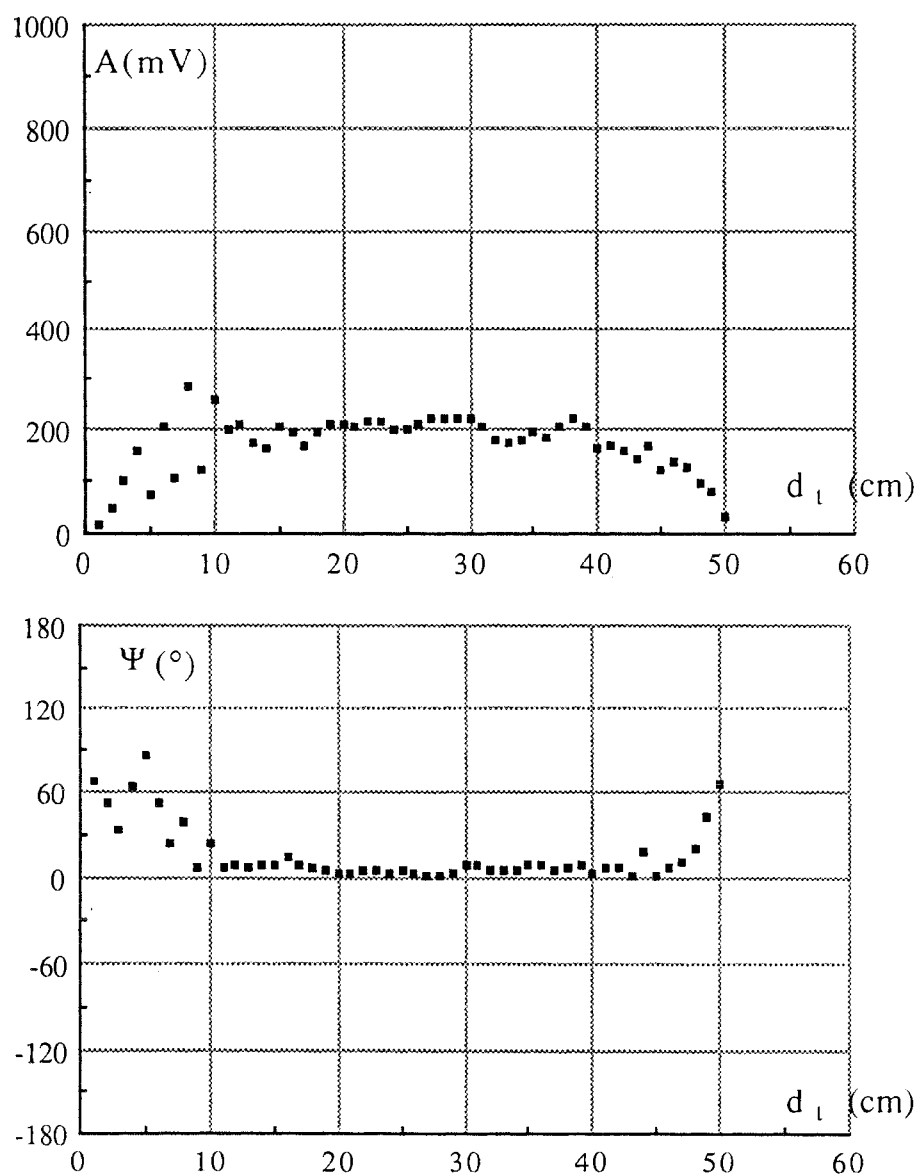


Figure 35 : Amplitude et phase du champ électrique dans le guide vide, ( $A$  est ici proportionnelle au carré du champ électrique).

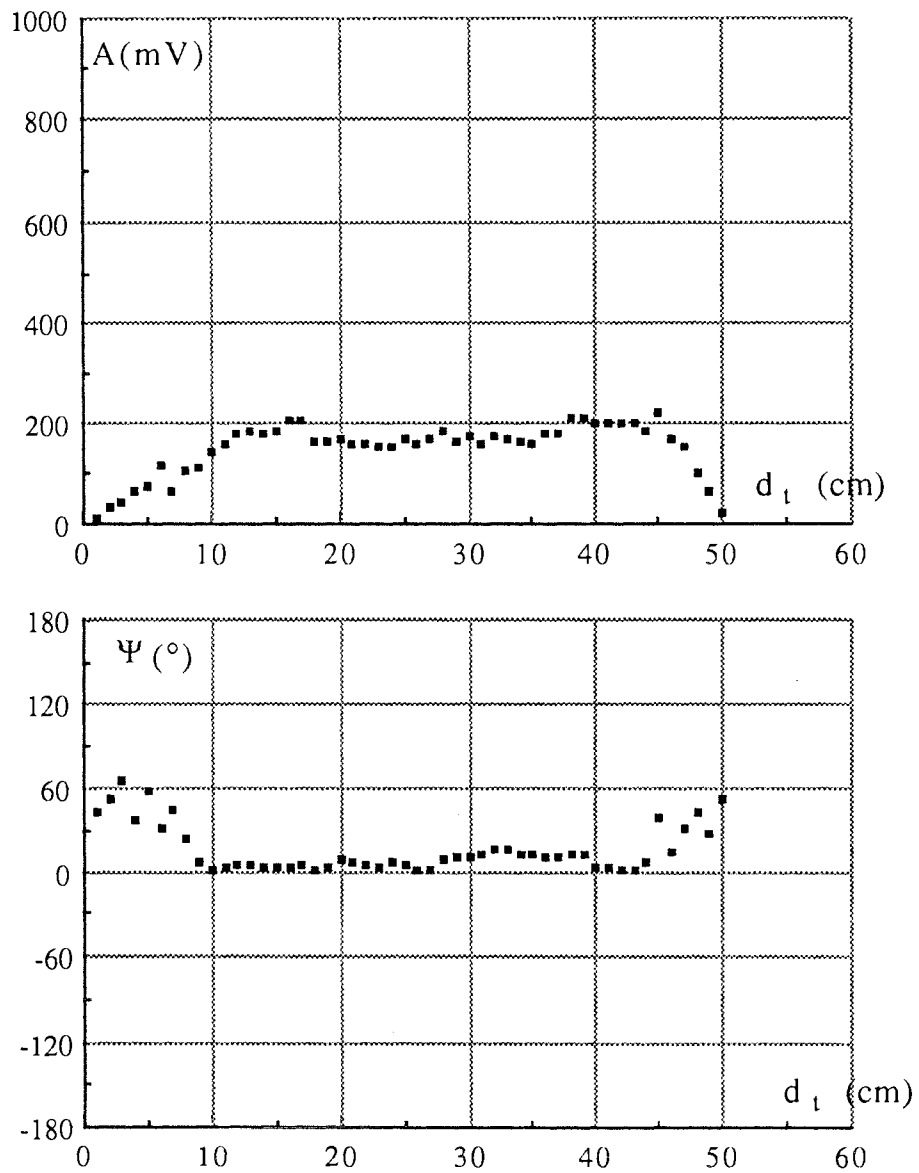


Figure 36 : Amplitude et phase du champ électrique dans le guide contenant un absorbant, ( $A$  est ici proportionnelle au carré du champ électrique).

## F- INFLUENCES DES MODULATIONS EN AMPLITUDE ET EN FREQUENCE DU GENERATEUR.

Le développement du capteur tel qu'il apparaîtra dans la deuxième partie nous conduit à étudier les influences des modulations d'amplitude et de fréquence du générateur sur le fonctionnement du capteur. Pour ce faire, nous avons réalisé le montage ci-dessous et modulé le générateur HP 8350A avec un générateur basse fréquence Wavetek :

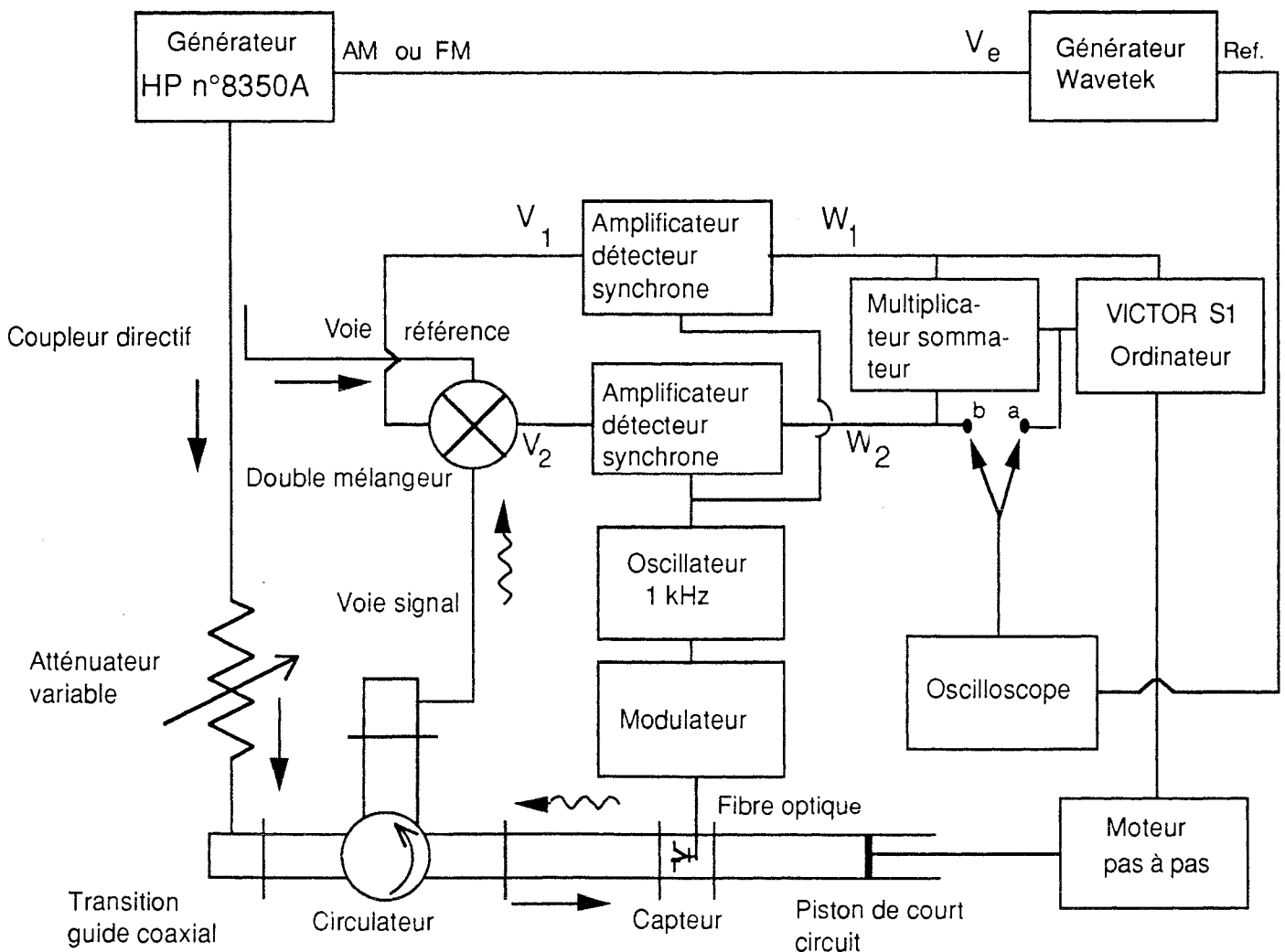


Figure 37 : Montage expérimental de la mesure des influences de la modulation du générateur.

Un multiplicateur-sommateur analogique permettant d'obtenir l'amplitude du champ électrique directement a été réalisé. Son schéma est donné en annexe. Pour les essais qui suivent, les sorties des amplificateurs détecteurs synchrones et du circuit sommateur sont observées sur les voies Y d'un oscilloscope multi-voies en synchronisme avec une référence venant du générateur Wavetek et appliquée sur la base de temps de l'oscilloscope.

### *1- Influence de la modulation en amplitude.*

Le générateur HP 8350A est modulé en amplitude, en appliquant sur la borne "AM" prévue, le signal d'amplitude  $V_e$  fourni par le générateur Wavetek basse fréquence. On fixe la constante de temps des amplificateurs détecteurs synchrones à 0,1 seconde.

Pour un champ électrique de 14 V/m dans le guide, on observe à l'oscilloscope une tension sinusoïdale proportionnelle au champ électrique régnant dans le guide, lorsque la fréquence de modulation  $f_m$  du générateur Wavetek est inférieure à 100 Hz, ce qui correspond à la fréquence de coupure de la constante de temps. La constante de temps des détecteurs synchrones est suffisamment faible pour que l'on puisse observer les variations du champ électrique dont la fréquence est inférieure à la constante de temps.

Par contre quand  $f_m$  est supérieure à 100 Hz, le système de détection élimine le signal modulé, et il apparaît une tension continue qui dépend de la position du piston de court-circuit. Mais on observe un phénomène de battement lorsque la fréquence de modulation s'approche d'un sous-harmonique de la fréquence 1 kHz ( $nf_m = 1 \text{ kHz}$ ).

En conclusion, le capteur de champ électrique est insensible à la modulation d'amplitude du générateur si la fréquence de modulation est largement supérieure à la fréquence limite définie par la constante de temps des détecteurs synchrones, et si elle est différente de l'un des sous-harmoniques de la fréquence de modulation du capteur.

## *2- Influence de la modulation en fréquence.*

Pour les deux montages tests décrits figure 1, la phase  $\Psi$  du champ électrique vu par le capteur (et que le dispositif mesure) est définie par le chemin parcouru par une onde de fréquence 2450 MHz dans un guide d'onde. Ce chemin est en fait la différence des chemins parcourus par l'onde incidente, puis réfléchi par le capteur et parvenant au double mélangeur, et le chemin direct entre le générateur et la voie référence du double mélangeur. Il est évident que si la fréquence du générateur varie, la définition même de la phase du champ électrique change en conséquence. Pour qu'elle conserve un sens sur une bande de fréquence aussi large que possible, il est souhaitable que ces chemins optiques soient aussi voisins que possible ou différent de moins d'une longueur d'onde à 2450 MHz par exemple.

En conséquence il y a lieu d'ajuster la longueur du câble qui relie le générateur à la voie référence du double mélangeur, pour que l'information de la phase varie peu lorsque la fréquence du générateur change de 2400 à 2500 MHz. Cette longueur de câble est 2 m. Partant de ce réglage on peut étudier l'influence intrinsèque de la modulation en fréquence du générateur, lorsque le générateur HP 8350A est modulé en "FM" par le générateur Wavetek à une fréquence de modulation  $f_m$ , sachant que lorsque la tension  $V_m$  délivrée par le générateur Wavetek



est 1 Volt, l'excursion de fréquence convertie par le générateur HP 8350A est 4 MHz.

Nous étudions la réponse du capteur d'abord lorsqu'il est placé devant un piston de court-circuit et lorsqu'il est ensuite situé devant une charge adaptée.

*a- Etude de la réponse du capteur placé devant un piston de court-circuit.*

On choisit d'appliquer une tension de modulation sinusoïdale à la fréquence  $f_m$  (par exemple 200 Hz) et d'amplitude 5 Volts, ce qui correspond à une excursion en fréquence de 20 MHz autour de 2450 MHz pour l'onde microonde. La longueur de câble  $L_c$  entre le coupleur directif et la voie référence du mélangeur est 20 cm. La constante de temps des amplificateurs détecteurs synchrones est 1 seconde.

On observe des fluctuations de fréquence imposées au générateur HP 8350A, par la modulation en fréquence. Cette fluctuation se retrouve dans l'amplitude du signal observée à la sortie des amplificateurs détecteurs synchrones, et elle se retrouve également à la sortie du multiplicateur-sommeur lorsque  $f_m$  est inférieure à  $f_c$  et lorsque  $f_m$  est un sous-harmonique de la fréquence 1kHz. Ces fluctuations s'estompent lorsqu'on augmente la longueur de câble  $L_c$ .

*b- Etude de la réponse du capteur placé devant une charge adaptée.*

La réponse du capteur est analysée dans ce qui suit en appliquant au générateur une modulation de fréquence en dent de scie, et en plaçant le capteur devant une charge adaptée.

On crée une excursion de fréquence de 10 MHz autour de 2450 MHz en appliquant une tension en dent de scie symétrique d'amplitude 2,5 Volt. On fait varier la fréquence de modulation  $f_m$  de 1 Hz à 1 kHz. La longueur de câble  $L_c$  est 20 cm à l'origine. Lorsque la constante de temps des amplificateurs détecteurs synchrones est 0,01 seconde ( $= \tau$ ), on observe un signal fluctuant quelque soit la fréquence de modulation  $f_m$ , et quelle que soit la puissance de l'onde incidente qui parvient au capteur. Par contre quand  $\tau = 1$  seconde les fluctuations du signal à l'oscilloscope sont faibles. Elles sont plus faibles que celles qu'on observe directement sur les galvanomètres des amplificateurs détecteurs synchrones. On a pu vérifier qu'on mesure bien l'amplitude du champ électrique. En effet l'amplitude de la tension vue à l'oscilloscope augmente et diminue proportionnellement au champ électrique incident qui parvient au capteur. Le rapport entre le signal et les fluctuations est excellent, lorsqu'on augmente la longueur du câble  $L_c$  (de 20 cm à 2 m).

En conclusion on peut dire, qu'on peut mesurer le champ électrique avec un système de modulation et de détection à 1 kHz, à condition que la fréquence de modulation soit différente d'un sous-harmonique du 1 kHz. La constante de temps des amplificateurs détecteurs synchrones est un facteur important par rapport à  $f_m$ . Le système de mesure est d'autant mieux équilibré que le chemin parcouru par l'onde directe de référence (coupleur - voie référence du mélangeur)

est égal au chemin parcouru par le champ électrique vu par le capteur et qui parvient à la voie signal du double mélangeur équilibré.

#### G- MESURE DE L'ADMITTANCE DU CAPTEUR.

Nous présentons dans ce paragraphe une méthode de mesure de l'admittance  $y$  du capteur, qui utilise la formule des perturbations<sup>[30]</sup>.

On place l'obstacle dans une cavité résonante dont la fréquence est  $f_0$  et dont le facteur de surtension est  $Q_0$ . La cavité est un guide d'onde rectangulaire. La fréquence et le facteur de surtension deviennent  $f$  et  $Q$  respectivement lorsque l'obstacle est dans la cavité.

$$\frac{f - f_0}{f_0} - j \frac{1}{2} \left[ \frac{1}{Q} - \frac{1}{Q_0} \right] = ky \quad (1)$$

La partie réelle de l'admittance est ainsi proportionnelle à l'écart de fréquence de résonance, et la partie imaginaire de l'admittance est proportionnelle à l'écart de l'inverse du facteur de surtension. Le coefficient de proportionnalité est le même pour les deux relations.

Ce coefficient de proportionnalité doit être évalué en fonction du mode de résonance considéré, et de l'endroit où on place l'obstacle dans la cavité.

Pour faire ce calcul, considérons une cavité vide rectangulaire de longueur  $L$  résonant à la fréquence  $f_0$  dans le mode  $TE_{013}$ .

$$L = \frac{3\lambda_{g0}}{2} \quad (2)$$

avec 
$$\frac{1}{\lambda_{g0}} = \frac{f_0^2}{c^2} - \frac{1}{4a^2} \quad (3)$$

$\lambda_{g_0}$  étant la longueur d'onde dans le guide vide ;  $c$  étant la vitesse de propagation ;  $a$  étant le grand coté du guide.

Lorsqu'on place l'obstacle au centre de la cavité selon la figure 38,

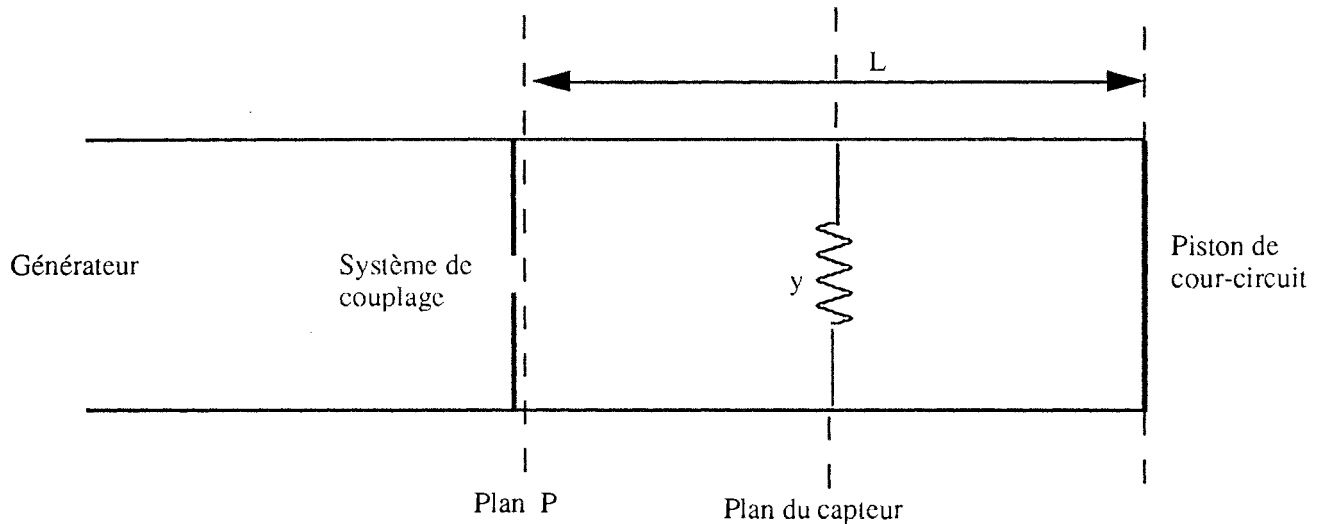


Figure 38 : Schéma équivalent de la cavité résonante.

l'admittance réduite  $y_e$  du circuit évaluée dans un plan P relativement proche en arrière du système de couplage est :

$$y_e = \frac{y(1 - \operatorname{tg}(\pi L/\lambda_g)) + j\operatorname{tg}(\pi L/\lambda_g)}{j\frac{2\operatorname{tg}(\pi L/\lambda_g)}{y} - \operatorname{tg}^2(\pi L/\lambda_g)} \quad (4)$$

avec  $\lambda_g$  la longueur d'onde dans le guide.

La condition de résonance est :  $\operatorname{Im}\left(\frac{1}{y_e}\right) = 0$ .

Dans le cas particulier où l'obstacle est sans perte, elle devient :

$$L = \frac{\lambda_g}{\pi} \operatorname{Arctg}\left(\frac{2}{y}\right) + \frac{3\lambda_g}{2} \quad (5)$$

avec

$$\frac{1}{\lambda_g^2} = \frac{f^2}{c^2} - \frac{1}{4a^2} \quad (6)$$

Pour obtenir  $k$ , il suffit de soustraire terme à terme les relations 2 et 5 et de supposer que  $f$  est peu différent de  $f_0$  (ce qui est une condition nécessaire d'application de la formule des perturbations) pour pouvoir différencier les relations 3 et 6, ce qui conduit à

$$k = \frac{-j\lambda_{g_0}^2}{2\pi L\lambda_g}$$

Dans le cas du capteur photoélectrique on a trouvé :

$f_0 = 2451,59$  MHz ,  $Q_0 = 7911$  et  $f = 2441,44$  MHz ,  $Q = 2774$  ce qui conduit à  $y = 0,00135 - j 0,0479$ .

Il apparait ainsi que le capteur photoélectrique modifie très faiblement le champ électromagnétique lorsqu'il est placé dans un applicateur. Cette modification peut être évaluée en considérant cette fois ci la matrice de transfert des ondes pour un obstacle localisé dans un plan. Elle est :

$$\begin{bmatrix} \frac{-y}{2+y} & \frac{2}{2+y} \\ \frac{2}{2+y} & \frac{-y}{2+y} \end{bmatrix}$$

et on peut mesurer la diffraction totale de cet obstacle par :

$$\left| \frac{-y}{2+y} \right|^2 + \left| 1 - \frac{2}{2+y} \right|^2 = 3 \cdot 10^{-3}$$

La perturbation du capteur est de l'ordre de  $10^{-3}$ ; il est non interférant.

## H- JUSTIFICATION THEORIQUE DE LA FORMULE DE LA DIFFUSION MODULEE.

Le développement de la méthode de mesure du champ électromagnétique dans les applicateurs nous a obligé à distinguer les manipulations d'étalonnage qui ont été faites en faisant varier le champ électromagnétique de l'onde alimentant l'applicateur, que l'on mesure avant le circulateur, et faire varier séparément le champ reçu par le capteur en déplaçant celui ci devant un piston de court-circuit.

Il a été montré que le modulateur est un réflecteur linéaire dont le coefficient de réflexion complexe est  $\rho_1$  quand le phototransistor est allumé. De même c'est un réflecteur dont le coefficient de réflexion complexe est  $\rho_2$  lorsque le phototransistor ne reçoit pas de la lumière. Si la position du capteur est fixe, les ondes réfléchies complexes en amplitude et en phase sont  $E_c$  ( $\rho_1 - \rho_2$ ), et  $E_c$  est proportionnelle à  $E_i$ . Il s'en suit que l'onde complexe est proportionnelle soit à  $E_c$  soit à  $E_i$ .

Pour calculer l'amplitude complexe de l'onde diffusée lorsque l'on déplace le capteur, il faut calculer le coefficient de réflexion complexe du modulateur dans un plan fixe lorsque  $E_c$  varie.

Soit  $E_i$  l'amplitude (mesurée en P) du champ électrique d'une onde  $TE_{01}$  alimentant un dipôle dont  $\rho$  est le coefficient complexe de réflexion, (comme l'indique la figure 39). Le champ électrique en un point M à une distance d en avant du dipôle est :

$$E_c = E_i \left( \exp j \frac{2\pi(L - d)}{\lambda_g} \right) \left( 1 + \rho \exp -j \frac{4\pi d}{\lambda_g} \right)$$

Si en M on place un obstacle d'admittance  $y$ , le coefficient de réflexion du dipôle et de l'obstacle (mesuré en P) vaut :

$$\bar{\rho} = \frac{2\rho \exp(-j\frac{4\pi d}{\lambda_g}) - y(1 + \rho \exp(-j\frac{4\pi d}{\lambda_g}))}{2 + y(1 + \rho \exp(-j\frac{4\pi d}{\lambda_g}))} \exp(-j\frac{4\pi(L-d)}{\lambda_g})$$

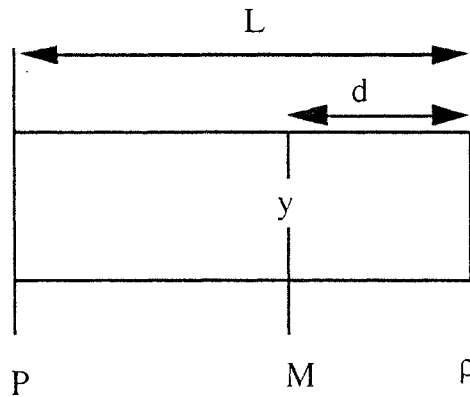


Figure 39 : Schéma équivalent du guide.

Lorsque l'admittance de cet obstacle (le phototransistor est peu interférant) est petite, et varie de  $\Delta y (= y_1 - y_2)$ , le coefficient de réflexion varie :

$$\Delta \bar{\rho} = \left( \exp(-j\frac{4\pi(L-d)}{\lambda_g}) \right) (1 + \rho \exp(-j\frac{4\pi d}{\lambda_g}))^2 \frac{1}{2} \Delta y$$

Ce qui donne naissance à une onde réfléchie, mesurée en P, dont les variations complexes sont :

$$\Delta E_r = E_i \Delta \bar{\rho} = \frac{E_i}{2} \left( \exp(-j\frac{4\pi(L-d)}{\lambda_g}) \right) (1 + \rho \exp(-j\frac{4\pi d}{\lambda_g}))^2 \Delta y$$

Les variations du champ électrique de l'onde réfléchie sont ainsi proportionnelles au carré du champ électrique évalué au point M.

$$\Delta E_r = \frac{E_c^2}{E_i} \frac{\Delta y}{2}$$

Elles seront mesurées par l'ensemble mélangeur et électronique.

## **PARTIE - II**

# **MESURES INDUSTRIELLES DES CHAMPS ELECTROMAGNETIQUES.**



## A- INTRODUCTION.

Bien que le système de mesure des champs électromagnétiques soit peut sensible aux modulations en amplitude et en fréquence du générateur, le système ne fonctionne pas avec un générateur pulsé, c'est à dire dont l'émission est périodiquement interrompue<sup>[31]</sup>. Ce non fonctionnement vient de ce que l'onde de référence qui parvient au double mélangeur est interrompue et qu'il s'en suit que les signaux IF sont alors modulés en tout ou rien à la fréquence de modulation du générateur. La détection synchrone à 1 kHz qui suit ne peut plus restituer la phase microonde qui a été perdue d'une impulsion à l'autre.

Pour contourner cette difficulté nous avons imaginé d'éclairer et d'éteindre le phototransistor alternativement et successivement pendant une impulsion sur deux.

Considérons, figure 1, la courbe 1a. Elle représente l'émission du générateur en fonction du temps. La courbe 1b qui définit les périodes On et Off pendant lesquelles le phototransistor conduit et ne conduit pas, représente la modulation de l'antenne. L'onde microonde réfléchi par le capteur est une onde pulsée comme celle émise par le générateur. L'amplitude des impulsions est cependant différente, une impulsion sur deux selon que le capteur est éteint ou éclairé. De même la phase microonde de l'onde réfléchi, mesurée par rapport à l'onde émise, varie selon que le capteur est éteint ou éclairé. Mais cette phase est liée à la différence des chemins parcourus par les ondes dans le montage microonde.

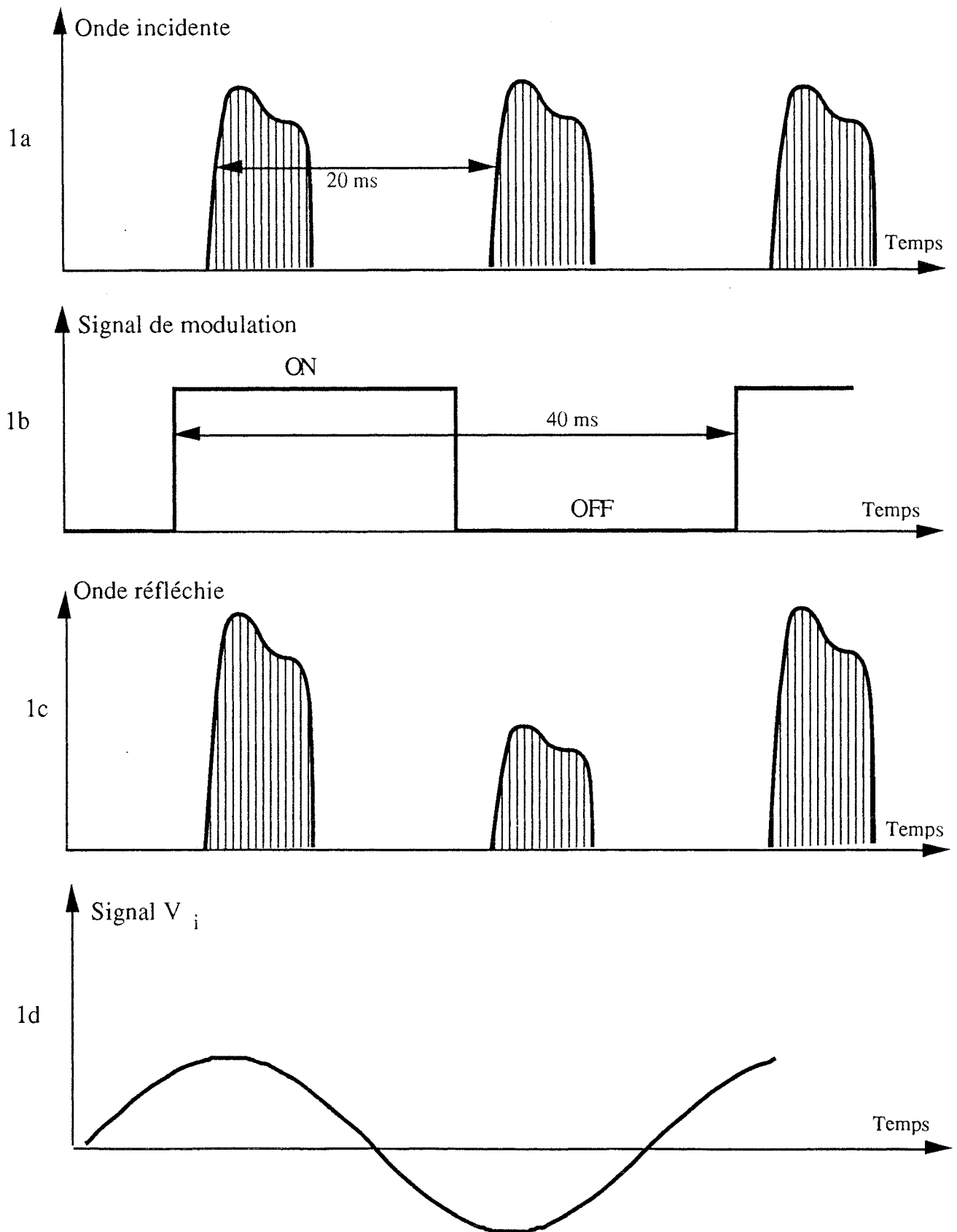


Figure 1 : Onde incidente et onde réfléchie en fonction du temps.

Si on peut mesurer les signaux par le double mélangeur en alimentant la voie LO par l'onde incidente (courbe 1a) et la voie RF par le signal 1c, les signaux obtenus sur les deux sorties IF pendant les instants d'émission du générateur seront  $E_c^2/E_i \cos 2\Psi$  et  $E_c^2/E_i \sin 2\Psi$ , et la phase  $\Psi$  ne dépendra pas du capteur ni du double mélangeur traitant l'information recueillie. Il suffit donc d'utiliser deux amplificateurs détecteurs synchrones à 25 Hz pour effectuer la différence terme à terme et obtenir des signaux  $W_i$  dont les amplitudes traduiront la phase  $\Psi$  cherchée et l'amplitude du champ électrique vu par le capteur.

On aboutit ainsi au montage expérimental donné figure 2.

## B- MONTAGE EXPERIMENTAL.

## 1- Description du montage.

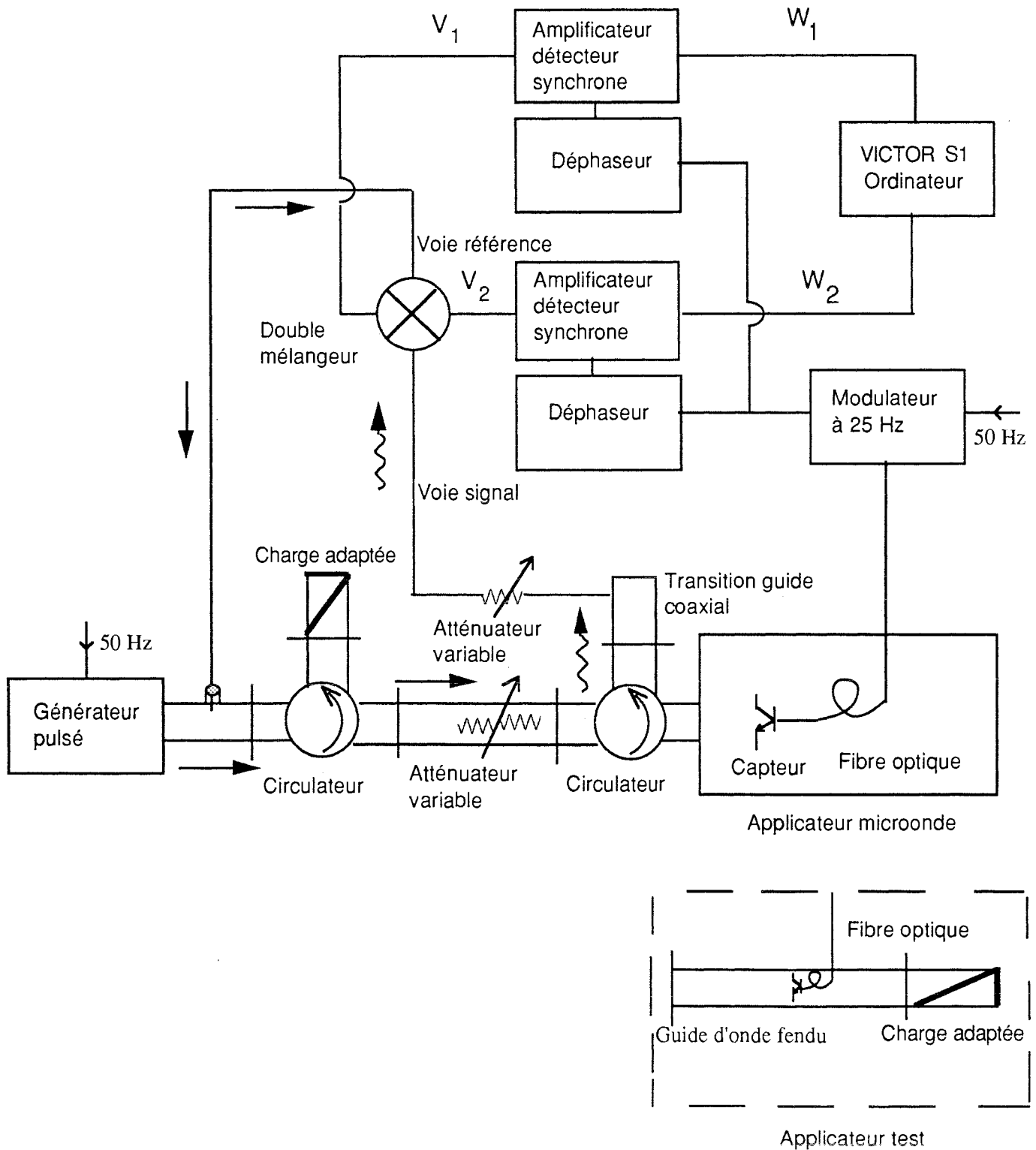


Figure 2 : Montage expérimental du dispositif.

Le montage est essentiellement le même que celui du détecteur décrit dans la partie I. On retrouve, le coupleur directif, l'atténuateur variable, la transition guide coaxial, le circulateur, le double mélangeur équilibré, le circuit modulateur, l'applicateur et l'ordinateur. Le signal de modulation à 25 Hz est obtenu par une bascule divisant par deux la fréquence du secteur. Il alimente les circuits de référence des deux amplificateurs détecteurs synchrones et le circuit modulateur. Le générateur fonctionne en régime pulsé et délivre 1 kW à la fréquence de 2450 MHz. L'onde directe de référence du double mélangeur est obtenue en plongeant une sonde électrique dans le guide d'onde. La branche principale est constituée de deux circulateurs entre lesquels on place un atténuateur variable. Un autre atténuateur variable est placé entre la transition guide-coaxial et la voie signal du double mélangeur équilibré. Ces deux atténuateurs permettent d'évaluer les caractéristiques du système en faisant varier l'amplitude du champ électrique vu par le capteur tout en maintenant constant celle de l'onde réfléchie qui parvient à la voie signal du double mélangeur. L'amplificateur détecteur synchrone à 25 Hz est précédé de deux filtres dont les caractéristiques sont détaillées dans le paragraphe suivant.

## *2- Fonctionnement.*

Reprenons les explications déjà données dans l'introduction. L'amplitude de l'onde émise par le générateur pulsé est représentée par la figure 1a. La période de pulsation est 20 ms. Le signal de modulation qui éclaire ou éteint le phototransistor a une périodicité de 40 ms (figure 1b). Ce signal de modulation est synchrone avec l'onde incidente.

L'onde réfléchiée par le capteur dépend de la modulation du phototransistor (figure 1c).

Comme il a été déjà expliqué, si le phototransistor était en permanence allumé, et si le générateur émettait continuellement, les signaux délivrés par le double mélangeur seraient :

$$V_1' = K' (E_c^2/E_i) \cos 2\Psi'$$

$$V_2' = K' (E_c^2/E_i) \sin 2\Psi'$$

Le coefficient  $K'$  serait proportionnel au taux de modulation du capteur et  $\Psi'$  serait la phase du champ électrique vu par le capteur.

Si le phototransistor était en permanence éteint, et si le générateur émettait continuellement, les signaux délivrés par le double mélangeur seraient :

$$V_1'' = K'' (E_c^2/E_i) \cos 2\Psi''$$

$$V_2'' = K'' (E_c^2/E_i) \sin 2\Psi''$$

Le coefficient  $K''$  serait encore proportionnel au taux de modulation du capteur et  $\Psi''$  serait la phase du champ électrique vu par le capteur.

Les phases  $\Psi'$  et  $\Psi''$  ne dépendent pas de l'éclairement du phototransistor mais dépendent seulement du chemin parcouru par l'onde microonde émise par le générateur et parvenant à la voie signal du double mélangeur via le capteur. C'est la phase du champ électrique définie précédemment.

$$\Psi' = \Psi''$$

La modulation à 25 Hz ne modifie pas ces résultats, les deux amplificateurs détecteurs synchrones effectuent les différences des signaux  $V_i$  (voir figure 1d) terme à terme :

$$V_1 = K (E_c^2/E_i) \cos 2\Psi$$

$$V_2 = K (E_c^2/E_i) \sin 2\Psi$$

La chaîne d'amplification (figure 3) comprend :

- Un filtre actif passant, sélectif de type Tchebyschef du troisième ordre dont le schéma est donné figure 4. Le circuit amplifie la composante à 25 Hz d'un facteur 1000.
- Un filtre passif, double T réjecteur du 50 Hz. Son schéma est donné figure 5. Ce filtre atténue la composante à 50 Hz d'un facteur 250.
- Un amplificateur détecteur synchrone à 25 Hz, dont les circuits déphaseurs permettent de compenser les écarts de phase dus aux circuits électroniques.

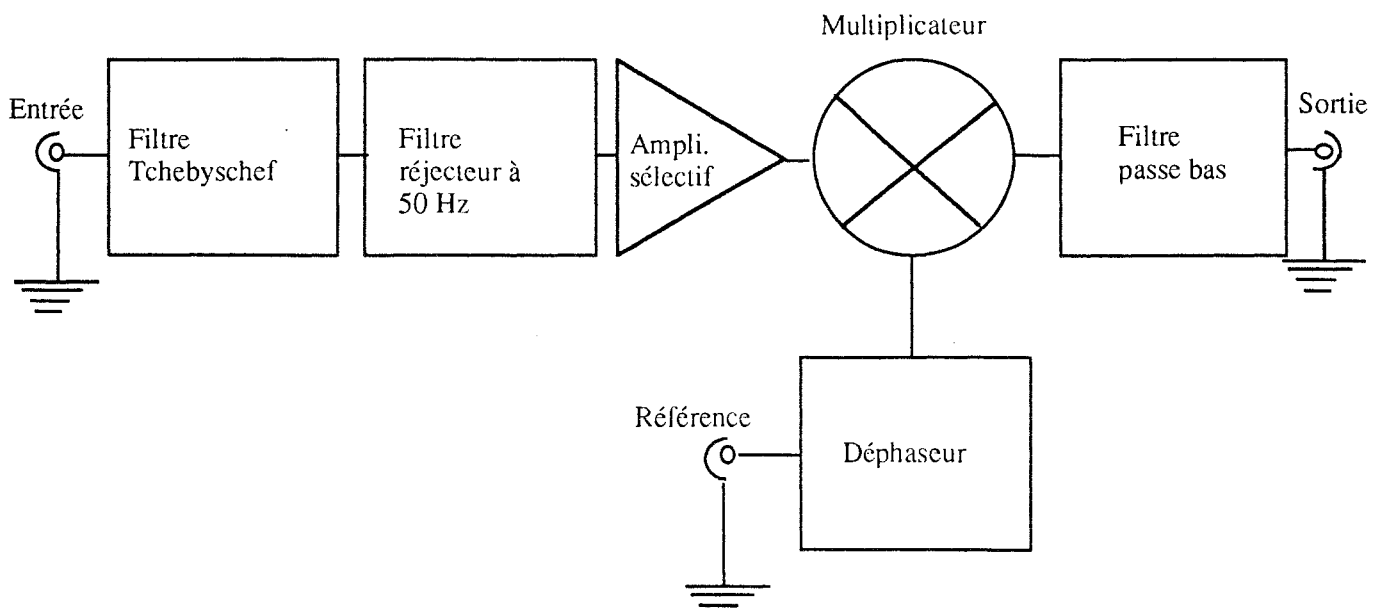
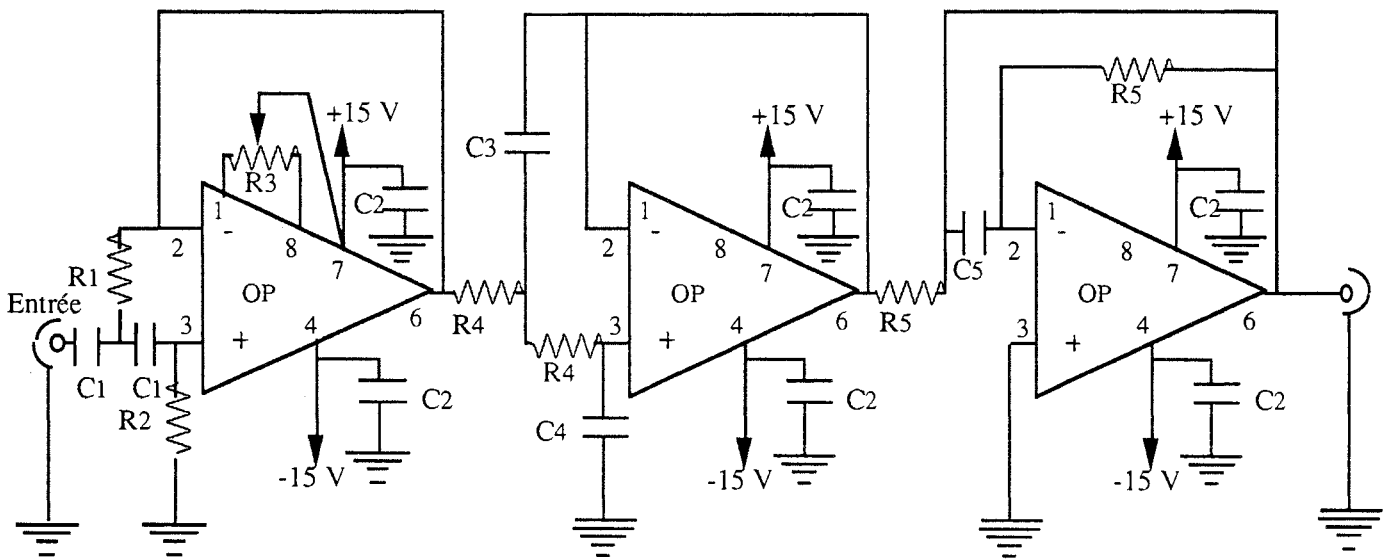


Figure 3 : Schéma de la chaîne d'amplification.



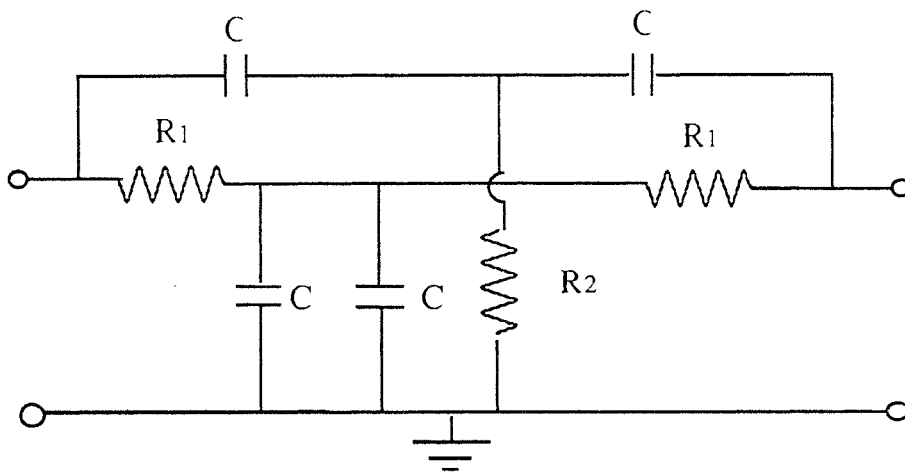
$C1 = 6,37 \mu\text{F}$  ;  $C2 = 10 \text{ nF}$  ;  $C3 = 1173 \text{ nF}$  ;  $C4 = 2,71 \text{ nF}$  ;  $C5 = 63,7 \text{ nF}$

$R1 = 54,3 \Omega$  ;  $R2 = 23,47 \text{ k}\Omega$  ;  $R3 = 10 \text{ k}\Omega$  ;  $R4 = 100 \text{ k}\Omega$  ;  $R5 = 9782 \Omega$  ;  $R6 = 1031 \text{ k}\Omega$

OP : Amplificateur opérationnel ADOP27EN

Figure 4 : Filtre sélectif Tchebyschef du troisième ordre à 25 Hz.





$$R1 = 3129 \, \Omega \quad ; \quad R2 = 1562 \, \Omega \quad ; \quad C = 1,03 \, \mu\text{F}$$

Figure 5 : Filtre double T réjecteur du 50 Hz (les valeurs des résistances et des capacités ont été apairées au pont de mesure).

La présence d'un filtre réjecteur à 50 Hz est un point important parce que le double mélangeur équilibré dont les voies LO et RF sont alimentées par les signaux  $1a$  et  $1c$  fournit un signal important à 50 Hz. La composante à 50 Hz ne contient pas d'information utile, résultant de la modulation du capteur à 25 Hz. Cette composante à 50 Hz ne devrait pas en général être détectée par les détecteurs synchrones à 25 Hz. Il est nécessaire néanmoins de rejeter cette composante par un filtre passif efficace parce que son niveau important risque de saturer le préamplificateur ou le détecteur synchrone.

#### C- MESURES PRELIMINAIRES AVEC UN GENERATEUR NON PULSE BASSE PUISSANCE.

Dans son principe, le capteur de champ électrique modulé à 25 Hz peut être utilisé strictement avec un générateur non pulsé et se substituer au capteur modulé à 1 kHz décrit précédemment.

On utilise le générateur HP 8350A. Le capteur est fixe et l'applicateur est un guide d'onde fendu suivi d'une charge adaptée, les signaux polaires  $W_1$  et  $W_2$  sont de la forme :

$$W_1 = K (E_c^2/E_i) \cos \left( \Psi_0 + \frac{4\pi d}{\lambda_g} \right)$$

$$W_2 = K (E_c^2/E_i) \sin \left( \Psi_0 + \frac{4\pi d}{\lambda_g} \right)$$

Dans ces relations  $K$  est une constante,  $d$  mesure la position du capteur dans le guide d'onde et  $\Psi_0$  est une constante de phase arbitraire. La figure 6 donne les allures des signaux polaires  $W_1$  et  $W_2$ , de l'amplitude  $A$  et de la phase  $\Psi$  du champ électrique vu par le capteur en fonction de son déplacement  $d$ . Comme le prévoit la théorie les courbes  $W_1$  et  $W_2$  sont des courbes sinusoïdales décalées de  $\lambda_g/4$ , l'amplitude  $A$  est constante et la phase  $\Psi$  est linéaire. Le champ électrique est mesuré à 5% près.

Ces courbes sont tout à fait comparables à celles obtenues avec le capteur modulé à 1 kHz (figure 19 de la partie I-C). Les deux systèmes ont des caractéristiques équivalentes, bien que le bruit d'amplitude du générateur à 25 Hz près de la porteuse soit vraisemblablement supérieur au bruit d'amplitude situé à 1 kHz de celle-ci. Cette expérience établit ainsi le bon fonctionnement des circuits électroniques.

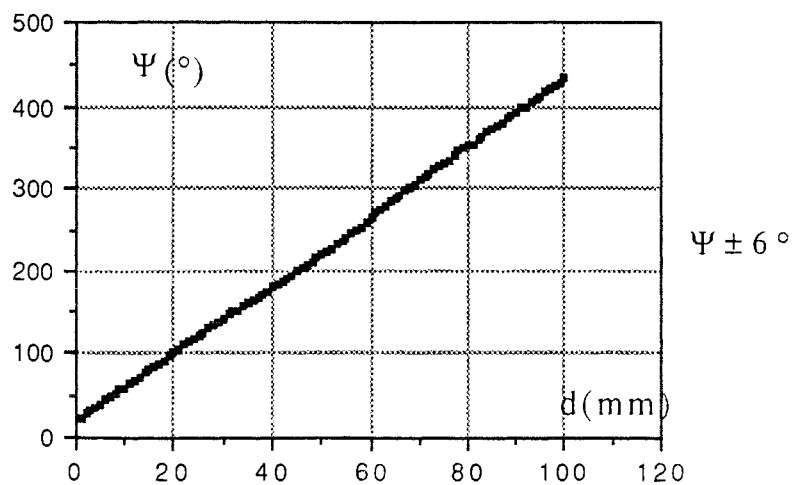
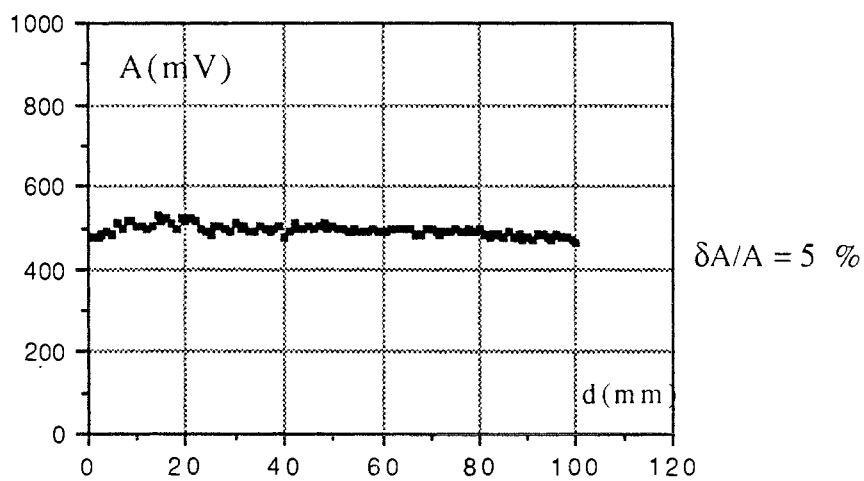
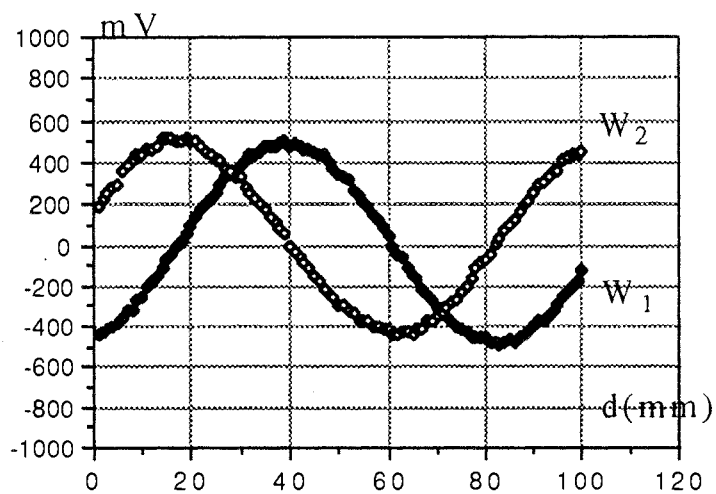


Figure 6 : Caractéristiques du capteur à 25 Hz pour un champ électrique  $E_c$  de 5 V/m avec le générateur non pulsé,  $E_c = E_i$ .

D- MESURE DU CHAMP ELECTRIQUE DANS UN GUIDE D'ONDE  
ALIMENTE PAR UN GENERATEUR INDUSTRIEL.

*1- Mesure du champ électrique avec un générateur industriel dont la puissance est atténuée.*

Avant de présenter les résultats des mesures du champ électrique effectuées dans un guide d'onde alimenté par un générateur industriel, donnons sommairement quelques caractéristiques techniques concernant le générateur.

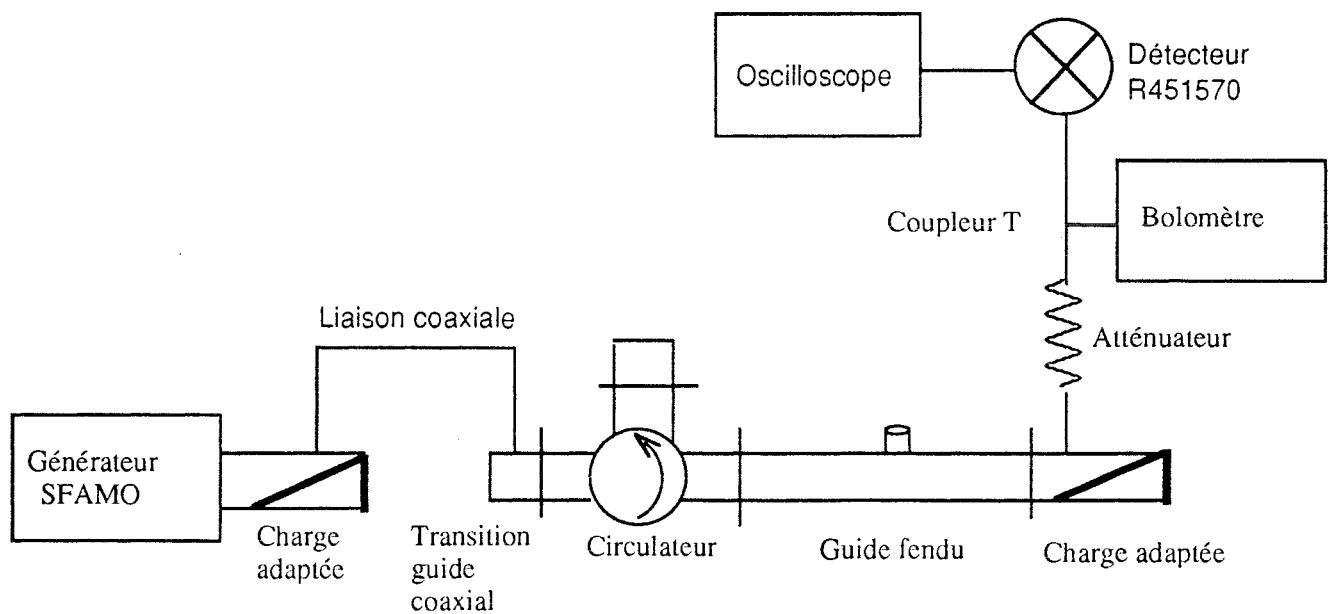


Figure 7 : Montage pour l'étalonnage du champ électrique dans le guide fendu.

On mesure la puissance progressive de l'onde microonde dans le guide qui parvient à une charge adaptée, en branchant le bolomètre sur un coupleur T qui est relié à une prise d'information équipant la charge adaptée comme l'indique la figure 7. L'autre branche du coupleur T alimente un cristal détecteur ordinaire dont la sortie est directement reliée à un oscilloscope. Le générateur industriel microonde utilisé est fabriqué par la société SFAMO. Il fonctionne par intermittence c'est à dire en régime pulsé. L'amplitude de l'onde au cours du temps a la forme pulsée comme l'indique figure 1a. Le détail de la forme de l'impulsion dépend significativement du courant continu qui alimente le magnétron. La figure 8 représente le champ électrique moyen en fonction du courant anode du magnétron.

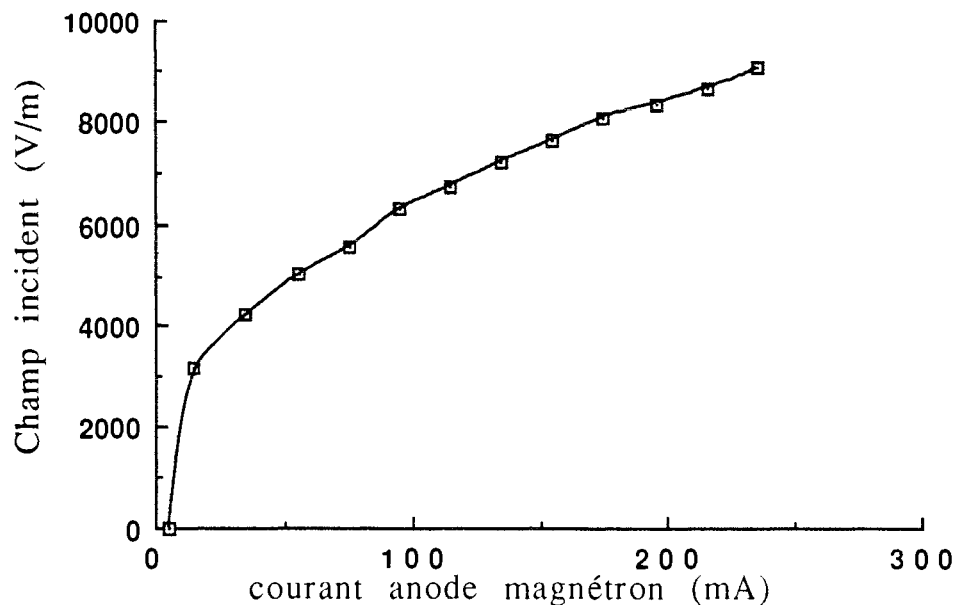


Figure 8 : Etalonnage du champ électrique en fonction du courant anode du magnétron.

Cette courbe est relativement imprécise parce que le générateur est instable. Elle traduit que la puissance microonde délivrée par le

générateur est proportionnelle au courant moyen d'alimentation du magnétron.

Mais la puissance délivrée par le générateur est instable en fonction du réglage du courant du magnétron. La figure 9 représente les fluctuations de la puissance du générateur (mesurée par l'écart quadratique moyen de 75 mesures consécutives de la puissance avec un bolomètre) en fonction du courant anode du magnétron.

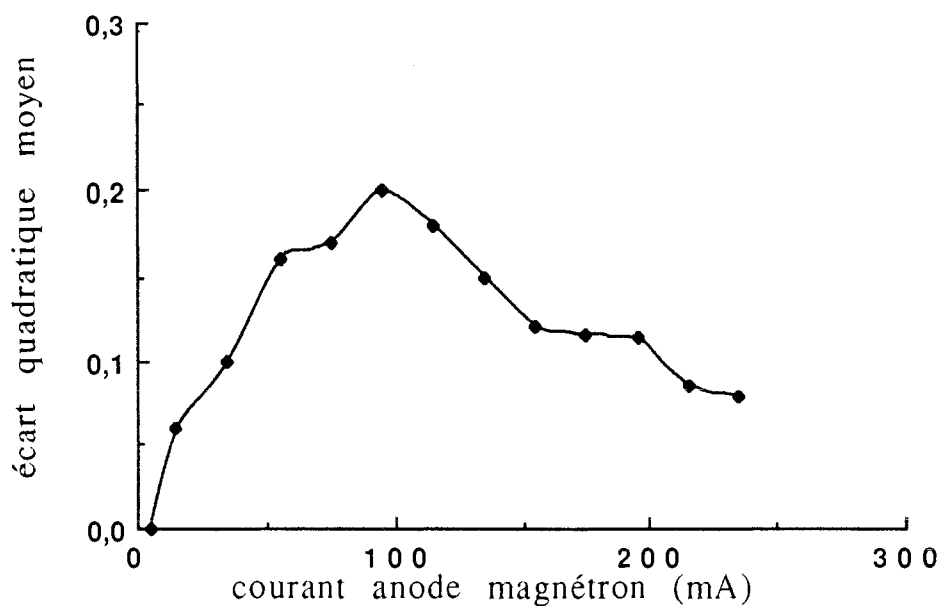


Figure 9 : Fluctuation de la puissance du générateur en fonction du courant anode du magnétron.

On remarque que le générateur est particulièrement instable pour les faibles valeurs du courant anode, et assez stable lorsqu'il fonctionne à la valeur nominale du courant.

Avec ce générateur industriel dont la puissance est atténuée, on met en oeuvre la méthode de mesure du champ électrique. Dans les expériences qui suivent, on fait varier le niveau du champ électrique vu

par le capteur. Pour pouvoir bien interpréter les résultats, on s'assure que le niveau de l'onde réfléchie par le capteur et parvenant à la voie signal du mélangeur est constant, en insérant un atténuateur variable entre l'applicateur et la voie signal.

Les courbes qui suivent sont tracées pour le cas où l'applicateur test est le circuit de la charge adaptée. Les figures 10 et 11 représentent les signaux  $W_1$  et  $W_2$ , l'amplitude  $A$  et la phase  $\Psi$  du champ électrique vu par le capteur en fonction du déplacement  $d$  du capteur. Pour les différentes valeurs de la puissance fournie par le générateur, les courbes  $W_1$  et  $W_2$  sont des courbes sinusoïdales décalées de  $\lambda_g/4$ , les amplitudes  $A$  sont constantes et les phases  $\Psi$  sont linéaires. Les erreurs sur l'amplitude sont 5 % et 7 % pour les figures 10 et 11. Ces précisions sont d'un ordre de grandeur supérieure de celles avec lesquelles on mesurait l'amplitude et la phase lorsque nous utilisions le générateur HP 8350A. Elles s'expliquent cependant par l'instabilité du générateur utilisé qui dégrade les performances du système de mesure.

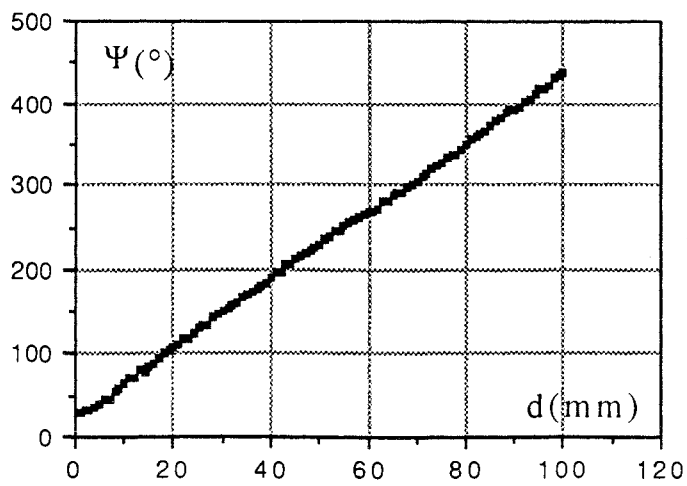
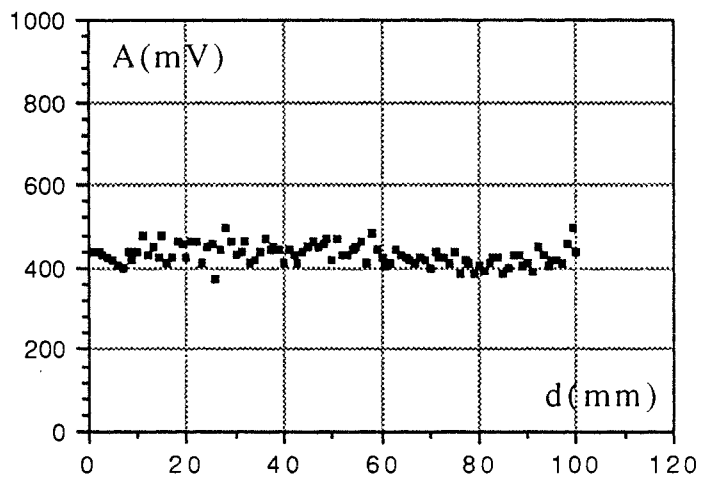
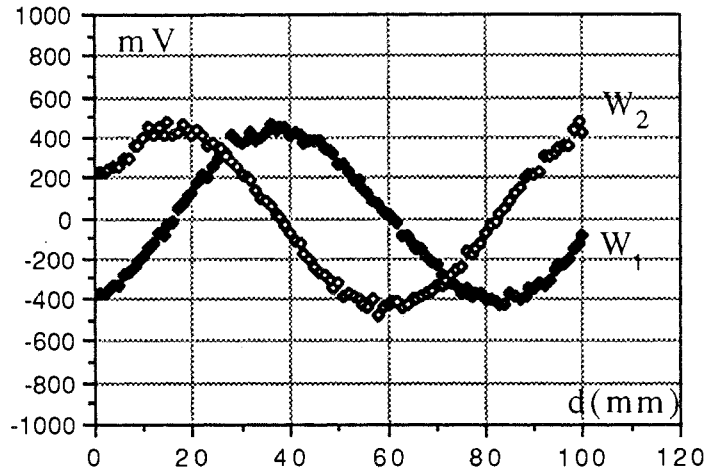


Figure 10 : Caractéristiques du capteur à 25 Hz pour un champ électrique  $E_c$  de 24 V/m avec le générateur pulsé.



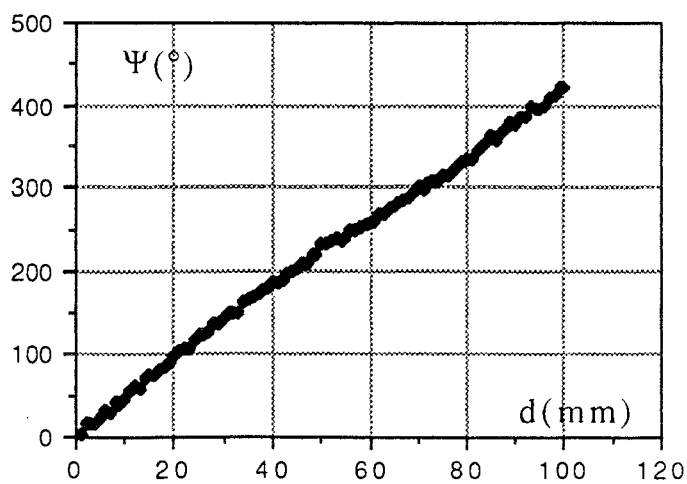
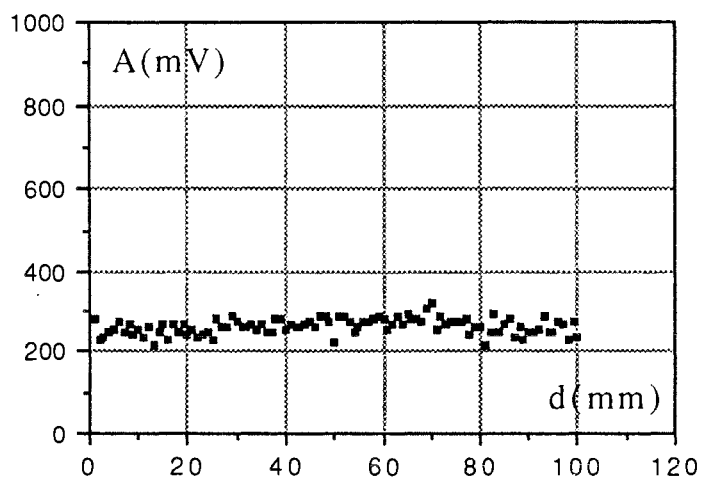
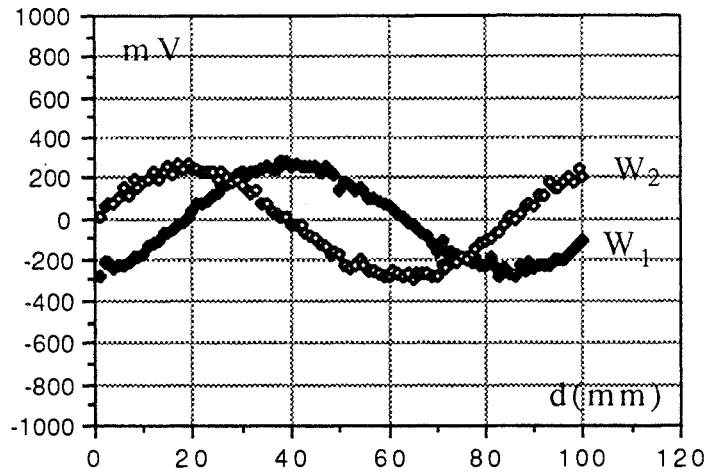


Figure 11 : Caractéristiques du capteur à 25 Hz pour un champ électrique  $E_c$  de 15 V/m avec le générateur pulsé.

## *2- Mesure du champ électrique de forte intensité.*

Dans ce paragraphe nous présentons les résultats des mesures du champ électrique de forte intensité, et nous étudions sous champ intense le fonctionnement du capteur modulé à 25 Hz.

Le générateur industriel et le système de mesure sont ceux de la figure 1. Le guide d'onde fendu est terminé par une charge adaptée de forte puissance. Un atténuateur variable est inséré entre la transition guide-coaxial et la voie signal du double mélangeur équilibré.

Les résultats sont présentés figures 12 à 18, pour différentes valeurs du champ électrique  $E_c$  et différentes valeurs du courant  $I_{de}$  traversant la photodiode :

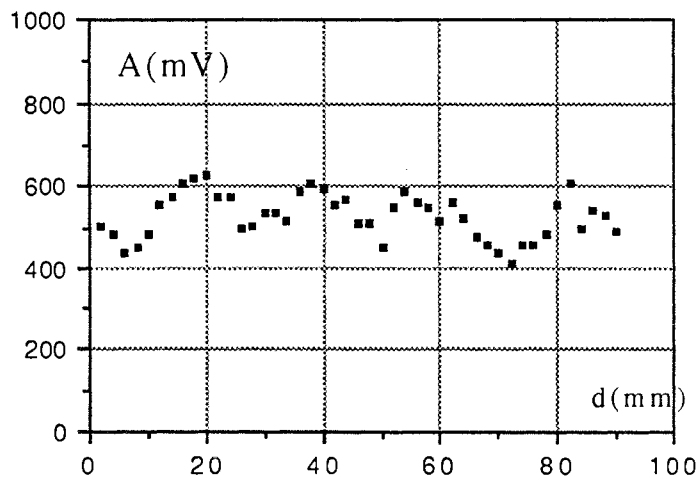
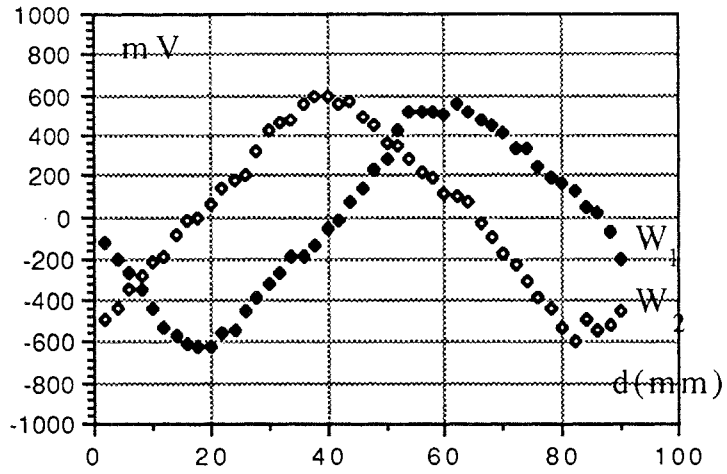
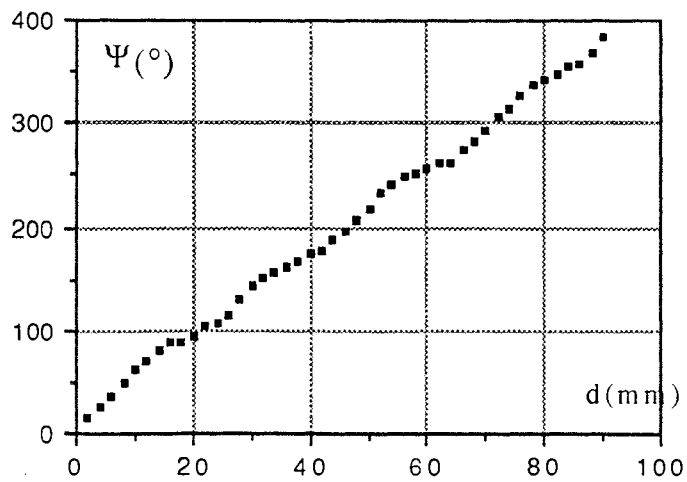

 $\delta A/A = 10\%$ 

 $\Psi \pm 15^\circ$ 

Figure 12 : Champ électrique  $E_c = 4300\text{V/m}$  ;  $I_{de} = 58\text{ mA}$ .

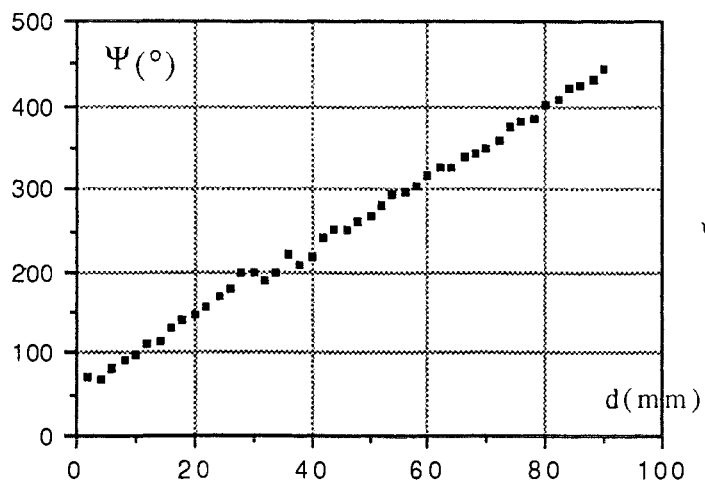
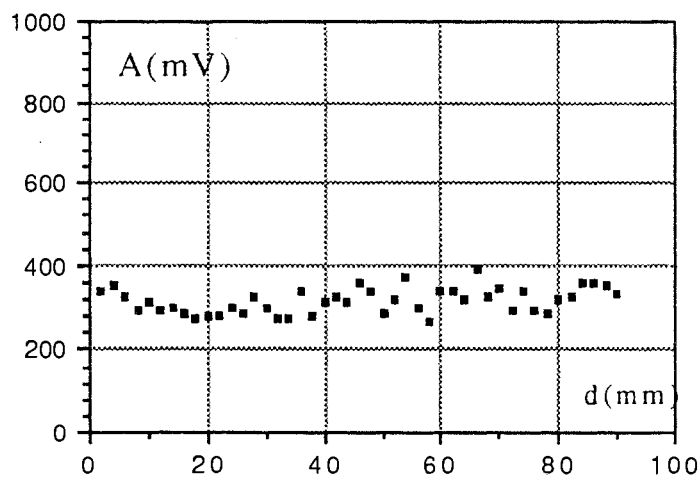
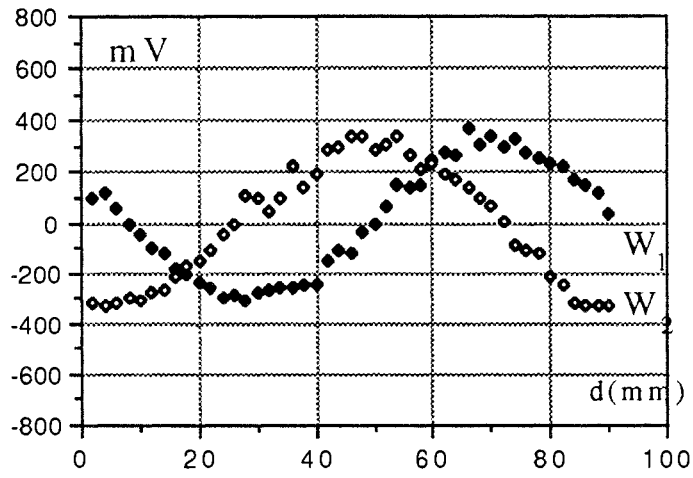
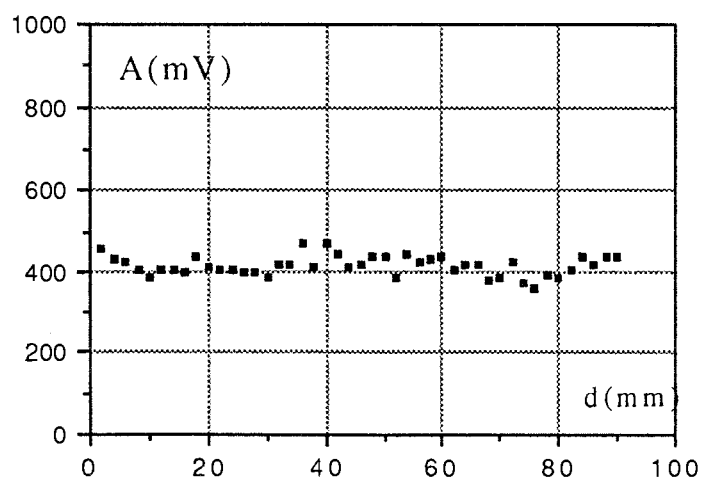
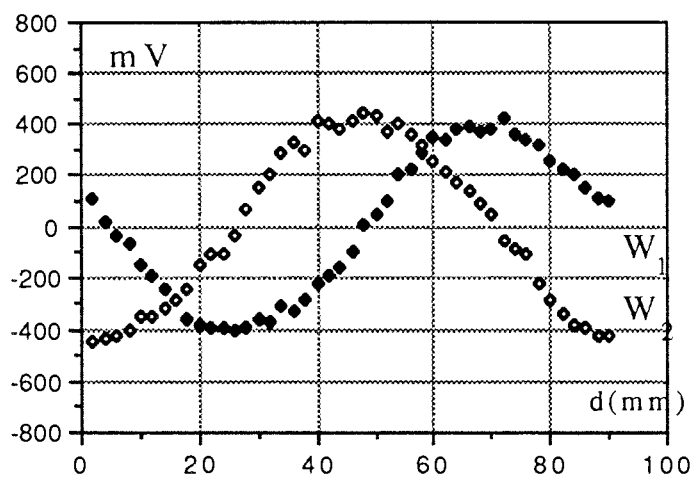
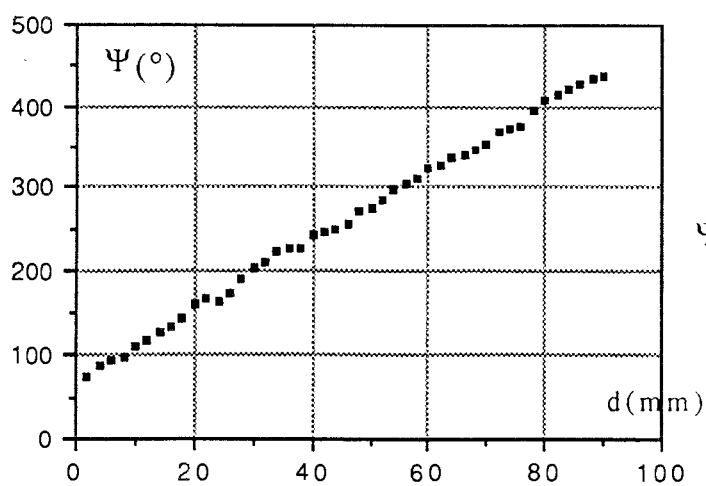


Figure 13 : Champ électrique  $E_c = 6320\text{V/m}$  ;  $I_{de} = 58\text{ mA}$ .

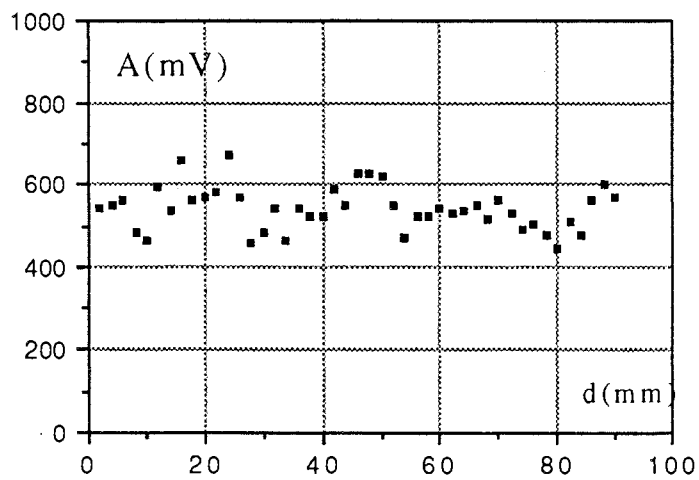
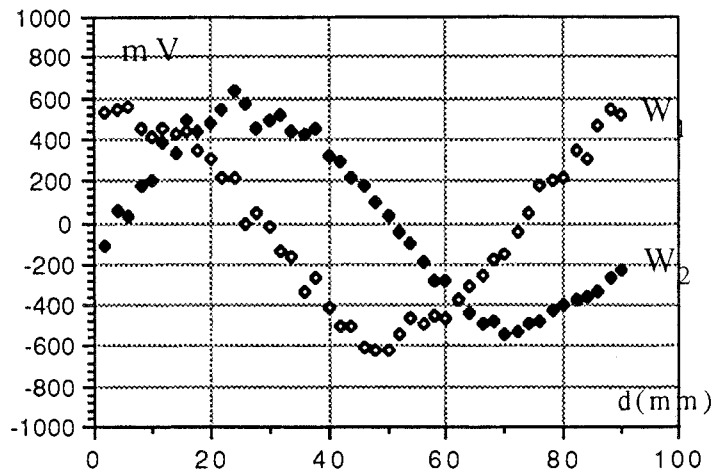


$$\delta A/A = 5\%$$

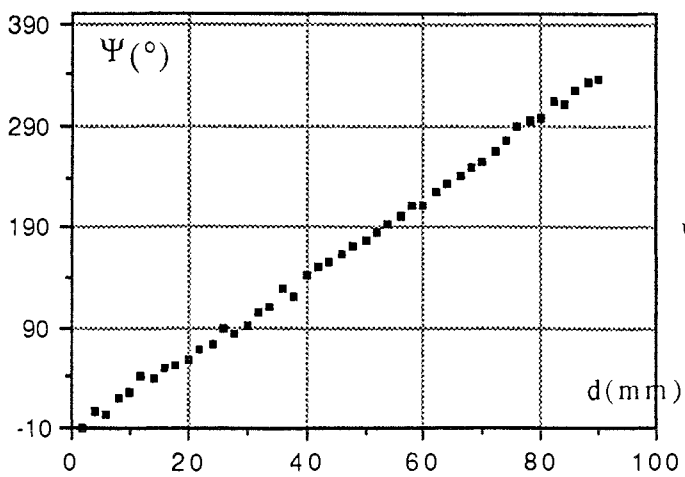


$$\Psi \pm 7^\circ$$

Figure 14 : Champ électrique  $E_c = 6320$  V/m ;  $I_{dc} = 86$  mA.



$$\delta A/A = 9\%$$



$$\Psi \pm 10^\circ$$

Figure 15 : Champ électrique  $E_c = 7630$  V/m ;  $I_{de} = 86$  mA.

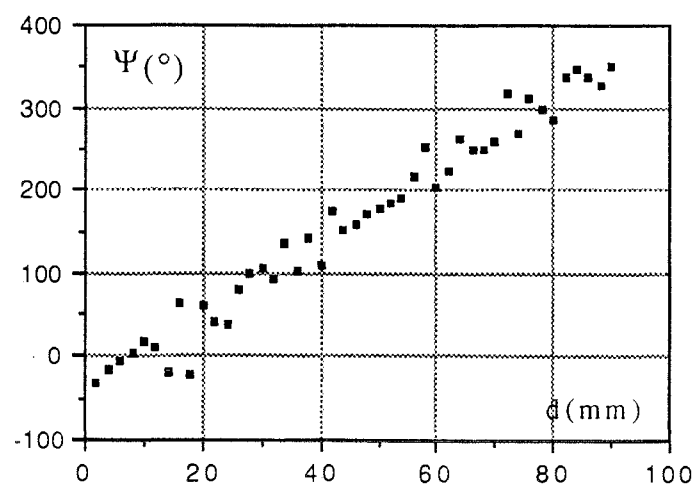
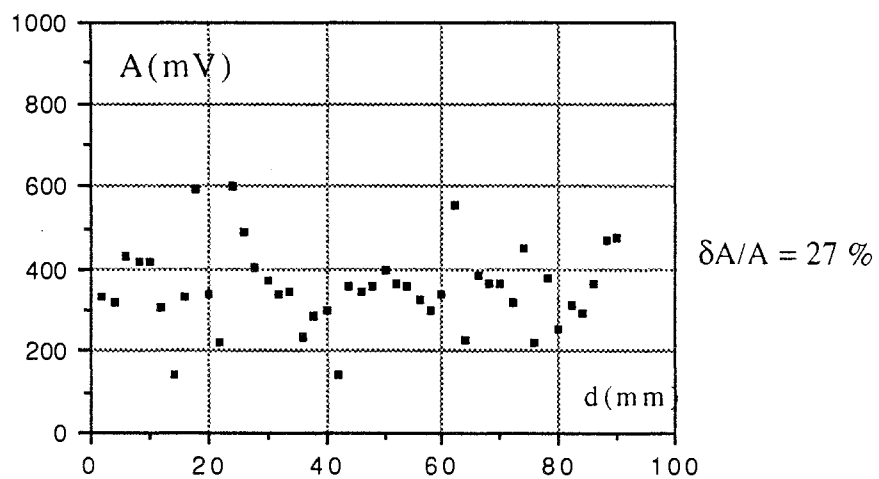
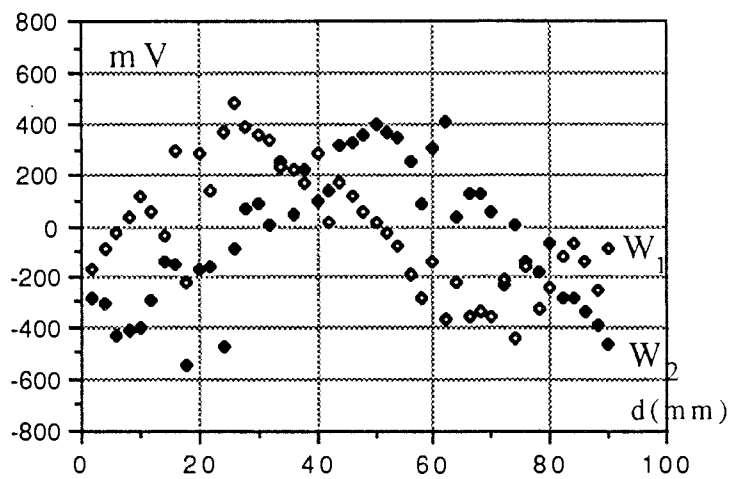


Figure 16 : Champ électrique  $E_c = 8340$  V/m ;  $I_{dc} = 86$  mA.

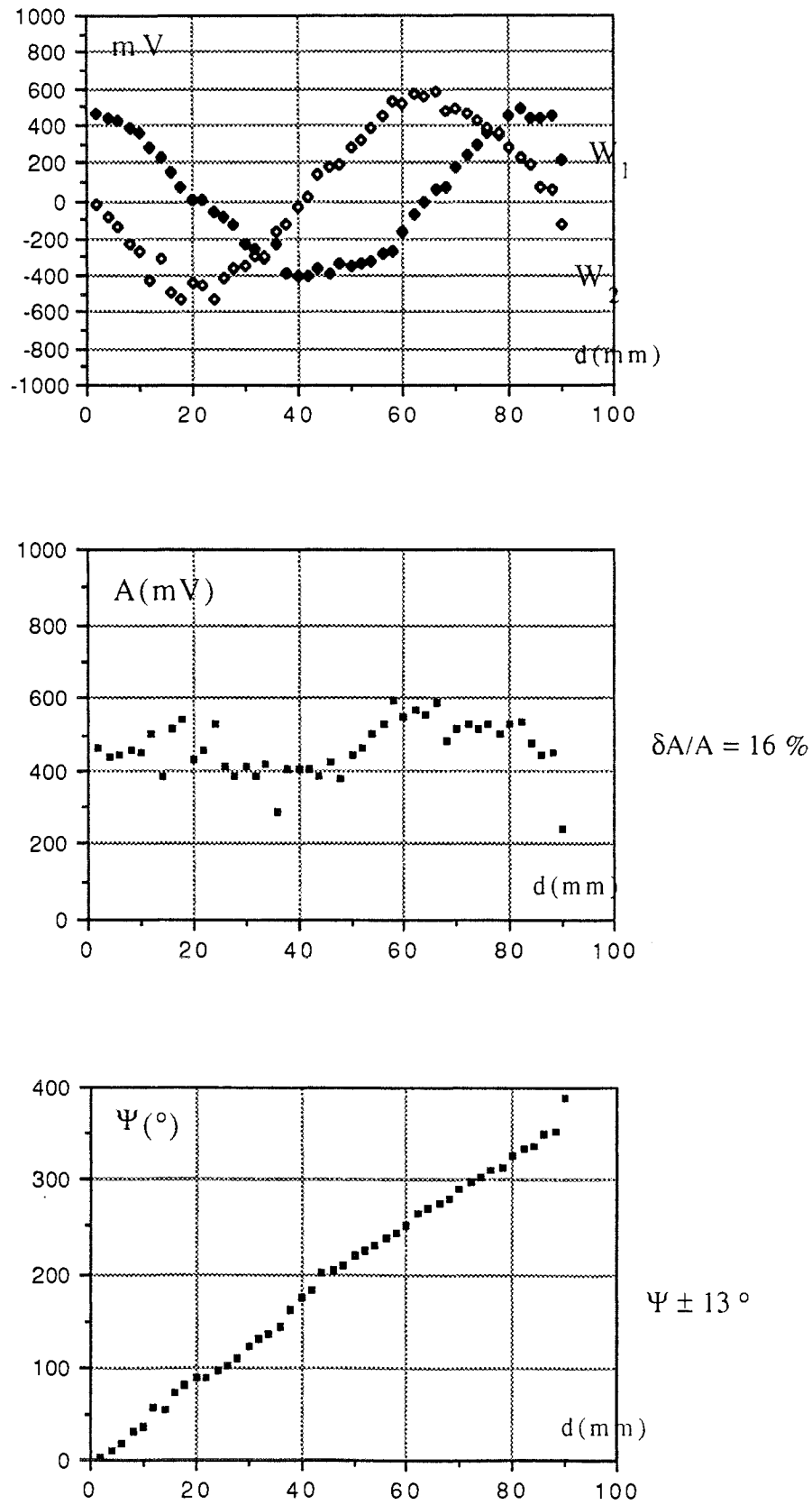


Figure 17 : Champ électrique  $E_c = 8340$  V/m ;  $I_{dc} = 96$  mA.



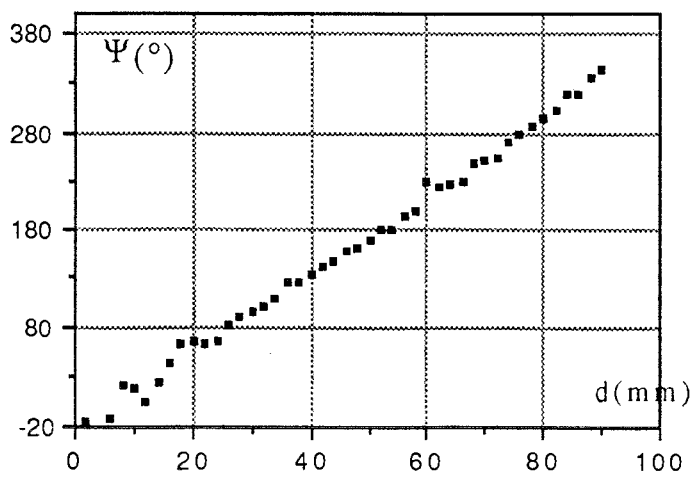
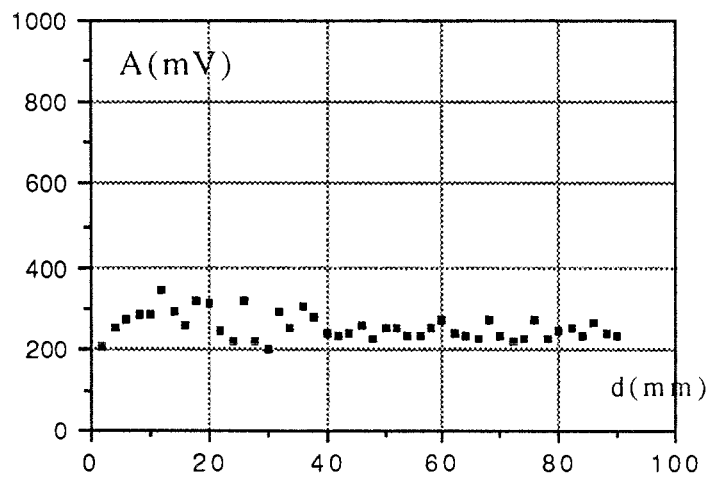
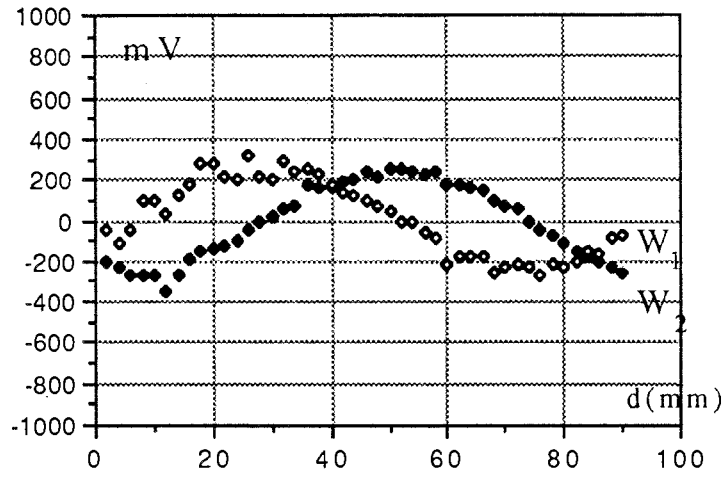


Figure 18 : Champ électrique  $E_c = 8700$  V/m ;  $I_{de} = 96$  mA.

Figure	$I_{dc}(mA)$	$E_c(V/m)$	$\delta A/A$
12	58	4300	10 %
13	58	6320	8 %
14	86	6320	5 %
15	86	7630	9 %
16	86	8340	27 %
17	96	8340	16 %
18	96	8700	12 %

Tableau N°3 : Valeurs des données des figures 12 à 18.

Dans chaque cas,  $W_1$  et  $W_2$  sont des courbes sinusoïdales décalées de  $\lambda_g/4$ , l'amplitude  $A$  est constante et la phase  $\Psi$  est linéaire, mais la précision varie d'une expérience à l'autre (voir tableau ci dessus)

Quand on compare les figures 14, 15 et 16, on note que la qualité des signaux détectés se détériore avec l'augmentation du champ électrique  $E_c$ , lorsque l'éclairement du phototransistor est constant (courant de la photodiode 86 mA). Les erreurs relatives sur l'amplitude du signal détecté sont 5 %, 9 % et 27 % respectivement pour des champs électriques  $E_c$  de 6320 V/m (figure 14), 7630 V/m (figure 15) et 8340 V/m (figure 16). De même les courbes de phase fonction du déplacement du capteur deviennent de moins en moins linéaires quand on augmente le champ électrique  $E_c$ .

La qualité des signaux se rétablit lorsqu'on élève le flux lumineux reçu par le phototransistor. En effet quand on compare les figures 16 et 17, on remarque que l'amplitude et la phase de la figure 17 fluctuent moins que celles de la figure 16. L'erreur relative sur l'amplitude du signal détecté passe de 27 % pour la figure 16, à 15 %

pour la figure 17, quand on fait passer le courant de la photodiode de 86 mA à 96 mA. En conclusion, quand le champ électrique vu par le capteur croît, il faut s'assurer que le phototransistor est suffisamment éclairé.

L'augmentation de l'éclairement du phototransistor entraîne également une légère hausse de l'amplitude du signal détecté. C'est ce qu'on observe quand on compare d'une part les figures 13 et 14 données pour un champ électrique  $E_c$  de 6320 V/m, et d'autre part les figures 16 et 17 données pour un champ électrique  $E_c$  de 8340 V/m. Ce résultat est normal, car on augmente la tension crête du signal de modulation quand on intensifie l'éclairement du phototransistor.

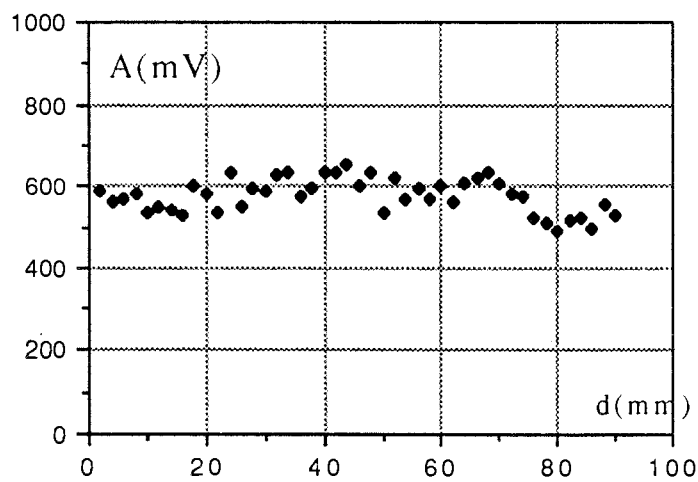
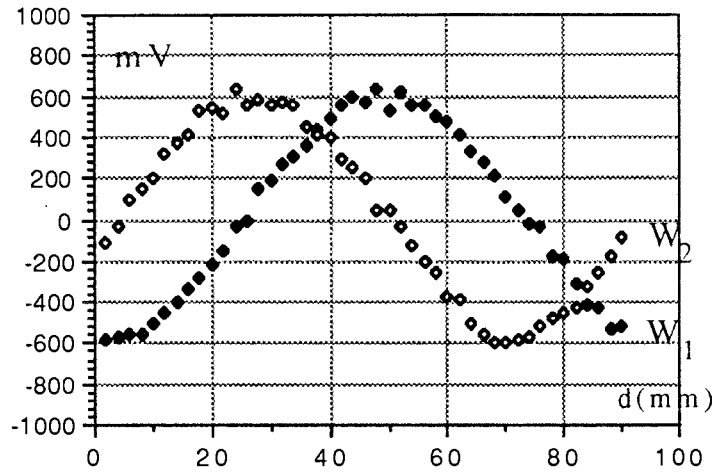
Compte tenu de la qualité du générateur servant à faire les mesures, dont les fluctuations d'amplitude sont en moyenne de l'ordre de 15 %, il semble difficile de mesurer l'amplitude des champs électriques à mieux de quelques % près. L'erreur relative est 5 % (figure 14) dans le meilleur des cas lorsque le courant du magnétron du générateur est à sa valeur nominale; elle est relativement supérieure lorsqu'on s'en écarte. On retrouve ainsi l'allure de la courbe 9.

La valeur limite du courant de la photodiode HLMP 1321 est 96 mA. Dans ces conditions, on peut mesurer des champs électriques jusqu'à 7000 V/m. Rappelons que le constructeur prévoit un courant nominal de 58 mA pour cette photodiode. Quand on veut utiliser la photodiode au delà de 96 mA, la qualité de la lumière émise par la photodiode se détériore. On aurait intérêt à améliorer les photodiodes ou ne concéder aucune perte de lumière entre l'émission par la photodiode et la réception par le phototransistor.

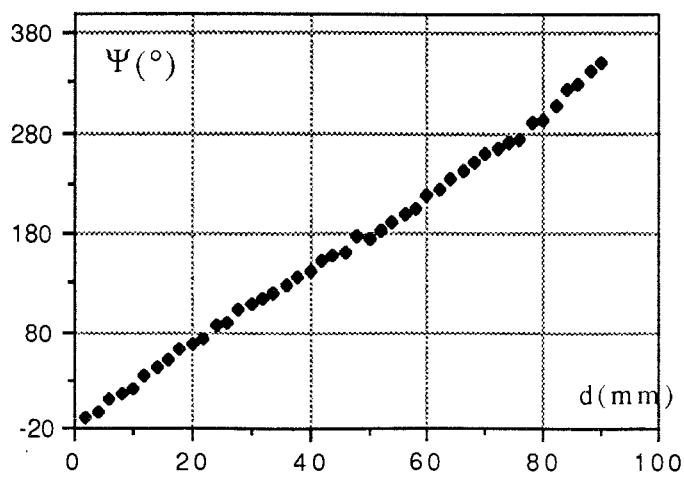
*3- Mesure du champ électrique avec un capteur éclairé par une photodiode plus puissante.*

Nous avons remplacé la photodiode HLMP 1321 par la photodiode HLMP 1340, qui émet 10 fois plus de lumière pour un courant identique. Les figures 19 et 20 représentent les signaux polaires  $W_1$  et  $W_2$ , l'amplitude  $A$  et la phase  $\Psi$  du champ électrique vu par le capteur, pour différentes valeurs du champ électrique  $E_c$ , lorsque la photodiode HLMP 1340 est parcourue par un courant de 58 mA.

La figure 19 montre que le capteur fonctionne correctement pour les champs intenses. Ses caractéristiques pour des champs peu intenses ne sont pas pour autant détériorées. Le capteur fonctionne aussi bien sous champ faible que sous champ intense. Le dispositif peut fonctionner exceptionnellement avec un courant de photodiode de 96 mA et détecter des champs intenses de l'ordre de 10000 V/m, ce qui correspond à une onde progressive de 150 W dans le guide rectangulaire.

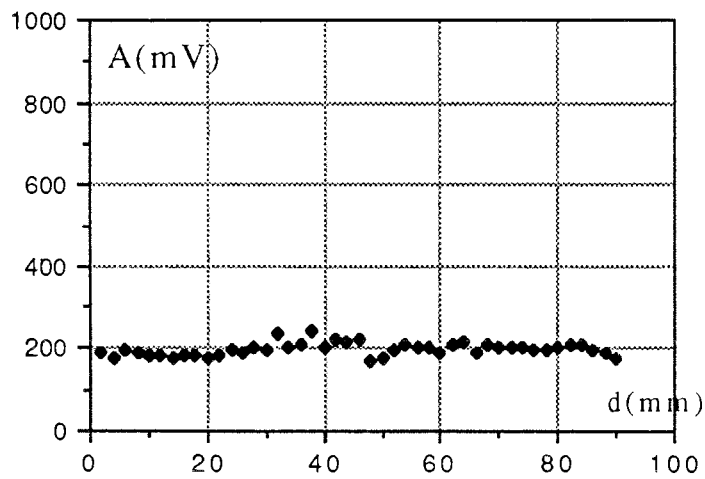
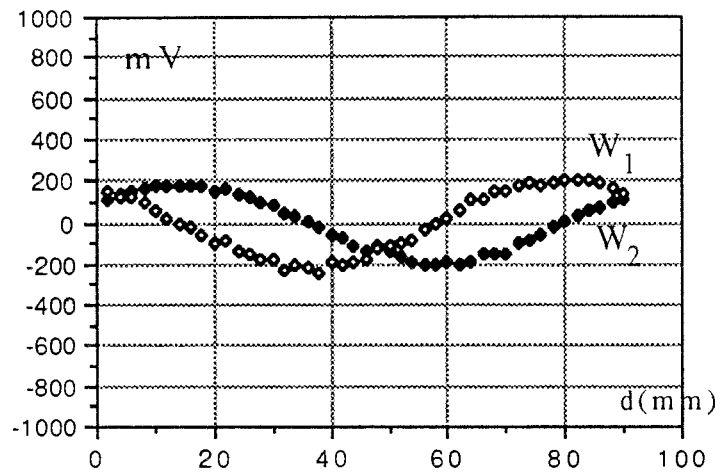


$$\delta A/A = 7\%$$

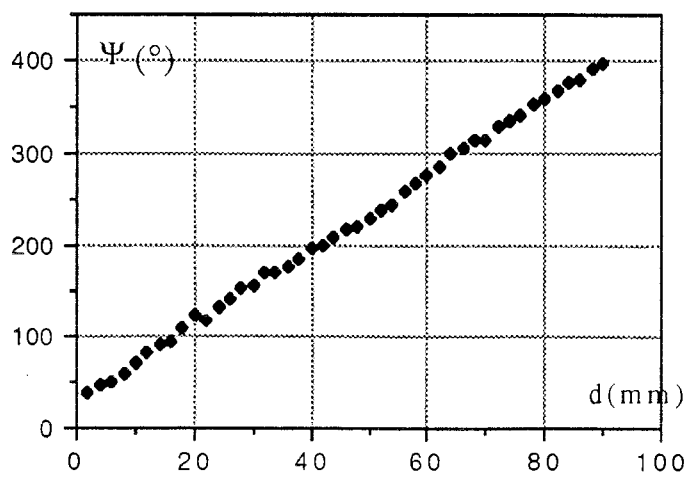


$$\Psi \pm 7^\circ$$

Figure 19 : Caractéristiques du capteur à 25 Hz pour un champ électrique  $E_c$  de 8340 V/m avec la photodiode HLMP 1340.



$$\delta A/A = 5\%$$



$$\Psi \pm 6^\circ$$

Figure 20 : Caractéristiques du capteur à 25 Hz pour un champ électrique  $E_c$  de 40 V/m avec la photodiode HLMP 1340.

#### 4- Linéarité du capteur de champ électromagnétique intense.

La linéarité de la réponse du capteur peut être évaluée directement en mesurant l'amplitude du signal détecté en fonction du champ électrique  $E_c$  comme le montre la figure 21. L'amplitude est linéaire. On peut compenser l'ordonnée à l'origine de la droite (offset) en corrigeant les mesures faites par l'ordinateur si besoin est.

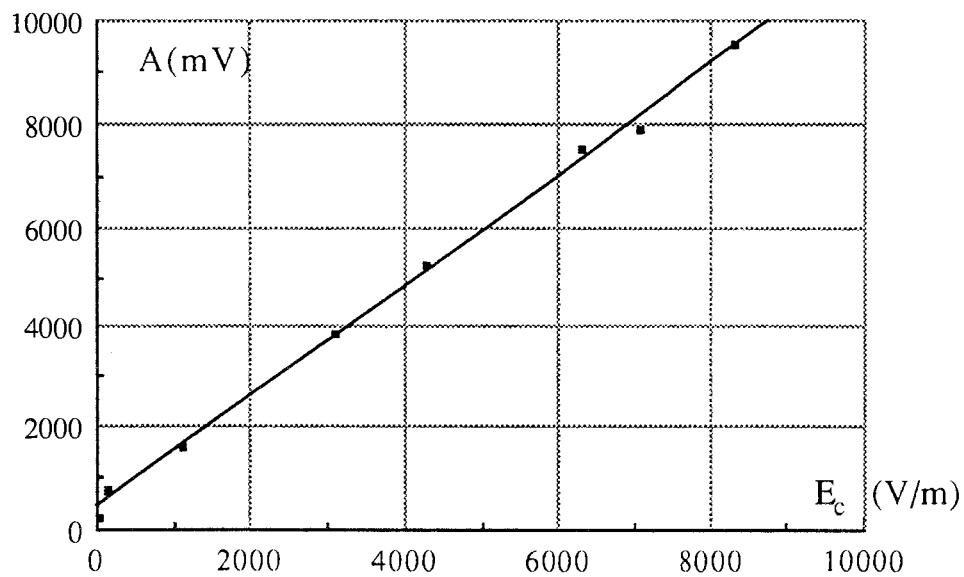


Figure 21 : Linéarité de la réponse du capteur.

## E- MESURE VECTORIELLE DU CHAMP ELECTRIQUE DANS UN GUIDE D'ONDE DEVANT UN COURT-CIRCUIT MOBILE.

Pour être complet, nous rapportons dans ce paragraphe, les résultats des manipulations effectuées avec un capteur fixe placé devant un piston de court-circuit dans un guide d'onde. L'interprétation des résultats obtenus dans ce cas n'avait pas posé de problème dans la partie I.

Lorsque le piston de court-circuit est déplacé dans le guide d'onde, le champ électrique vu par le capteur dépend sinusoidalement du déplacement  $d$  et sa phase varie linéairement.  $W_1$ ,  $W_2$ ,  $A$ , et  $\Psi$  varient comme il est indiqué sur la figure 22. L'amplitude du champ électrique n'est pas tout à fait sinusoidale, et les signaux fluctuent de façon importante. Nous interprétons ce fonctionnement médiocre du système par le fait que le dispositif est modifié au cours de la mesure, et qu'en particulier l'onde électromagnétique "continue" appliquée sur la voie RF, varie avec le déplacement du piston de court-circuit. Nous pensons que ce résultat est lié à la médiocre isolation du double mélangeur équilibré. Cette anomalie a été décelée dans le chapitre B-6 qui concerne le fonctionnement et l'isolation du double mélangeur équilibré. La comparaison de cette figure avec celle obtenue lorsqu'on utilise le générateur HP 8350A non pulsé dans les mêmes conditions (figure 20 D-1), nous permet d'interpréter le défaut. En effet quand on utilise le générateur non pulsé, l'onde réfléchiée par le capteur est sinusoidale en fonction du déplacement du piston de court-circuit et interfère avec le signal parasite d'isolation qui est sinusoidal en fonction du déplacement du piston de court-circuit. Par contre quand on utilise le générateur pulsé, de spectre d'émission non constant en amplitude et en fréquence, le signal vu par le capteur et le signal parasite ne sont pas synchrones. Le signal résultant détecté et amplifié n'est pas sinusoidal en fonction du déplacement du piston de court-circuit.



Cette expérience n'est pas strictement révélatrice du fonctionnement du capteur, mais montre qu'il faut prendre en compte que l'isolation du double mélangeur n'est pas infinie.

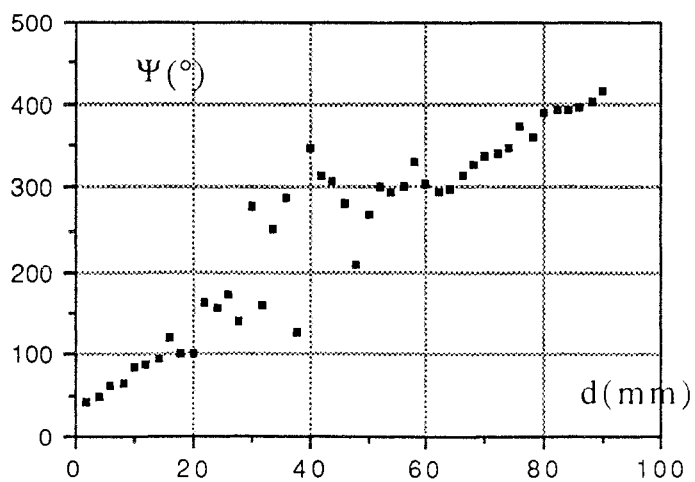
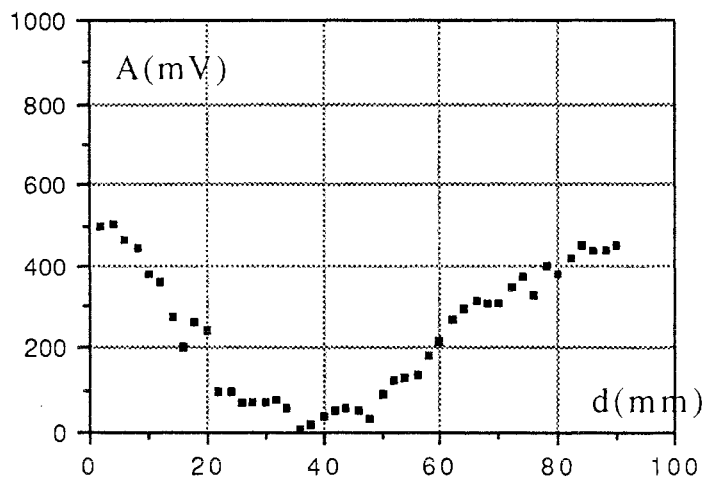
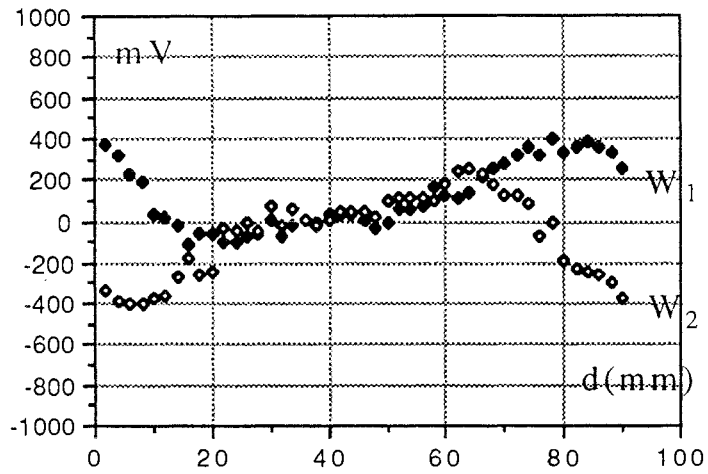
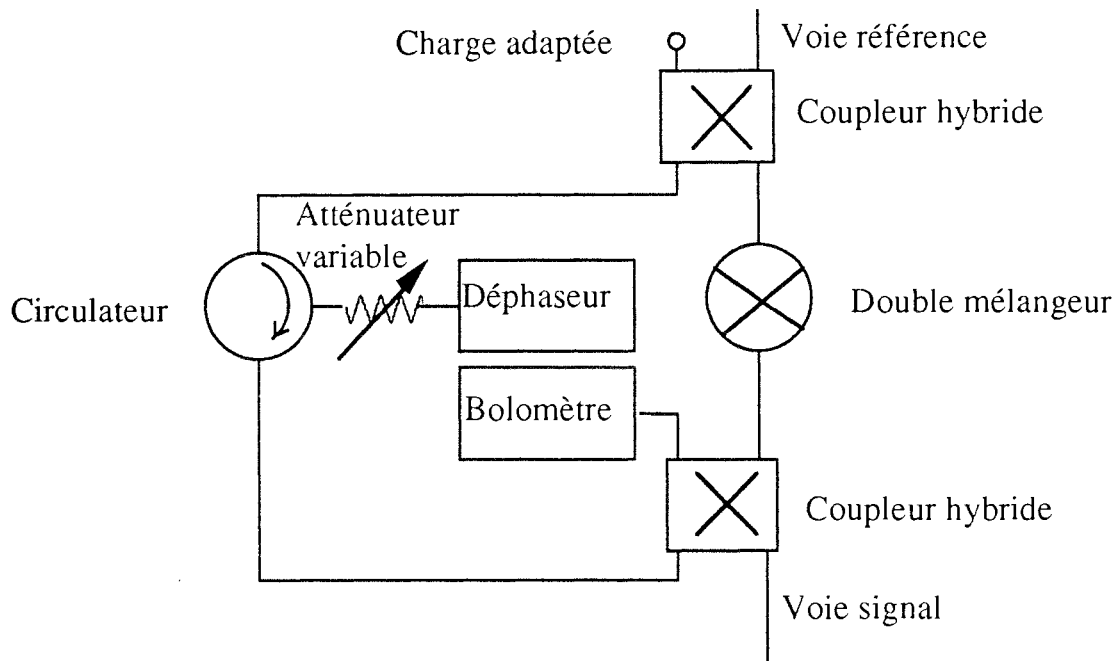


Figure 22 : Caractéristiques du capteur à 25 Hz devant un piston de court-circuit mobile.

## F- ESSAI D'UN CIRCUIT COMPENSATEUR EN PHASE POUR REDUIRE LES FLUCTUATIONS D'AMPLITUDE DES SIGNAUX MESURES.

Les expériences précédentes semblaient montrer que les fluctuations d'amplitude et de phase avec lesquelles le champ est mesuré, étaient liées à la désadaptation de l'applicateur dans lequel on effectue les relevés du champ. En effet l'onde électromagnétique appliquée sur la voie référence du double mélangeur est une onde reflétant l'onde émise par le générateur pulsé à 50 Hz. Le taux de modulation est faible. On pouvait penser que le circuit de compensation donné figure 23, pourrait réduire la part non modulée à 25 Hz. Ce faisant, on espérait que tout ce passe comme si le double mélangeur ne recevait plus d'énergie synchrone à sa référence dans la bande passante  $\pm 25$  Hz autre que le signal utile. La vérification a été menée comme suit : l'applicateur est un guide d'onde terminé par une charge adaptée devant laquelle on met une guillotine. En fonction de l'enfoncement de la guillotine, le champ électrique à mesurer varie. De plus une onde perturbatrice réfléchie est appliquée au double mélangeur. Cette onde peut être compensée par le circuit compensateur dont on peut vérifier l'efficacité en mettant un bolomètre sur la voie conjuguée du coupleur hybride. Nous donnons figures 24 et 25 les résultats des mesures pour le même enfoncement de la guillotine.



Circulateur modèle NOCOS - 2040, fabriqué par Narda.

Coupleur hybride N° 30056, fabriqué par Anaren.

Figure 23 : Circuit compensateur.

Quand l'atténuateur variable et le déphaseur sont déréglés, le bolomètre indique  $20 \mu\text{W}$  et on obtient la figure 24. Par contre quand on règle l'atténuateur et le déphaseur toutes choses égales par ailleurs pour que, le bolomètre indique  $0 \mu\text{W}$  et on obtient la figure 25. On s'attendait à ce que les fluctuations soient réduites mais les résultats des deux figures sont d'aussi mauvaises qualités. Le circuit compensateur semble n'avoir aucun effet. Aucune explication ne peut être proposée pour expliquée ces résultats.

Pour réussir cette manipulation, il y aurait lieu certainement de mesurer avec plus de précision le spectre d'émission du générateur et de l'observer à plusieurs endroits du circuit, pour voir si le circuit de compensation n'induit pas un bruit de phase lié au chemin optique. Nous avons pas fait cette étude par manque de matériels (notamment un analyseur de réseau).

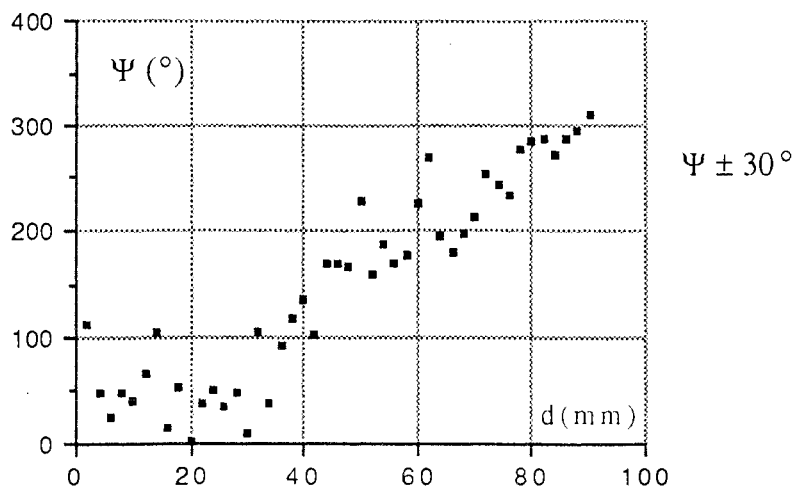
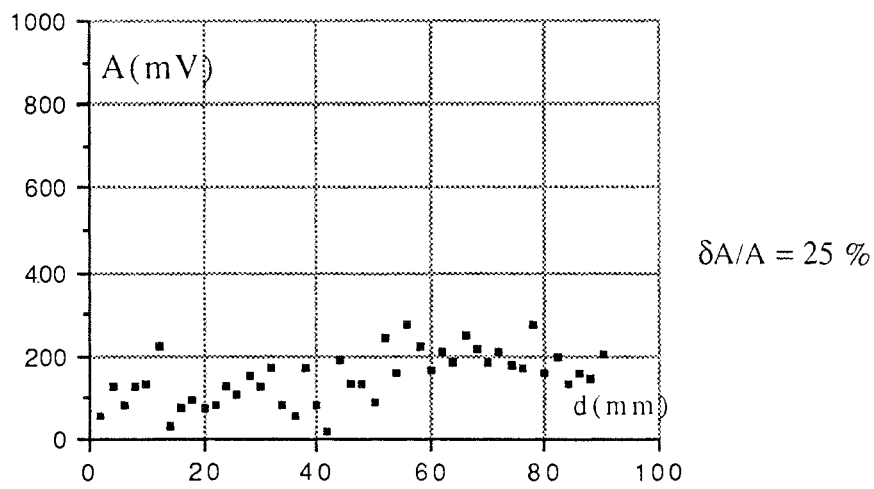
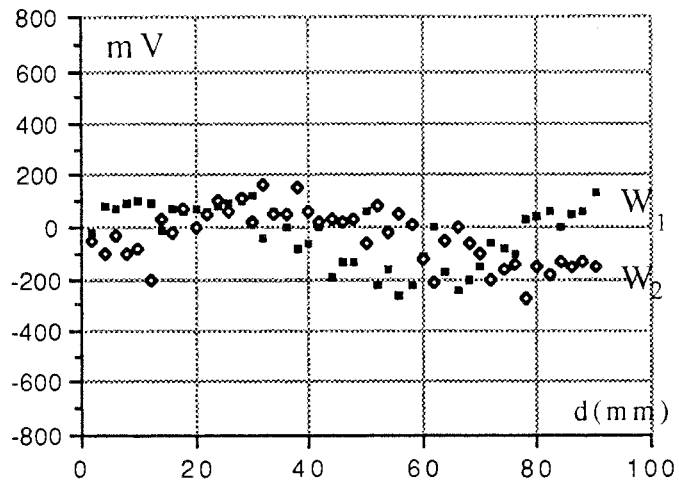


Figure 24 : Résultats des mesures avec le circuit compensateur dérégulé.

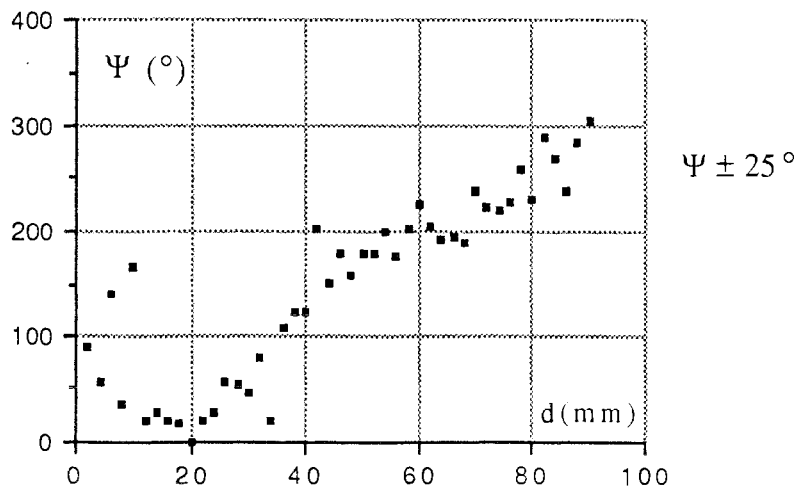
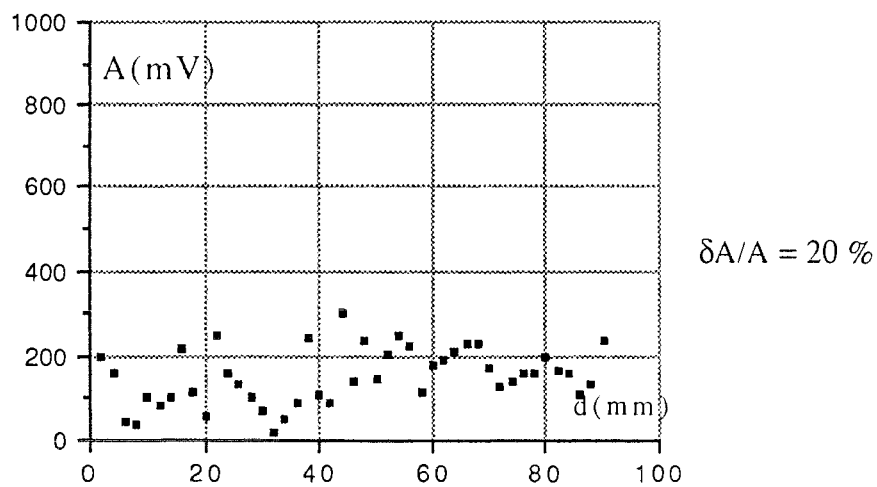
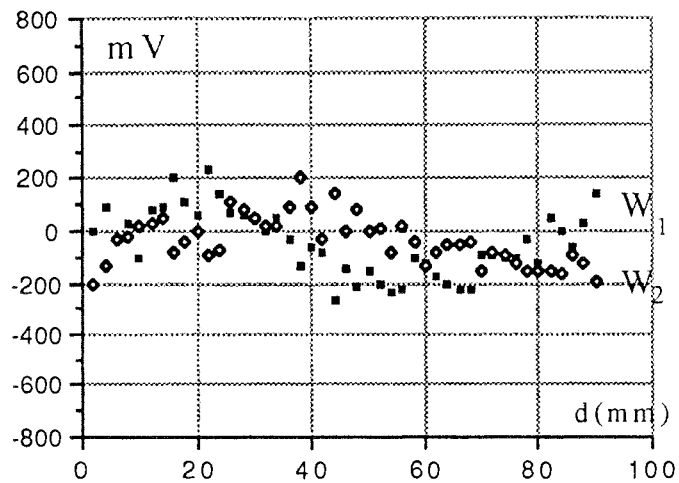


Figure 25 : Résultats des mesures avec le circuit compensateur réglé.

## CONCLUSION

Deux dispositifs ont été développés pour mesurer le champ électromagnétique.

Le premier dispositif permet de mesurer l'amplitude et la phase du champ électromagnétique régnant dans un applicateur, alimenté par un générateur de laboratoire. Ce dispositif utilise un capteur modulé en amplitude à 1 kHz par des moyens optiques. Le faisceau lumineux lui parvient au moyen d'une fibre optique. L'amplitude du champ électrique est déterminée à 2 % près et la phase est mesurée à quelques degrés près. La dynamique de mesure est d'au moins 30 dB. La sensibilité du capteur est 0,5 V/m. La perturbation apportée par le capteur est de l'ordre de  $10^{-3}$ .

Par extension, le premier dispositif permet également de mesurer les trois composantes du champ magnétique, si on remplace le capteur à trois antennes dipolaires par un capteur à trois antennes circulaires. La définition du champ électromagnétique par ces six composantes, nous paraît indispensable pour que l'on puisse écrire les équations de Maxwell, et confronter les résultats expérimentaux aux calculs de simulation élaborés par l'E.D.F.

Le deuxième dispositif est dérivé du premier. Il utilise encore un capteur modulé en amplitude par un faisceau lumineux. Ce système permet ainsi de relever les valeurs du champ électromagnétique dans les applicateurs lorsqu'ils sont alimentés par des générateurs industriels. La modulation appliquée est 25 Hz c'est à dire synchrone de la fréquence moitié de pulsation des générateurs industriels pulsés à 50 Hz. Le capteur supporte sans être détérioré des champs intenses de l'ordre de 100 kV/m. Il mesure des champs jusqu'à 10 kV/m. La

dynamique de ce dispositif est équivalente à celle du premier. La précision du système modulé à 25 Hz est inférieure à celle du système modulé à 1 kHz. L'amplitude est stable à quelques pourcents près. Pour obtenir ce résultat nous avons dû accroître le flux lumineux reçu par le phototransistor dans des proportions importantes.

L'utilisation du deuxième dispositif concerne plus particulièrement les applicateurs industriels. Ce dispositif constitue la base d'un ensemble de système capable de fournir des informations sur l'étude en temps réel de la distribution du champ électromagnétique. Cet aspect n'est pas abordé dans ce travail, mais pourrait faire l'objet d'une étude.



Ce travail a fait l'objet de deux publications.

1- G. Roussy, K. Agbossou, B. Dichtel, J. M. Thiebaut,  
Electromagnetic field measurements with using a non-interfering sensor,  
IEEE - Transactions on Instrumentation and Measurement. Publication  
acceptée.

2- G. Roussy, K. Agbossou, B. Dichtel, J. M. Thiebaut,  
High electromagnetic field measurements in industrial applicator by using  
an optical modulated sensor,  
Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy. Publication à  
paraître.

Il a conduit à un dépôt de Brevet N° 91-13194 au nom de l'E.D.F.

G. Roussy, B. Dichtel, K. Agbossou,  
Dispositif de mesure du champ électromagnétique dans un applicateur  
hyperfréquence.

Les résultats de ce travail ont été présentés oralement :

1- K. Agbossou, G. Roussy, B. Dichtel, J. M. Thiebaut,  
Mesure des champs électromagnétiques avec un capteur non-interférant,  
6<sup>eme</sup> Colloque Electricité dans le Génie Chimique et le Génie des Procédés,  
Nancy, 1991.

2- G. Roussy, K. Agbossou, B. Dichtel, J. M. Thiebaut,  
Electromagnetic field measurements with using a non-interfering sensor,  
25<sup>eme</sup> International Microwave Power Symposium, Buffalo, 1991.

Par ailleurs j'ai participé à une publication dont le contenu n'est pas rapporté dans ce manuscrit.

G. Roussy, K. Agbossou, J. M. Thiebaut,  
Improved modeling of permittivity measurement cells.  
IEEE - Transactions on Instrumentation and Measurement. Publication  
acceptée.

## ANNEXES

*Annexe 1 : Autres essais de réalisation des capteurs.*

Pour consolider mécaniquement la tête du capteur nous avons essayé de positionner le capteur dans un cube d'Altu-glass, taillé et évidé. La photographie est donnée ci dessous :

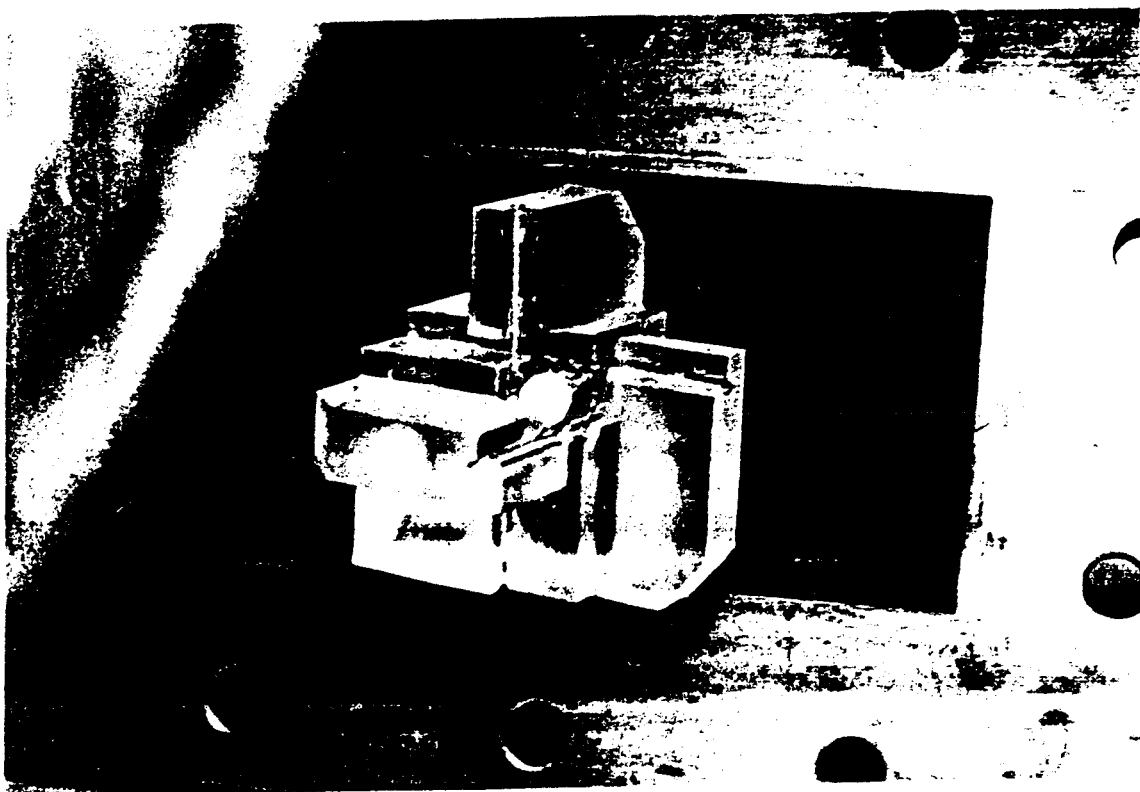


Figure 1 : Photographie du capteur consolidé par un cube d'Altu-glass.

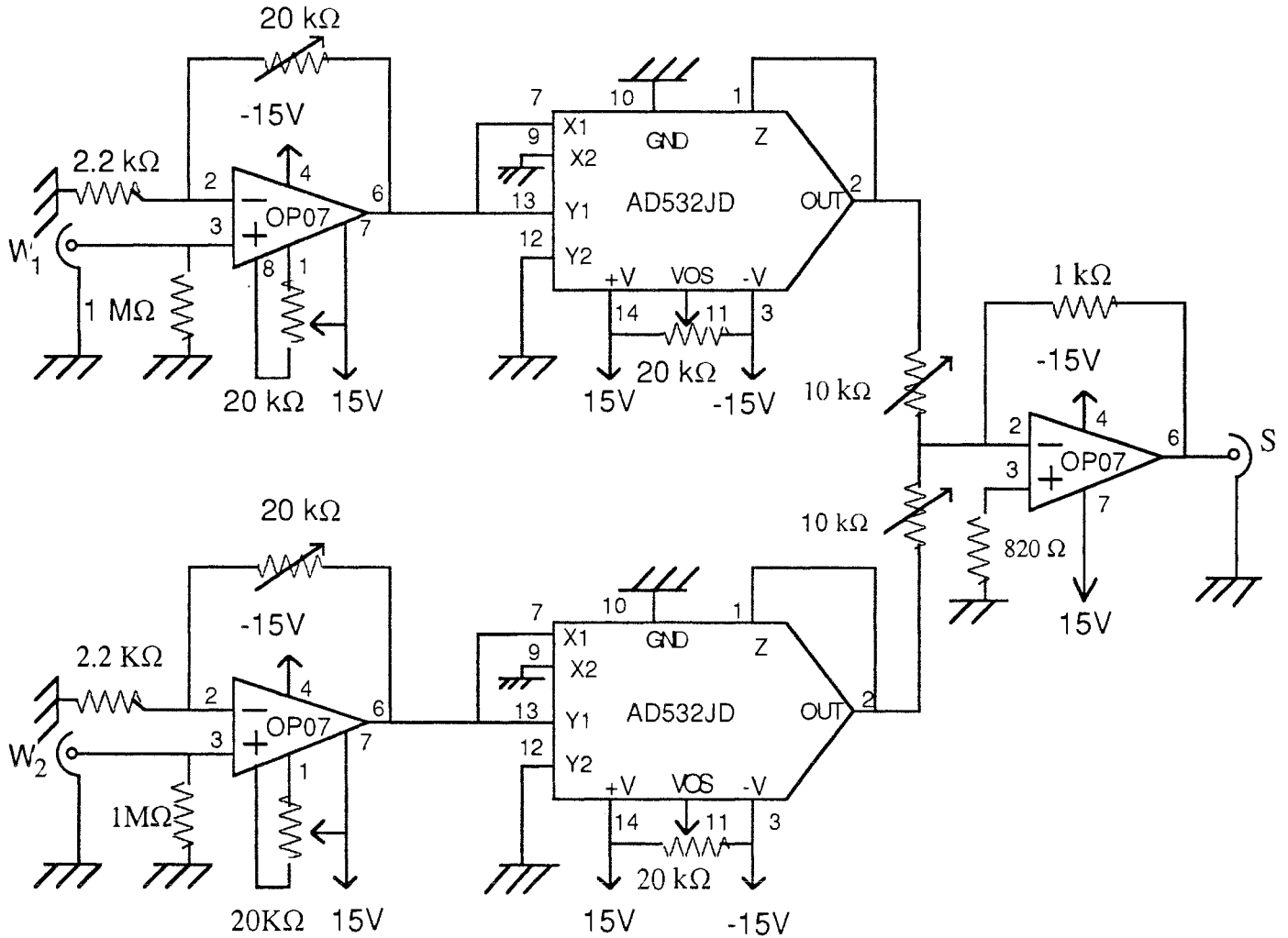
Ce montage n'a pas été retenu parce que ce capteur fournit des courbes d'amplitude qui sont très dissymétriques, et l'évolution des phases n'est pas linéaire en fonction du déplacement du piston de court-circuit. Nous pensons que la présence de l'Altu-glass introduit une impédance prohibitive.

Un jeu d'antennes hélicoïdales a été également essayé sans trop de succès.

Par contre un capteur dont l'antenne est une boucle circulaire, de diamètre 22 mm, (qui mesure l'amplitude et la phase du champ magnétique,) nous a donné à peu près les mêmes résultats qu'un capteur dont l'antenne est dipolaire. Il est certainement plus facile de considérer le capteur à antenne circulaire du point de vue théorique, car on trouve dans la littérature de nombreuses études le concernant<sup>[32]</sup>, <sup>[33]</sup>. L'usage d'un capteur à trois antennes circulaires orthogonales pose un problème mécanique.

## Annexe 2 : Schéma du multiplicateur-sommeur.

Le schéma du multiplicateur-sommeur est donné figure 2 :



OP07 : Amplificateur operationnel

AD532JD : Multiplicateur

Figure 2 : Schéma du multiplicateur-sommeur.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] H. I. Bassen , and W. Herman, " EM probe with fiber optic telemetry system", Microwave Journal, Vol. 20, p 35-47, 1977.
- [2] H. I. Bassen, and G. S. Smith, " Electric probes- a review", IEEE Trans.on Antennas and Propagation, Vol. 36 N°5, p 710-718, 1983.
- [3] T. E. Batchman, and G. Gimpelson, "An implantable electric-field probe of submillimeter dimensions", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-31, N°9, p 745-751, 1983.
- [4] E. L. Bronaugh, M. L. Rose, Jr, and H. W. Rethmann, " Multiple isolated probe electromagnetic field measuring systems", IEEE, International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Baltimore, MD, USA, p 151-158, 7-9,1980.
- [5] D. Hill, " Waveguide technique for the calibration of miniature implantable electric-field probes for use in microwave bioeffects studies", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-30, N°1, p 92-99, 1982.
- [6] J. C. Bolomey, " La méthode de diffusion modulée : une approche au relève des cartes de champs microondes en temps réel", L'onde Electrique (Electromagnétisme), vol.62, N°5, p 73-78, 1982.
- [7] J. C. Bolomey, " Rapid near-field antenna testing via arrays of modulated scattering probes", IEEE Trans.on Antennas and Propagation, Vol. 36 N°6, p 804-814, 1988.
- [8] J. C. Bolomey, " Recent european developpements in active microwave imaging for industrial, scientific, and medical applications", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 37, N°12, p 2109-2117, 1989.
- [9] R. F. Harrington, "Small resonant scatterers and their use for field measurements", I.R.E Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-10, N°5, p 165-174, 1962.
- [10] M. K. Hu, " On measurement of E and H field distributions by using modulated scattering methods", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-8, p 295-300, 1960.

- [11] K. Iizuka, " Photoconductive probe for measuring electromagnetic fields", IEE Proceedings, vol.110, N°10, p 1747-1754, 1963.
- [12] R. J. King, " Error analysis of phase -insensitive coherent (Homodyne) detectors", IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. IM-31, N°3, p 212-214, 1982.
- [13] R. J. King, " An amplitude and phase measuring system using a small modulated scatterer", Microwave Journal, Vol. 8, p 51-98, 1965.
- [14] R. J. King, " On an automatic system for simultaneous measurement of amplitude and phase of millimeter wave fields", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, p 48-50, 1976.
- [15] R. J. King, " Proling amplitude, phase, and polarization of microwave field distributions in real time", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-29, N°11, p 1225-1231, 1981.
- [16] J. H. Richmond, " A modulated scattering technique for measurement of field distributions", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 3, N°4, p 13-15, 1955.
- [17] J.V. Hajnal," Compound modulated scatterer measuring system", IEE Proceedings, vol.134, Pt. H, N°4, p.350-356, 1987.
- [18] G. Hygate, and J. F. Nye, " Measuring microwave fields directly with an optically modulated scatterer", Meas. Sci. Technol.,vol.1, p 703-709, 1990.
- [19] M. Rousseau, M. Phil, and P. S. Excell, " Optical coupled probe for microwave near field measurements", IEE Proceedings, vol.131, N°1, p 74-78, 1984.
- [20] J. C. Bolomey, D. Picard, M. Mostafavi, " Evaluation des cadences de mesure de champs proches au moyen de sondes modulées", Annales Télécommunications, vol.40, N°1-2, p 26-36, 1985.

- [21] R. Brendel, G. Marianneau, and J. Uebersfeld, " Phase and amplitude modulation effects in a phase detector using an incorrectly balanced mixer", IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol.26, N°2, p 98-102, 1977.
- [22] F. Gardiol, " Traité d'électricité : Hyperfréquences Volume XIII", Editions Georgi 1981.
- [23] R. B. Mouw, S. M. Fukuchi, " Broadband double balanced mixer/modulators", Microwave Journal, Vol. 12, p 131-134, 1969.
- [24] D. Regev, " Characterization of spurious response suppression in double balanced mixers", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 38, N°2, p 123-128, 1990.
- [25] R. Arseneau, and J. J. Zelle, " A tri-axis electromagnetic field meter", IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. 39, N°1, p 23-26, 1990.
- [26] F. Landstorfer, and P. Schoffel, " A probe for the measurement of amplitude and phase of three dimensional electromagnetic fields", Frequenz (Germany), vol. 38, N°9, p 224-230, 1984.
- [27] L. G. Bernier, T. Sphicopoulos, and F. E. Gardiol, " An automatic system for the measurement of the field distribution in resonant cavities", IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. IM-39, N°4, p 462-465, 1983.
- [28] J. W. Findlay, and J. M. Payne, " An instrument for measuring deformations in large structures", IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol.23, N°3, p 221-226, 1974.
- [29] N. Berkane " Etude numérique et expérimentale de structures de guidage non uniformes", These, Docteur Ingénieur, Unniversité de Paris-sud, Centre d'Orsay, 1982.
- [30] N. Marcuvitz, "Waveguide Handbook", Mc Graw Hill Book Company, New York(1951), p 266-267.



[31] K. Yamamoto, H. Kuronuma, T. Koinuma, and N. Tashiro, "Experimental study of noise generated by magnetrons for microwave ovens", *Journal of Microwave Power*, vol. 16, N°3-4, p 271-276, 1981.

[32] K. Münter, and J. Lindsay, "Distributed parameter analysis of shielded loops used for wide band H-field measurements", *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 32, N°1, p 241-244, 1983.

[33] I. Yokoshima, "Absolute measurements for small loop antennas for RF magnetic field standards", *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. IM-23, N°3, p 217-221, 1989.

[34] J. S. Ali, G. E. Anderson, and E.B. Bailey, "Response linearization of a diode detector type radio frequency electric field probe", *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol.IM-31, N°4, p 249-254, 1982

[35] A. P. Anderson, and R. A. Mehdi, "Phase tomography in microwave diagnostics", *Electronics Letters*, vol. 19, N°21, p 873-874, 1983.

[36] E. C. Baird, A. C. Newell, C. Stubenrauch, "A brief history of near-field measurements of antennas at the national bureau of standards", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 36 N°6, p 727-733, 1988.

[37] H. R. Chuang, Y. F. Chen, and K. M. Chen, "Automatic clutter canceler for microwave life-detection systems", *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol.40, N°4, p 747-750, 1991.

[38] M. L. Crawford, N. S. Nahman, M. Kanda, and E. B. Larsen, "Methodology for standard electromagnetic field measurements", *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol.34, N°4, p 490-503, 1985.

[39] A. L. Cullen, and J. C. Parr, "A new perturbation method for measuring microwave fields in free space", *IEE Proceedings*, vol.102-B, p 836-844, 1955.

[40] D. E. N. Davies, and S. M. Vakil, " Field probe for measuring both amplitude and phase of antenna radiation patterns", Electronics Letters, vol. 16, N°23, p 873-875, 1980.

[41] G. Goudet, and P. Chavance, " Ondes centimétriques", Edition Chiron-Paris, 1955.

[42] R. C. Hansen," Relationships between antennas as scatters and as radiators", Proceedings of the IEEE, vol.77, N°5, p 659-662, 1989.

[43] E. B. Joy, W. M. Leach, G. P. Rodrigue, and D. T. Paris, " Application of probe compensated near-field measurements", IEEE Trans.on Antennas and Propagation, vol. AP-26, p 379-389, 1978.

[44] R. Justice, and V. H. Rummsey, " Measurements of electric field distributions", IEEE Trans.on Antennas and Propagation , vol. AP-3, p 177-180, 1955.

[45] M. Kanda, and L. D. Driver, " An isotropic electric field probe with tapered resistive dipoles for broad-band use, 100 kHz to 18 GHz", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques , vol. MTT-35, N°2, p 124-130, 1987.

[46] D. M. Kerns, " Correction of near-field antenna measurements made with an arbitrary but known measuring antenna", Electronics Letters, vol. 6, N°11, p 346-347, 1983.

[47] W. Kohl, " Rechnergesteuerte Impedanzmessverfahren für den Millimeterwellenbereich", Dissertation Doktor-Ingenieur, München, p 105-107, 1979.

[48] N. A. Mathews, and H. Stachera, " An automatic system for simultaneous measurement of amplitude and phase of millimeter wave fields", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, p 140-142, 1974.

[49] M. Mostafavi, J. C. Bolomey, D. Picard" Far field accuracy investigation using modulated scattering technique for fast near field measurements", IEEE Trans.on Antennas and Propagation, Vol. AP-33 N°3, p 279-285, 1985.

[50] K. Münter, " An isolated sensor determining the poynting vector in the near field of a radiating antenna", IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. 32, N°1, p 466-468, 1983.

[51] P. S. Neelakanta, and D. DeGross, " Light emitting diode as radio frequency detector : development of RFI-FREE electromagnetic field sensor", Electronics Letters, vol. 25, N°23, p 1606-1608, 1989.

[52] K. T. NG, T. E. Batchman, S. Pavlica, D. L. Veasey, " Noise and sensitivity analysis for miniature E-field probes", IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. 38, N°1, p 27-31, 1989.

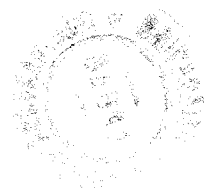
[53] G. Raoult, " Les ondes centrimétriques", Edition Masson, 1958.

[54] G. S. Smith, " Analysis of miniature electric field probes with resistive transmission lines", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-29, N°11, p 1213-1224, 1981.

[55] K. Wickersheim, M. Sun, and A. Kamal, " A small microwave E-field probe utilizing fiberoptic thermometry", Journal of Microwave Power and Electr. Eng., vol. 25, N°3, p 141-148, 1990.

[56] S. D. Harrah, K. T. NG, T. E. Batchman, "Voltage response and field reconstruction for a miniature field probe in a spatially nonuniform electric field", IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol.39, N°1, p 27-31, 1990.

[57] J. C. Bolomey, G. Essayag, B. Sauve, "Etude expérimentale d'une ligne à ruban agrandie à diélectrique liquide", Annales Télécommunications, vol. 30, N° 3-4, 1975.



# UNIVERSITE DE NANCY I

NOM DE L'ETUDIANT : Monsieur AGBOSSOU Kodjo

NATURE DE LA THESE : DOCTORAT DE L'UNIVERSITE DE NANCY I  
en ELECTRONIQUE

VU, APPROUVE ET PERMIS D'IMPRIMER

NANCY, le - 4 MAI 1992 n°186

LE PRESIDENT DE L'UNIVERSITE DE NANCY I

