

N° d'o 871

50376
1980
146

50376
1980
146

THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE TROISIEME CYCLE

Spécialité : Electronique mention Microonde

par

D.D. NGUYEN

Ingénieur EUDIL



THERMOGRAPHIE ET CHAUFFAGE MICROONDE

Contribution à la conception et à la réalisation
de systèmes destinés au Génie Biologique et Médical

Soutenue le 10 décembre 1980 devant la Commission d'Examen

Membres du Jury

M. LEBRUN

Président

M. LEROY

Rapporteur

M. BOLOMEY

Examineur

M. CHIVE

Examineur

M. CONSTANT

Examineur

M. MOSCHETTO

Examineur

M. RINGEISEN

Examineur

A Ma Mère,

A tous ceux qui me sont chers,

Le travail présenté ici a été effectué au Centre Hyperfréquences et Semiconducteurs de l'Université des Sciences et Techniques de Lille, Laboratoire Associé au C.N.R.S. , dirigé par Monsieur le Professeur CONSTANT.

J'exprime ma profonde reconnaissance envers Monsieur le Professeur CONSTANT d'avoir bien voulu m'accueillir dans son laboratoire, proposé le sujet de cette thèse et de m'avoir fait largement bénéficier de son aide et de ses conseils.

Monsieur le Professeur LEBRUN, Professeur à l'Université des Sciences et Techniques de Lille, Directeur du Centre de Recherche Sciences des Matériaux et Techniques de Construction "CRESMAT", me fait le grand honneur de présider mon jury de thèse et de juger mon travail. Je tiens à lui assurer de ma profonde gratitude.

Monsieur le Professeur LEROY, Professeur à l'Université des Sciences et Techniques de Lille, a dirigé ce travail. Sa grande compétence scientifique et sa large expérience m'ont été d'une aide très précieuse. Ses conseils éclairés et son soutien moral ont été déterminants dans la réalisation de ce projet. Je le remercie du fond du coeur.

J'adresse mes plus vifs remerciements à Monsieur le Docteur Moschetto Maître de Conférences INSERM, Directeur du Centre de Technologie Biomédicale de l'INSERM (Lille), Président du Pôle Régional Génie Biologique et Médical, d'avoir bien voulu participer à mon jury de thèse et d'examiner mon travail. Qu'il soit assuré de ma sympathie et de ma profonde gratitude.

Monsieur le Professeur BOLOMEY, Professeur à l'Université de Paris VI, Directeur de Recherches du Groupe d'Electromagnétisme du Laboratoire des Signaux et Systèmes de l'Ecole Supérieure d'Electricité (Gif/s/Yvette), me fait le grand honneur de juger mon travail. Je tiens à lui témoigner ma plus vive reconnaissance.

Monsieur RINGEISEN, Ingénieur à la Société BRUCKER à Wissembourg, me fait le plaisir de participer à mon jury de thèse et d'examiner mon travail. Je lui exprime mes plus vifs remerciements.

Monsieur CHIVE, Maitre-Assistant à l'Université des Sciences et Techniques de Lille, fait partie de mon jury. Ami et collaborateur, il a contribué grandement à la réalisation de ce projet. Qu'il soit assuré de ma sympathie et de ma reconnaissance.

Je ne saurais oublier l'aide précieuse et efficace de MM BAUDET, VANDEVELDE et TOUTAIN tout au long de cette étude. Je tiens à leur exprimer mes vifs remerciements.

Une partie de ce mémoire a été réalisée au Centre Oscar Lambret (Lille) avec la précieuse collaboration de Monsieur le Professeur GIAUX. Je tiens à lui exprimer ma reconnaissance.

Mes remerciements vont aussi à tous mes amis chercheurs du Laboratoire pour la sympathie qu'ils m'ont toujours témoignée, et tout particulièrement à Mlle ROBILLARD , à MM. MAMOUNI et FABRE qui m'ont aidé à réaliser ce mémoire.

Enfin je ne saurais oublier d'adresser mes remerciements :

- au personnel technique du Laboratoire , en particulier à Mme DELOS, MM. PLAYEZ et VANDERMOERE.
- à MM. ANDRIES, JENNEQUIN et MICHON de l'atelier de mécanique
- à M. DEHORTER et plus particulièrement à M. PLUQUET qui ont assuré la reproduction de ce mémoire.
- à Mme LEMAIRE qui a assuré la dactylographie de ce mémoire

Cette étude a bénéficié d'une aide de la part de la Délégation Générale à la Recherche Scientifique et Technique -D.G.R.S.T.- (Génie Biologique et Médicale, Comité Hyperthermie) et de la Caisse Nationale de l'Assurance des Travailleurs Salariés.

Elle est réalisée dans le cadre du GRECO - Microondes (CNRS) Action de Recherche n°3 Couplage Composants-circuits-ondes.

S O M M A I R E

<u>INTRODUCTION GENERALE</u>	1
CHAPITRE I- Contribution à l'étude du fonctionnement des sondes, optimisation de la transition guide-coaxiale	
I.1. Introduction	7
I.2. Calcul de l'impédance de rayonnement d'une antenne linéaire dans un guide d'onde de section rectangulaire.	9
I.3. Choix des paramètres géométriques	19
I.4. Bilan sommaire des études concernant le couplage sonde-tissus	25
I.5. Conclusion	36
I.6. Bibliographie	48
CHAPITRE II - Thermographie Microonde à 3 GHz	
II.1. Introduction	52
II.2. Rappel sur les mesures radiométriques. Méthode de zéro.	53
II.3. Description du système de thermographie à 3 GHz	56
II.4. Performances et étalonnage du thermographe à 3 GHz	61
II.5. Mise en oeuvre de la mesure absolue de température (Méthode de Zéro)	70
II.6. Conclusion	83
II.7. Bibliographie	84
CHAPITRE III - Hyperthermie locale contrôlée par Thermographie Microonde à 2,5 GHz	
III.1. Position du problème	88
III.2. Principe de la méthode et problème d'intermodulation entre les voies émission et réception	88
III.3. Faisabilité d'un système associant le Chauffage et la Thermographie Microonde	90
<i>III.3.1. METHODE SIMULTANEE</i>	91
<i>III.3.2. METHODE ALTERNEE</i>	99
<i>III.3.3. METHODE EN TEMPS PARTAGE</i>	107
III.4. Dispositif d'hyperthermie locale contrôlée à 2450 MHz.	114
III.5. Remarques concernant l'existence d'un autre système combinant le Chauffage et la Thermographie Microonde.	118
III.6. Conclusion	123
III.7 Bibliographie	124
CONCLUSION	126

I N T R O D U C T I O N

INTRODUCTION

La Radiométrie est, par définition, la mesure des rayonnements. Cette opération prend le nom de Thermographie lorsqu'elle concerne les signaux électromagnétiques d'origine thermique.

La Thermographie Microonde n'est utilisée pour les applications biomédicales que depuis quelques années. Son intérêt est fondé sur le fait que, les tissus vivants étant relativement transparents dans cette gamme de fréquences, il est possible de capter des signaux thermiques émis par les tissus sous cutanés y compris par ceux qui sont situés à des profondeurs dépassant plusieurs centimètres.

Dans cette optique, les tout premiers systèmes de Thermographie Microonde destinés aux applications médicales furent construits au Massachusetts Institute of Technology [1] et à l'Université de Denver au Colorado (USA) [2] [3], dès 1974. Le Centre Hyperfréquences et Semiconducteurs s'engagea dans cette voie de recherche en 1976, en bénéficiant d'une expérience en Radiométrie acquise depuis 1966 [4 à 10].

Ainsi les études entreprises au Laboratoire sur les applications biomédicales de la Thermographie débutèrent par la construction d'un récepteur fonctionnant à 9 Gigahertz et par la mise au point d'une méthode permettant de s'affranchir des effets d'émissivité à l'interface sonde-tissu [11] [12] [13]. Les premiers essais concernant la détection atraumatique in vivo des gradients thermiques sous cutanés furent effectués à Lille (Laboratoire de Thermorégulation) [14] ; ils furent suivis d'autres études qui se poursuivent actuellement qui intéressent surtout la cancérologie (en collaboration avec l'Université de Strasbourg) [15][16], l'Université de Nancy [17] et plus récemment le Centre Oscar Lambret de Lille).

Le travail présenté ici concerne la suite de ces études : la conception systématique des sondes servant d'interface entre les tissus et le récepteur, la construction d'un second dispositif de Thermographie Microonde et aussi les possibilités d'utilisation de la Thermographie en tant que moyen de contrôle d'un échauffement par Microondes. Ce dernier concerne le contrôle atraumatique de Température lors d'une thérapeutique des tumeurs cancéreuses par Hyperthermie Locale (chauffage des tissus par Microondes).

Dans un premier chapitre, nous décrivons la méthode que nous avons élaborée qui permet, à partir du calcul de l'impédance d'une antenne filiaire plongeant dans un guide rempli d'un diélectrique, de concevoir les transitions guide-coaxial des sondes et applicateurs. Nous décrivons les essais qui nous ont permis de nous assurer de la validité de cette méthode, qui est maintenant systématiquement utilisée pour construire les sondes.

Dans un deuxième chapitre, nous expliquons comment nous avons réalisé un système de Thermographie Microonde capable de fonctionner à des fréquences comprises entre 2 et 4 Gigahertz. Les causes d'erreurs possibles sont soigneusement analysées et des solutions sont proposées. Les domaines actuels d'utilisation de ce dispositif concernent la Cancérologie et aussi l'étude des Signatures d'Objets Thermiques.

Enfin dans le troisième chapitre, nous traitons des Systèmes combinant le Chauffage Microonde et la Thermographie Microonde, destinés à rendre atraumatique le contrôle de Température en Thérapeutiques des cancers par Hyperthermie Locale. Après avoir posé les problèmes liés principalement aux effets d'intermodulation (Méthode Simultanée, Méthode Alternée, Méthode en Temps Partagé) que justifient les essais de faisabilité que nous décrivons, Nous présentons ensuite le prototype fonctionnant à 2,5 GHz, que nous avons réalisé. Cet appareil est maintenant utilisé sur des animaux pour des études sur l'Hyperthermie.

BIBLIOGRAPHIE DE L'INTRODUCTION

- [1] : A.H. BARETT, P. C. MYERS
"A method of detecting subsurface thermal Patterns" Bib. Radiol., n°6,
pp 45-46, Karger, Basel, 1975.
- [2] : J. EDRICH, P.C. HARDEE
"Thermography at millimeter wavelengths" Proc. I E E E, vol. 62, pp 1391-
1392, oct. 1974.
- [3] : J. EDRICH
"A millimeter-wave thermograph for Human Breast and Spine Scans"
Proc. 6th E.M.C., pp 137-140, ROME, 1976
- [4] : A. HAUDUCOEUR
"Etude et réalisation d'un radiomètre en bande X" , thèse 3e cycle, Lille
1966.
- [5] : A. CHADELAS
"Réalisation et automatisation d'un radiomètre hertzien pour les fréquences
de 8 et 12 GHz" Mémoire CNAM, Lille, 1968.
- [6] : F. WATTRELOT
"Radiomètre Hertzien- fréquence 35 GHz - pour la mesure du bruit de diodes"
Mémoire CNAM, LILLE, 1969
- [7] : S. BONFILS
"Essai de détermination du coefficient de diffusion dans le Silicium N
en régime de porteurs chauds à partir de la température de bruit". Thèse
de Docteur Ingénieur, Lille, Juillet 1976.
- [8] : J. ZIMMERMANN, S. BONFILS, Y. LEROY, E. CONSTANT
"Hot-Electron diffusion Noise in N-Silicon using a radiometric method in the
X-Band region". Appl. Phy. Lett., vol. 30, n°5, mars 1977

- [9] : A. LE BORGNE
"Sur les performances de bruit en amplification de diodes IMPATT GaAs"
Thèse de 3e cycle, Lille sept. 1974.
- [10] : R. PERICHON
"Sur le bruit de fond présenté par des oscillateurs et des amplificateurs hyperfréquences à diode à avalanche" Thèse d'Etat, Lille, juin 1977.
- [11] : A. MAMOUNI, F. BLIOT, Y. LEROY, Y. MOSCHETTO
"Réalisation d'un radiomètre bande X pour applications biomédicales".
Journées d'études sur les effets biologiques des microondes, TOULOUSE,
juillet 1977.
- [12] : A. MAMOUNI, F. BLIOT, Y. LEROY, Y. MOSCHETTO
"A modified radiometer for temperature and microwave properties measurements of Biological substance" 7th E.M.C. Microw. Exhib. and Publ. LTD, pp: 703-707.
- [13] : A. MAMOUNI, F. BLIOT, Y. LEROY, E. CONSTANT, Y. MOSCHETTO
"Techniques radiométriques hyperfréquences pour applications biomédicales".
BIOSIGMA 78, PARIS.
- [14] : A. MAMOUNI, Y. LEROY, Y. HOUDAS, Y. MOSCHETTO
"Passive Subcutaneous Temperature Measurement for Investigation of Thermo-regulation", 8 th E.M.C. PARIS, 4 - 8 sept. 1978.
- [15] : A. MAMOUNI, M. SAMSEL, M. GAUTHERIE, Y. LEROY
"Radiométrie microonde (9 GHz) : applications aux cancers du sein et à des localisation tumorales, résultats préliminaires". Colloque I.M.P.I.
Monaco, 1979

- [16] : M. SAMSEL, J.L. GUERQUIN-KERN, G. DALE, M. GAUTHERIE, A. MAMOUNI
"Applications de la radiométrie microonde (9 GHz) à l'examen thermographique des tumeurs (sein, thyroïde, foie...). Résultats préliminaires et comparaison avec la thermographie microonde à 30 et 68 GHz".
Journées Nationales Microondes, Lille, 28 juin 1979.
- [17] : J. ROBERT, P. THOUVENOT, A. MAMOUNI, Y. LEROY
"Détection de lésions intracrâniennes à l'aide de la Radiométrie Microonde"
Journées "Hyperthermie" - Société Française de Biophysique et de Médecine Nucléaire. Nancy, 26 avril 1980.

CHAPITRE I :

CONTRIBUTION A L'ETUDE DU

FONCTIONNEMENT DES SONDES

OPTIMISATION DE LA

TRANSITION GUIDE-COAXIAL

PLAN DU CHAPITRE I

I.1. INTRODUCTION	7
I.2. CALCUL DE L'IMPEDANCE DE RAYONNEMENT D'UNE ANTENNE LINEAIRE DANS UN GUIDE D'ONDE DE SECTION RECTANGULAIRE	9
I.2.1. Définition du problème	9
I.2.2. Calcul du champ électrique E rayonné par l'antenne, en un point quelconque du guide.	10
I.2.3. Calcul de l'impédance de rayonnement de l'antenne linéaire	12
I.2.4. Organigramme de calcul	14
I.3. CHOIX DES PARAMETRES GEOMETRIQUES	19
I.3.1. Définition du problème	19
I.3.2. Conditions expérimentales et définition du cahier des charges	19
I.3.3. Détermination des caractéristiques de la transition guide- coaxial	19
I.3.4. V érifications expérimentales des caractéristiques de la transition guide-coaxial	20
I.4. BILAN SOMMAIRE DES ETUDES CONCERNANT LE COUPLAGE SONDE-TISSUS	25
I.5. CONCLUSION	36
I.6. BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE I	48

I.1. INTRODUCTION

La Radiométrie Hyperfréquence est utilisée en tant que méthode de mesure atraumatique de la température sous-cutanée des tissus vivants et nécessite l'emploi de sondes qui jouent un rôle d'interface entre les tissus sous investigation et le récepteur.

Le type de sondes dont nous avons étudié les caractéristiques est constitué d'un tronçon de guide rectangulaire généralement monomode ouvert à une extrémité et chargé d'un diélectrique à très faibles pertes ($\text{tg}\delta \# 10^{-4}$) ; l'autre extrémité est fermée sur un court-circuit (figure 1). Ce tronçon de guide est couplé à une antenne linéaire formée par le conducteur central d'une ligne coaxiale qui transmet au détecteur radiométrique le signal thermique capté par la sonde.

Pour pouvoir capter , dans les meilleures conditions , le signal thermique généré par le volume de tissus couplé à la sonde , il est souhaitable que le coefficient de réflexion à l'interface sonde-tissu soit minimal et que le couplage entre le guide et le coaxial soit optimal.

Dans ce chapitre, nous allons principalement étudier le problème de l'adaptation entre le guide et la ligne coaxiale.

Notre travail a consisté à calculer l'impédance de rayonnement d'une antenne filaire plongeant dans un guide rectangulaire chargé d'un diélectrique ; pour cela , nous nous sommes inspirés d'une méthode développée par De Ronde [1] . Ensuite nous avons mis au point un programme numérique itératif permettant de définir les caractéristiques de la transition guide-coaxial présentant une bonne adaptation dans une bande de fréquences prédéfinie. Enfin, nous avons pratiquement utilisé cette méthode pour la conception des sondes utilisées en Thermographie Microonde .

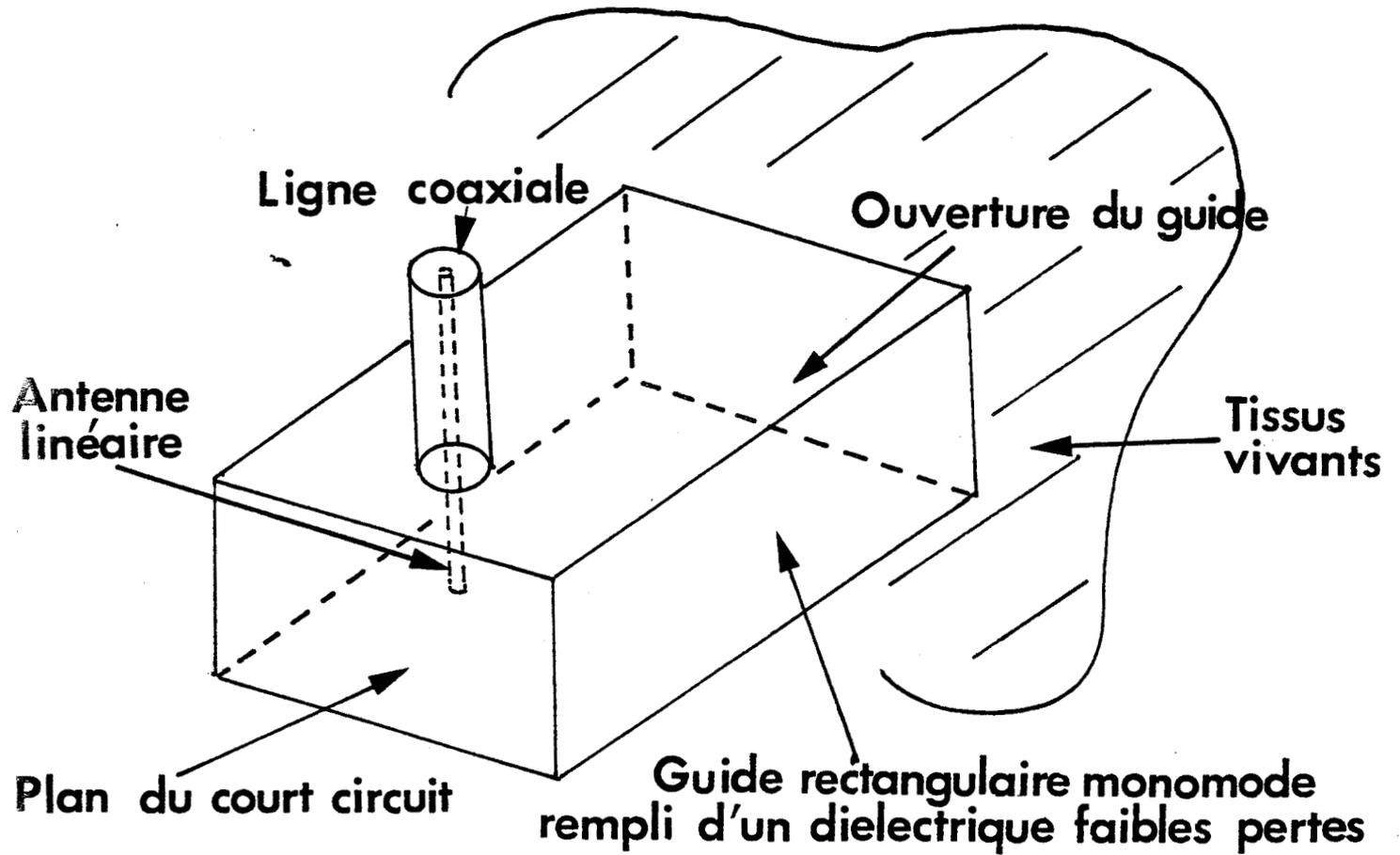


Figure 1 : Type de sonde radiométrique, lors de son utilisation l'ouverture du guide est appliquée sur les tissus à tester.

I.2. CALCUL DE L'IMPEDANCE DE RAYONNEMENT D'UNE ANTENNE LINEAIRE DANS UN GUIDE D'ONDE DE SECTION RECTANGULAIRE

I.2.1. Définition du problème

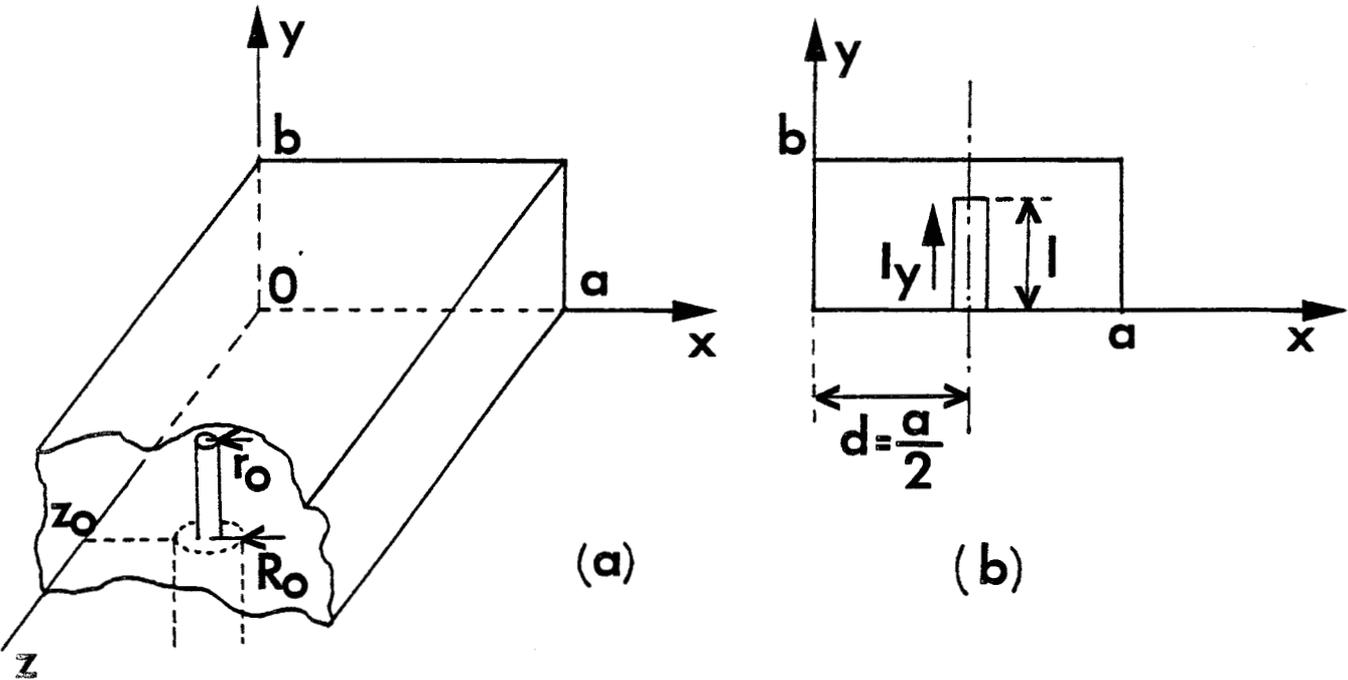


Figure 2

Une antenne cylindrique est placée verticalement à l'intérieur d'un guide d'onde rectangulaire de dimensions a et b , rempli d'un diélectrique sans perte de permittivité ϵ , à égale distance des petits côtés du guide (figure 2). L'antenne est formée par le conducteur central de rayon r_0 d'une ligne coaxiale de rayon extérieur R_0 . Le guide d'onde est fermé à une extrémité par un court circuit, l'autre extrémité est supposée adaptée.

Par un choix adéquat de la longueur l de l'antenne et de sa distance z_0 au court circuit, si on fait en sorte que l'impédance de rayonnement Z de l'antenne égale l'impédance caractéristique de la ligne coaxiale Z_c , on réalise un transfert maximal d'énergie d'une structure vers l'autre.

Dans l'étude qui suit, nous avons supposé r_0 très petit devant l et devant λ : $r_0 \ll l$ et $r_0 \ll \lambda$ avec λ , la longueur d'onde dans l'espace vide.

Le mode excité par l'antenne est le mode TE_{10} (notation anglosaxonne). Pour calculer l'impédance de rayonnement Z de l'antenne, nous allons d'abord déterminer le champ électrique rayonné par un courant filaire parcourant l'antenne supposée infiniment mince. Ensuite, le calcul de l'intégrale double de la composante normale du vecteur de Poynting sur la surface de l'antenne détermine l'impédance de rayonnement Z .

I.2.2. Calcul du champ électrique \vec{E} rayonné par l'antenne, en un point quelconque du guide

La densité de courant \vec{I} parcourant l'antenne s'écrit :

$$\vec{I} = I_y \delta(z-z_0) \delta(x-d) \vec{u} \quad (1)$$

où \vec{u} est un vecteur unitaire suivant Oy . On ne connaît pas l'expression de I_y .

L'équation d'onde satisfaite par le vecteur de Hertz $\vec{\Pi}$, en présence de source antenne, est la suivante [2] :

$$\text{grad div } \vec{\Pi} + \omega^2 \mu \epsilon \vec{\Pi} - \text{rot rot } \vec{\Pi} = \frac{j}{\omega \epsilon} \vec{I}$$

En coordonnées rectangulaires, l'équation devient :

$$\nabla^2 \vec{\Pi} + \omega^2 \mu \epsilon \vec{\Pi} = \frac{j}{\omega \epsilon} \vec{I} \quad (2)$$

Le champ électrique est donné par :

$$\vec{E} = \text{grad div } \vec{\Pi} + k^2 \vec{\Pi} \quad (3)$$

avec $k^2 = \omega^2 \mu \epsilon$

Compte tenu de l'expression (1), l'équation (2) peut s'écrire :

$$\nabla^2 \vec{\Pi} + k^2 \vec{\Pi} = \frac{j}{\omega \epsilon} I_y \delta(z-z_0) \delta(x-d) \vec{u} \quad (4)$$

On constate donc que $\vec{\Pi}$ est un vecteur dans la direction Oy :

$$\vec{\Pi} = \Pi_y \vec{u} \quad (5)$$

La solution générale de l'équation (4) est :

$$\Pi_y = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} \exp[-\Gamma_{mn}|z-z_0|] \cdot A_{mn} \quad (6)$$

$$\text{avec } \Gamma_{mn}^2 = \frac{m^2 \pi^2}{a^2} + \frac{n^2 \pi^2}{b^2} - k^2$$

$$\Gamma_{10}^2 = \frac{\pi^2}{a^2} - k^2 = -k'^2 = (jk')^2$$

Déterminons A_{mn} ; pour cela remplaçons Π_y dans (4) ; nous avons :

$$\nabla^2 + k^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 = \frac{\partial^2}{\partial z^2} - \Gamma_{mn}^2$$

d'où (4) devient :

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} - \Gamma_{mn}^2 \right) \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} A_{mn} e^{-\Gamma_{mn}|z-z_0|} = \frac{j}{\omega \epsilon} I_y \delta(z-z_0) \delta(x-d) \quad (7)$$

Multiplions les deux membres par $\sin \frac{m\pi x}{a}$ et $\cos \frac{n\pi y}{b}$ et intégrons les par rapport à x et y ; il vient finalement :

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} - \Gamma_{mn}^2\right) e^{-\Gamma_{mn}|z-z_0|} \cdot A_{mn} \cdot \frac{ab}{2\gamma_n} = \frac{j}{\omega\epsilon} \delta(z-z_0) \sin \frac{m\pi d}{a} \int_0^l I_y \cos \frac{n\pi y}{b} dy$$

avec $\gamma_n = 1$ si $n=0$
 $\gamma_n = 2$ si $n > 0$

Intégrons maintenant les deux membres par rapport à z autour de z_0 ;

en remarquant que :

$$\int_{z_0^-}^{z_0^+} \delta(z-z_0) dz = 1 \quad ; \quad \int_{z_0^-}^{z_0^+} (-\Gamma_{mn}^2) \exp[-\Gamma_{mn}|z-z_0|] dz = 0$$

et que :

$$\int_{z_0^-}^{z_0^+} \frac{\partial^2}{\partial z^2} \exp[-\Gamma_{mn}|z-z_0|] dz = 0 - 2\Gamma_{mn} = -2\Gamma_{mn}$$

On obtient

$$A_{mn} = \frac{1}{j\omega\epsilon} \cdot \frac{1}{ab\Gamma_{mn}} \cdot \gamma_n \sin \frac{m\pi d}{a} \int_0^l I_\eta \cos \frac{n\pi\eta}{b} d\eta \quad (8)$$

D'où : $\vec{E} = \text{grad div } \vec{\Pi} + k^2 \vec{\Pi} = \text{grad div}(\Pi_y \vec{u}) + k^2 \Pi_y \vec{u}$

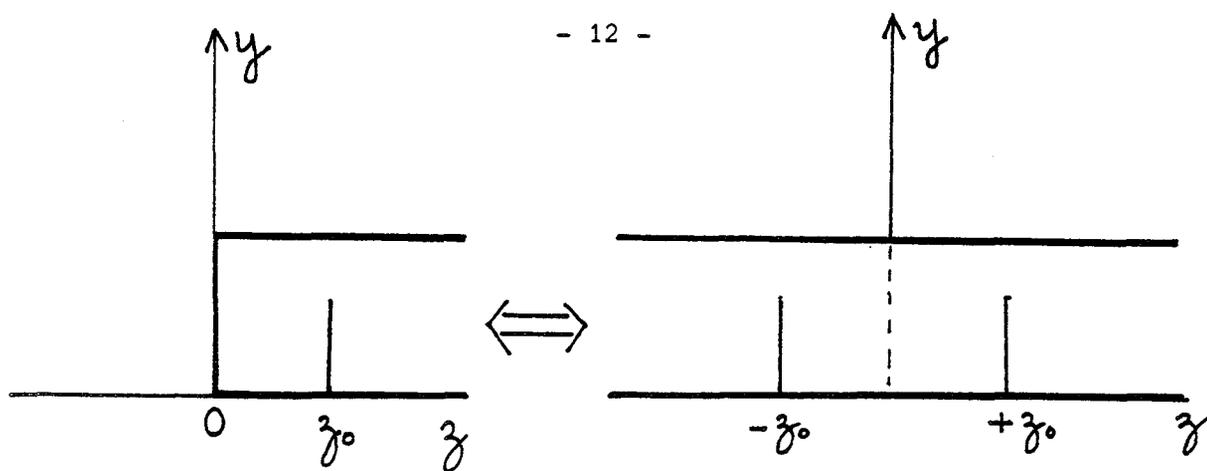
On tire : $E_y = (k^2 + \frac{\partial^2}{\partial y^2}) \Pi_y$

Après développement, on arrive à l'expression :

$$E_y = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\gamma_n}{\omega\epsilon ab j \Gamma_{mn}} \left(k^2 - \frac{n^2\pi^2}{b^2}\right) \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{m\pi d}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-\Gamma_{mn}|z-z_0|} \int_0^l I_\eta \cos \frac{n\pi\eta}{b} d\eta \quad (9)$$

avec $\gamma_n = 1$ pour $n = 0$
 $= 2$ pour $n > 0$

Le calcul du champ ne fait pas intervenir les conditions de continuité qui découlent de la présence du court circuit représenté par la paroi métallique à une extrémité du guide. La composante tangentielle du champ \vec{E} doit être nulle sur le court circuit. La méthode des images nous montre que lorsqu'on considère une antenne plongeant dans un guide d'onde de longueur infinie court circuité à une extrémité (distance z_0) tout se passe comme si l'on avait un guide d'onde de longueur infinie dans les deux directions avec deux antennes identiques distantes de $2z$.



Finalement, la composante E_y du champ en un point x, y, z dans le guide a pour expression :

$$E_y = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\gamma_n}{j\omega\epsilon a b \Gamma_{mn}} \left(k^2 - \frac{n^2 \pi^2}{b^2} \right) \sin \frac{n\pi d}{a} \sin \frac{n\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} F(z) \int_0^l I_\eta \cos \frac{n\pi \eta}{b} d\eta$$

avec $F(z) = \exp[-\Gamma_{mn}|z-z_0|] - \exp[-\Gamma_{mn}(z+z_0)]$

Puisque $d = \frac{a}{2}$, le champ le long de l'antenne a pour expression :

$$E_y^a = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\gamma_n}{a b \omega \epsilon} \left(k^2 - \frac{n^2 \pi^2}{b^2} \right) \sum_{m=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{e^{-\Gamma_{mn}r_0} - e^{-\Gamma_{mn}2z_0}}{j\Gamma_{mn}} \int_0^l I_\eta \cos \frac{n\pi \eta}{b} \cos \frac{n\pi y}{b} d\eta$$

en approximant : $2z_0 + r_0 \neq 2z_0$ car $r_0 \ll z_0$ (10)

avec $\gamma_n = 1$ pour $n = 0$

$$\Gamma_{mn}^2 = \frac{m^2 \pi^2}{a^2} + \frac{n^2 \pi^2}{b^2} - k^2$$

$$k^2 = \omega^2 \mu \epsilon = \frac{4\pi^2}{\lambda^2}$$

λ = longueur d'onde en propagation libre

ϵ = constante diélectrique du matériau remplissant le guide d'onde.

I.2.3. Calcul de l'impédance de rayonnement de l'antenne linéaire

L'expression de l'impédance de rayonnement de l'antenne est donnée par la méthode dite méthode e.m.f. [3], [4]

$$Z = R + jX = -\frac{1}{I^2(0)} \int_0^l E_y^a(y) I(y) dy$$

où $I_y = I(y)$ = distribution du courant le long de l'antenne.

$I(0)$ = courant au point d'alimentation de l'antenne ($y = 0$)

En vue d'obtenir une meilleure approche de la réalité, nous allons utiliser le principe variationnel de Schwinger pour calculer l'impédance de rayonnement [1] [5]. Adoptons la forme la plus générale pour la distribution de courant le long de l'antenne.

$$I(y) = \sum_{m=0}^{\infty} a_m f_m(y)$$

Z peut s'écrire, compte tenu de cette expression :

$$Z = \sum_{n=0}^{\infty} C_n \left\{ \int_0^l \sum_{m=0}^{\infty} \frac{a_m f_m(y)}{I(0)} \cos \frac{n\pi y}{b} dy \right\}^2 = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{C_n}{[I(0)]^2} \left[\sum_{m=0}^{\infty} a_m B_{mn} \right]^2$$

avec : $I(0) = \sum_{m=0}^{\infty} a_m$; $B_{mn} = \int_0^l f_m(y) \cos \frac{n\pi y}{b} dy$

$$C_n = \frac{\gamma_n}{ab\omega\epsilon} \left(k^2 - \frac{n^2\pi^2}{b^2} \right) \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{e^{-\Gamma_{mn}z_0} - e^{-\Gamma_{mn} \cdot 2z_0}}{j\Gamma_{mn}}$$

Appliquons le principe du calcul variationnel :

$$\frac{\partial Z}{\partial a_m} = 0$$

Ce qui conduit à :

$$\sum_{n=0}^{\infty} C_n \left[\sum_{m=0}^{\infty} a_m B_{mn} \right]^2 = I(0) \sum_{n=0}^{\infty} B_{\mu n} C_n \sum_{m=0}^{\infty} a_m B_{mn}$$

Le premier terme est équivalent à $I^2(0)$. Z. d'où :

$$\sum_{n=0}^{\infty} B_{\mu n} C_n \cdot \sum_{m=0}^{\infty} \left(\frac{a_m}{Z I(0)} \right) \cdot B_{mn} = 1$$

Posons $V = Z \cdot I(0)$. Nous obtenons un système d'équations dont les inconnues sont les coefficients normalisés $\frac{a_m}{V}$:

$$\sum_{n=0}^{\infty} B_{\mu n} C_n \cdot \sum_{m=0}^{\infty} \left(\frac{a_m}{V} \right) B_{mn} = 1 \quad (13)$$

Le système d'équations résolu, la valeur de Z est déterminée :

$$Z = \frac{1}{\sum_{m=0}^{\infty} \left(\frac{a_m}{V} \right) f_m(0)} \quad (14)$$

On montre que $I(y)$ peut se ramener à la somme des premiers termes d'une série qui converge rapidement :

$$I(y) = a_1 \cos \frac{\pi y}{2l} + a_3 \cos \frac{3\pi y}{2l} \quad (15)$$

Alors le système d'équations (13) se ramène à :

$$\left(\frac{a_1}{V} \right) \sum_{n=0}^{\infty} B_{1n}^2 C_n + \left(\frac{a_3}{V} \right) \sum_{n=0}^{\infty} B_{1n} B_{3n} C_n = 1 \quad (16)$$

$$\left(\frac{a_1}{V} \right) \sum_{n=0}^{\infty} B_{1n} B_{3n} C_n + \left(\frac{a_3}{V} \right) \sum_{n=0}^{\infty} B_{3n}^2 C_n = 1$$

avec B_{1n} et B_{3n} des fonction de n.

L'impédance de rayonnement Z peut s'exprimer par :

$$Z = \frac{1}{\frac{a_1}{V} + \frac{a_3}{V}} \quad (17)$$

La résolution du système d'équation (16) conduit à la valeur de Z :

$$Z = R + jX = \frac{u^2 - v.w}{2u - v - w}$$

avec : $u = \sum_0^{\infty} u_n$; $v = \sum_0^{\infty} v_n$; $w = \sum_0^{\infty} w_n$

et :

$$u_n = \frac{-3}{\left[\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - \left(\frac{n\pi l}{b}\right)^2\right] \left[\left(\frac{3\pi}{2}\right)^2 - \left(\frac{n\pi l}{b}\right)^2\right]} C_n \left(\frac{\pi l}{2}\right)^2 \cos^2 \frac{n\pi l}{b}$$

$$v_n = -\frac{1}{3} \frac{\left(\frac{3\pi}{2}\right)^2 - \left(\frac{n\pi l}{b}\right)^2}{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - \left(\frac{n\pi l}{b}\right)^2} u_n \quad ; \quad w_n = -3 \frac{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - \left(\frac{n\pi l}{b}\right)^2}{\left(\frac{3\pi}{2}\right)^2 - \left(\frac{n\pi l}{b}\right)^2} u_n$$

I.2.4. Organigramme de calcul de l'impédance de rayonnement de l'antenne

I.2.4.1. Remarques préliminaires

a) C_n intervient dans le calcul de Z :

$$C_n = f(n) \cdot \sum_{m=1,3,5..}^{\infty} \frac{e^{-\Gamma_{mn} z_0} - e^{-\Gamma_{mn} \cdot 2z_0}}{\Gamma_{mn}}$$

Lorsque $\Gamma_{mn}^2 < 0$ alors $\Gamma_{mn} = -j\gamma_{mn}$

$$C_n = f(n) \cdot \sum_{m=1,3,5..}^{\infty} \frac{\cos \gamma_{mn} z_0 - \cos 2\gamma_{mn} z_0}{\gamma_{mn}} + j \frac{\sin \gamma_{mn} z_0 - \sin 2\gamma_{mn} z_0}{\gamma_{mn}}$$

D'où C_n est complexe.

Lorsque $\Gamma_{mn}^2 > 0$ alors :

$$C_n = f(n) \cdot \sum_{m=1,3,5..}^{\infty} \frac{e^{-\Gamma_{mn} z_0} - e^{-\Gamma_{mn} \cdot 2z_0}}{j\Gamma_{mn}}$$

D'où C_n est imaginaire pur.

Si l'on se place dans les conditions telles que les modes autres que TE_{10} sont évanescents, $\Gamma_{mn}^2 > 0$ et $\Gamma_{10}^2 < 0$ pour tout $n > 0$

Nous avons donc : $C_0 =$ nombre complexe

$C_n =$ nombre imaginaire pur

$$C_0 = \frac{k^2}{ab\omega\epsilon} \left[\left(\frac{\cos \gamma_{10} z_0 - \cos 2\gamma_{10} z_0}{\gamma_{10}} \right) + j \left(\frac{\sin \gamma_{10} z_0 - \sin 2\gamma_{10} z_0}{\gamma_{10}} \right) + \sum_{m=3,5..}^{\infty} \frac{e^{-\Gamma_{m0} z_0} - e^{-2\Gamma_{m0} z_0}}{j\Gamma_{m0}} \right]$$

$$C_n = -j \frac{2}{ab\omega\epsilon} \left(\frac{k^2}{R} - \frac{n^2 \pi^2}{b^2} \right) \sum_{m=1,3,5..}^{\infty} \frac{e^{-\Gamma_{mn} z_0} - e^{-2\Gamma_{mn} z_0}}{\Gamma_{mn}} \quad \text{pour } n > 0$$

b) Puisque seul C_0 possède une partie réelle non nulle :

Réel (u) = Réel (u_0) = u_R

Réel (v) = Réel (v_0) = $v_R = -3u_R$

Réel (w) = Réel (w_0) = $w_R = -\frac{u_R}{3}$

c) On peut développer Z pour mettre en évidence les expressions de R et X :

$$Z = \frac{u^2 - v.w}{2u - v - w} = R + jX$$

$$u = u_R + ju_i$$

$$v = v_R + jv_i$$

$$w = w_R + jw_i$$

$$Z = \frac{(u_R + ju_i)^2 - (v_R + jv_i)(w_R + jw_i)}{2(u_R + ju_i) - (v_R + jv_i) - (w_R + jw_i)}$$

$$\text{Réal}(Z) = R = \frac{(u_R^2 - u_i^2 + v_i w_i - v_R w_R)(2u_R - v_R - w_R) - (2u_i u_R - v_R w_i - v_i w_R)(2u_i - v_i - w_i)}{(2u_R - v_R - w_R)^2 + (2u_i - v_i - w_i)^2}$$

$$\text{Im}(Z) = X = \frac{(2u_R - v_R - w_R)(2u_i u_R - v_R w_i - v_i w_R) - (2u_i - v_i - w_i)(u_R^2 - u_i^2 + v_i w_i - v_R w_R)}{(2u_R - v_R - w_R)^2 + (2u_i - v_i - w_i)^2}$$

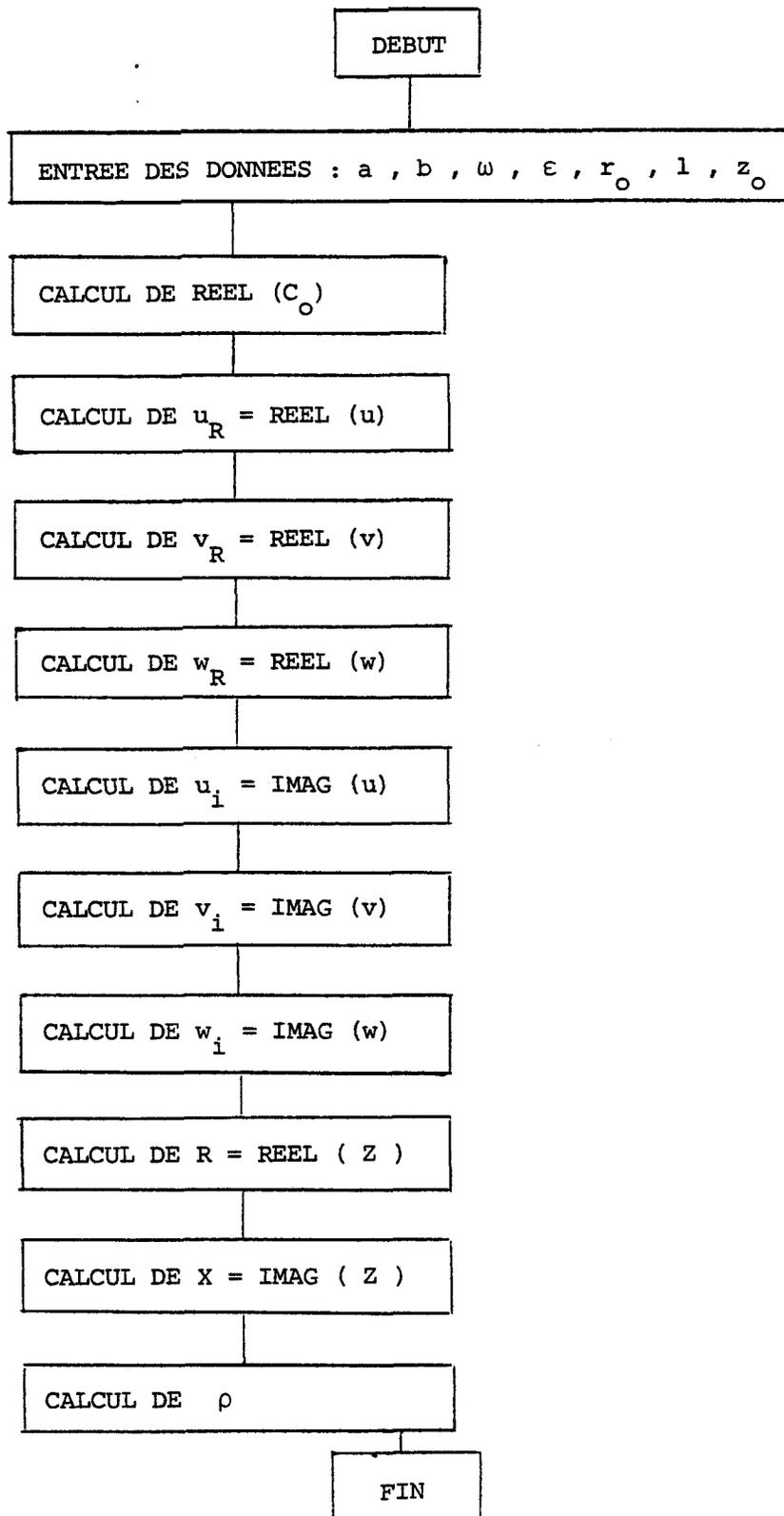
Si on suppose le guide d'onde s'étendant à l'infini d'un côté, le coefficient de réflexion en puissance au niveau de la transition s'exprime par la relation:

$$|\rho| = \frac{(R - R_c)^2 + X^2}{(R + R_c)^2 + X^2}$$

R_c est l'impédance caractéristique de la ligne coaxiale.

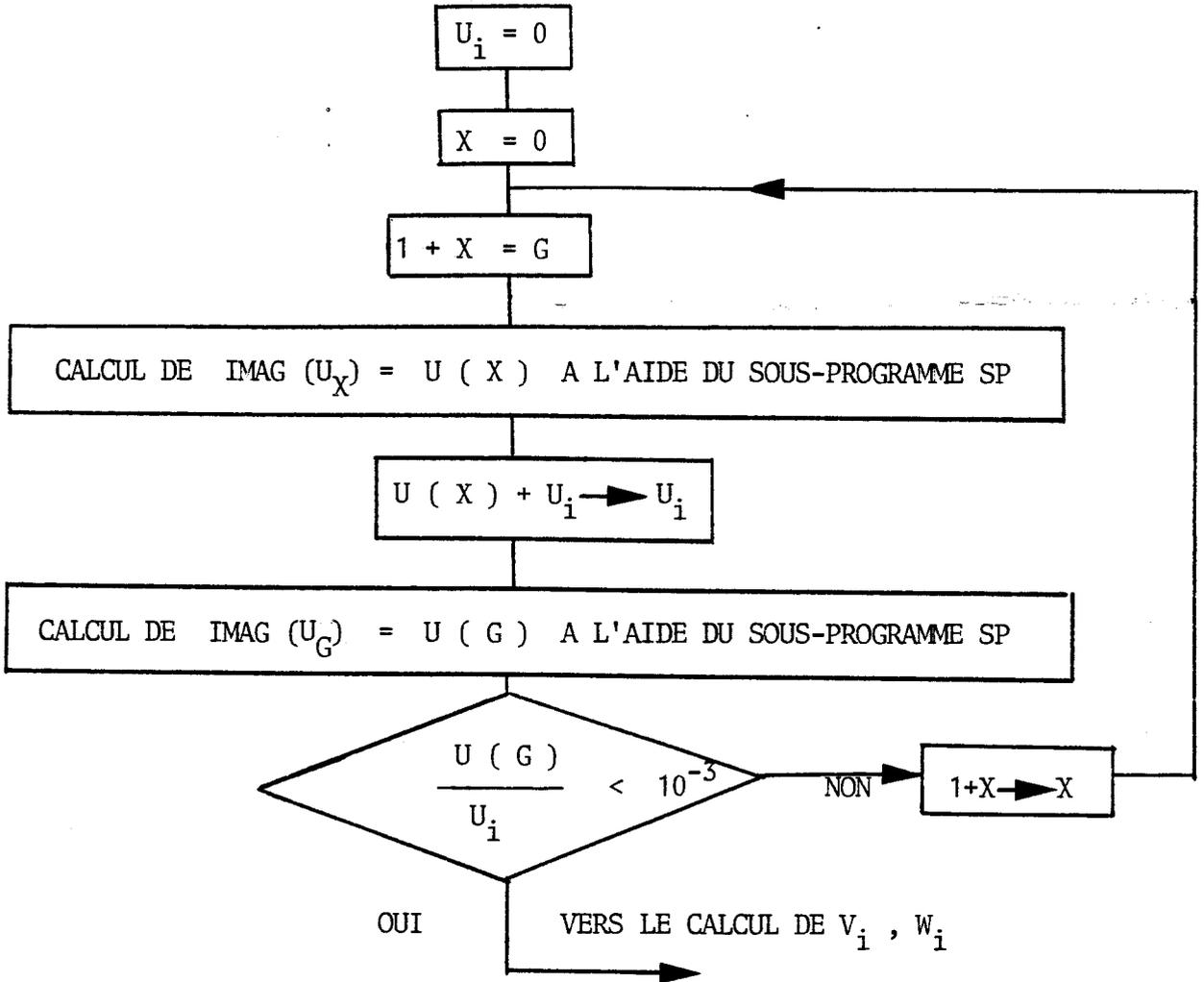
I.2.4.2. Organigramme de calcul

Compte tenu de ces remarques, nous avons établi l'organigramme suivant :

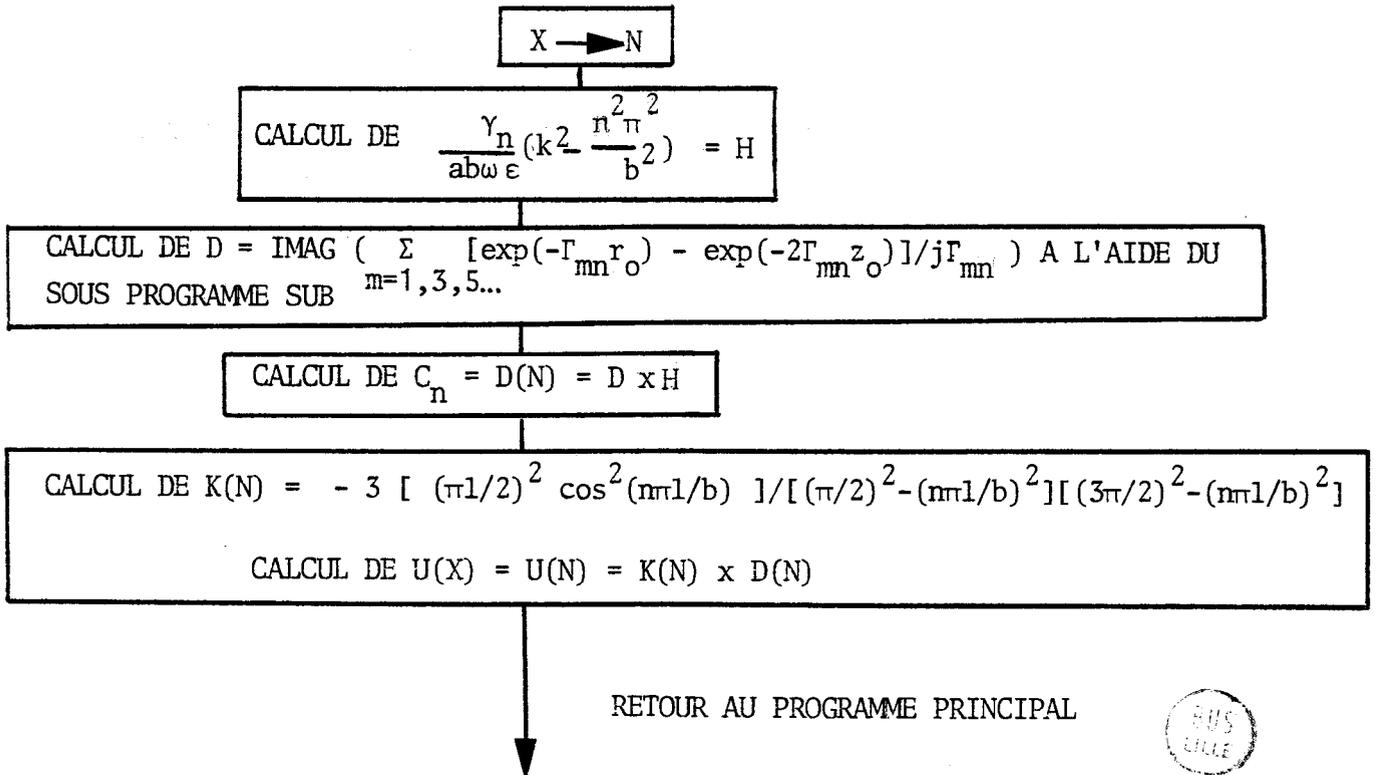


Les calculs de u_i, v_i, w_i , sont exécutés à l'aide de sous programmes imbriqués.
Prenons le cas du calcul de u_i (même processus pour v_i et w_i)

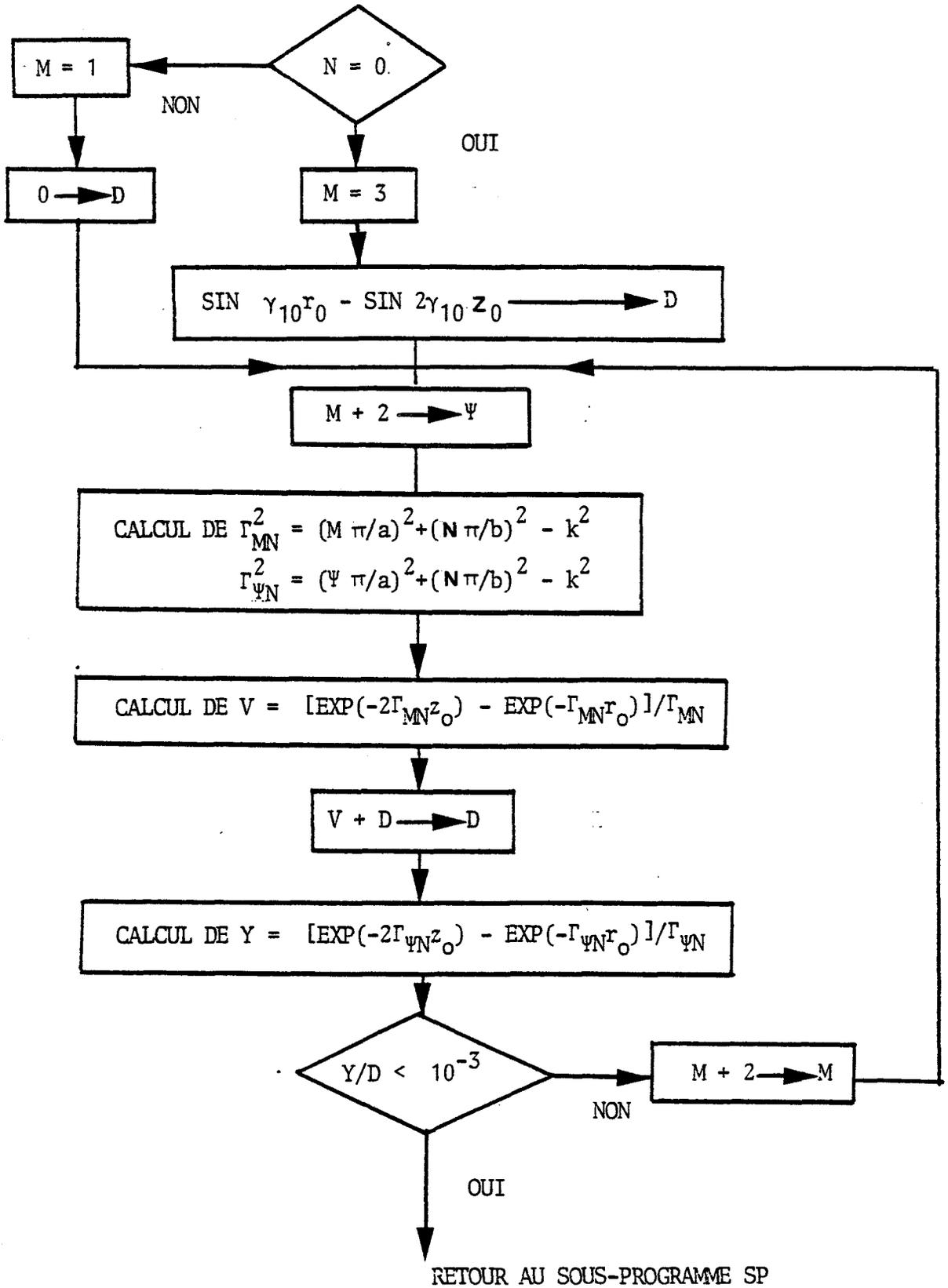




Calcul de U(X) à l'aide du sous-programme SP :



Calcul de D à l'aide du sous-programme SUB :



I.3. CHOIX DES PARAMETRES GEOMETRIQUES

I.3.1. Définition du problème

Le but recherché est de définir les caractéristiques de l'antenne plongeant dans le guide qui permet de réaliser l'adaptation entre les deux structures. L'impédance de rayonnement de l'antenne varie avec les caractéristiques du guide : dimensions a et b , permittivité ϵ_r , celles de l'antenne : z_0 (position par rapport à l'extrémité court-circuitée du guide) l (enfoncement dans le guide) , r_0 (rayon de l'antenne) , et avec la fréquence. Par conséquent, on va choisir des valeurs de ces paramètres en vue de réaliser une bonne adaptation dans une bande de fréquences correspondante à celle du radiomètre.

I.3.2. Conditions expérimentales et définition du cahier des charges des transitions guide-coaxial

Les sondes étudiées possèdent les caractéristiques suivantes :

- elles sont constituées par un guide d'onde rectangulaire fonctionnant généralement soit dans la bande X (8,2 à 12,4 GHz) soit dans la bande S (2 à 4 GHz).

- le diélectrique remplissant le guide a pour permittivité $\epsilon_r = 4, 9, 12, 16$ ou 25 .

- la ligne coaxiale couplée au guide d'onde a comme impédance caractéristique : $Z_c = 50 \Omega$

- Le coefficient de réflexion au niveau de la transition entre le guide et le coaxial doit être inférieur ou égal à -10 dB en moyenne dans la bande de fréquences considérée.

I.3.3. Détermination des caractéristiques de la transition guide-coaxial.

Les paramètres dont dépend l'impédance de l'antenne sont présentées au paragraphe I.3.1. On fixe au départ les valeurs de a, b, ϵ_r, f ; r_0 est donné par la dimension du coaxial.

Nous choisissons une valeur de l et nous faisons varier z_0 , exprimé en fonction de λ_g (longueur d'onde à la fréquence de travail dans le guide) Utilisant le programme de calcul de Z élaboré au paragraphe précédent, nous calculons ρ pour différentes valeur de z_0 et essayer d'accéder à une valeur convenable de z_0 . Remarquons que Z (d'où ρ) est une fonction périodique de z_0 de période $\frac{\lambda_g}{2}$.

Nous retenons la valeur de z_0 qui est la plus petite pour le besoin d'amélioration de la réponse en fréquence du composant et aussi pour des raisons d'encombrement. Ensuite, nous fixons toutes les valeurs des paramètres de la sonde et nous faisons un balayage en fréquence (f compris entre 8 et 10 GHz par exemple), puis nous calculons la valeur moyenne $|\bar{\rho}|$ du coefficient de réflexion dans cette bande de fréquence.

. Si $|\bar{\rho}| < -10$ dB , nous retenons les valeurs de l et z_0 .

. Si $|\bar{\rho}| > -10$ dB , nous choisissons une autre valeur de l et nous reprenons le calcul à partir du début jusqu'à ce que nous trouvions un couple (z_0 , l) qui réponde au cahier des charges.

Remarquons qu'une autre méthode pourrait consister à calculer $|\bar{\rho}|$ moyen dans la bande de fréquence pour toutes les combinaisons possibles de z_0 , l avant de choisir définitivement leurs valeurs ; mais la durée du calcul est prohibitive.

A l'aide du programme de ce calcul itératif [6] , nous avons pu aboutir à des résultats théoriques satisfaisants dans les deux bandes de fréquences étudiées.

Dans la bande X (8,2-12,4 GHz) , les sondes remplies de diélectrique $\epsilon_r = 4$ et 9 présentent des coefficients de réflexion moyens de l'ordre de -10dB au moins au niveau de la transition (figure 3).

Dans la bande S (2-4 GHz) , les résultats obtenus sont meilleurs : il est assez courant d'obtenir un coefficient de réflexion moyen se situant entre -10 et -20 dB (figures 4 et 5).

I.3.4. Vérifications expérimentales des caractéristiques de la transition guide-coaxial

Une fois les sondes réalisées, nous testons leurs performances à l'analyseur de réseaux Hewlett-Packard. En particulier, nous relevons les pertes en transmission ainsi que les coefficients de réflexion au niveau de la transition guide-coaxial.

I.3.4.1. Etude du coefficient de transmission de la transition

La qualité d'une transition guide-coaxial est estimée en mesurant le coefficient de transmission de deux sondes identiques montées tête-bêche, comme l'indique la figure 6a.

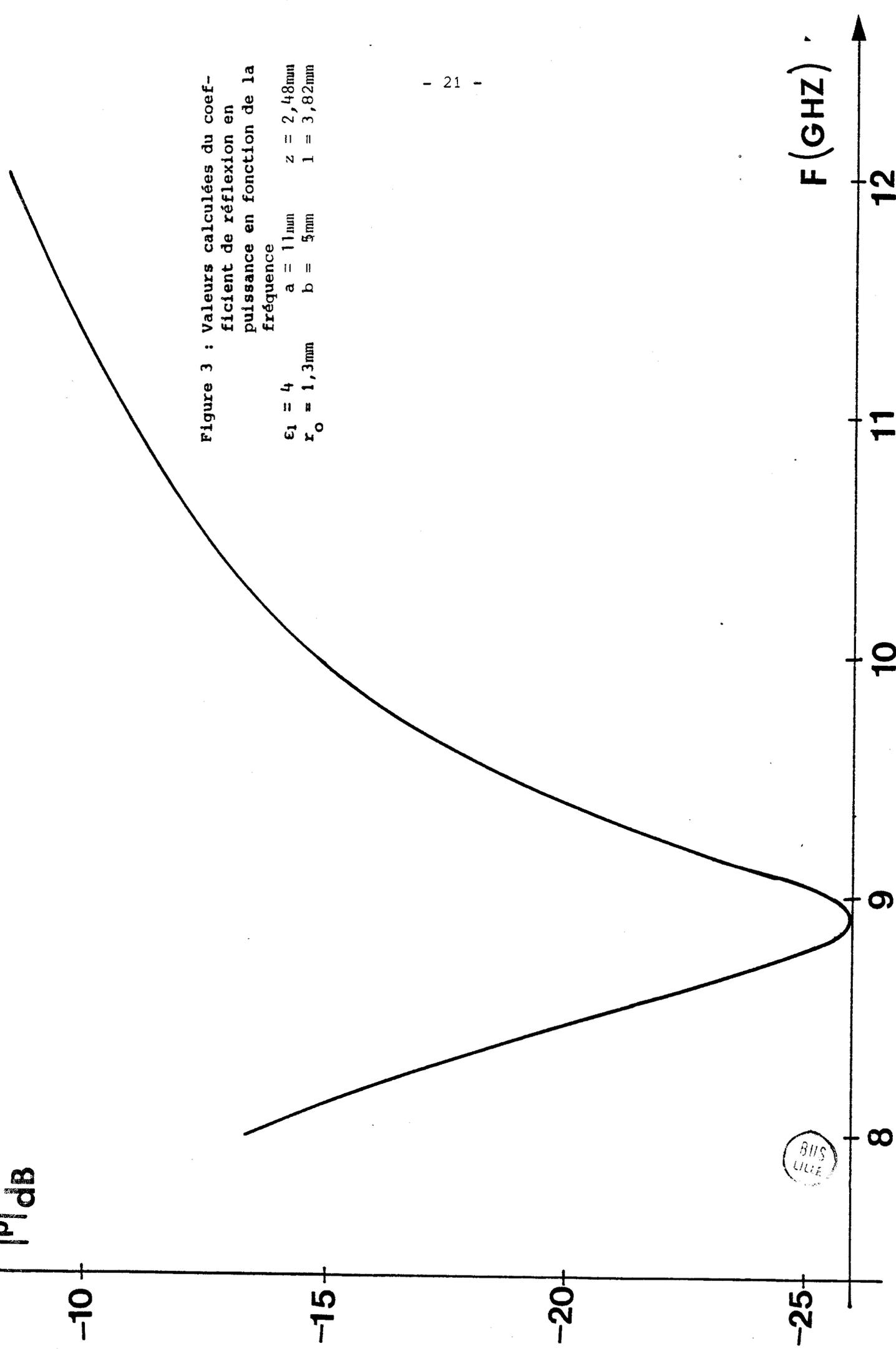


Figure 3 : Valeurs calculées du coefficient de réflexion en puissance en fonction de la fréquence

$\epsilon_1 = 4$ $a = 11\text{mm}$ $z = 2,48\text{mm}$
 $r_0 = 1,3\text{mm}$ $b = 5\text{mm}$ $l = 3,82\text{mm}$



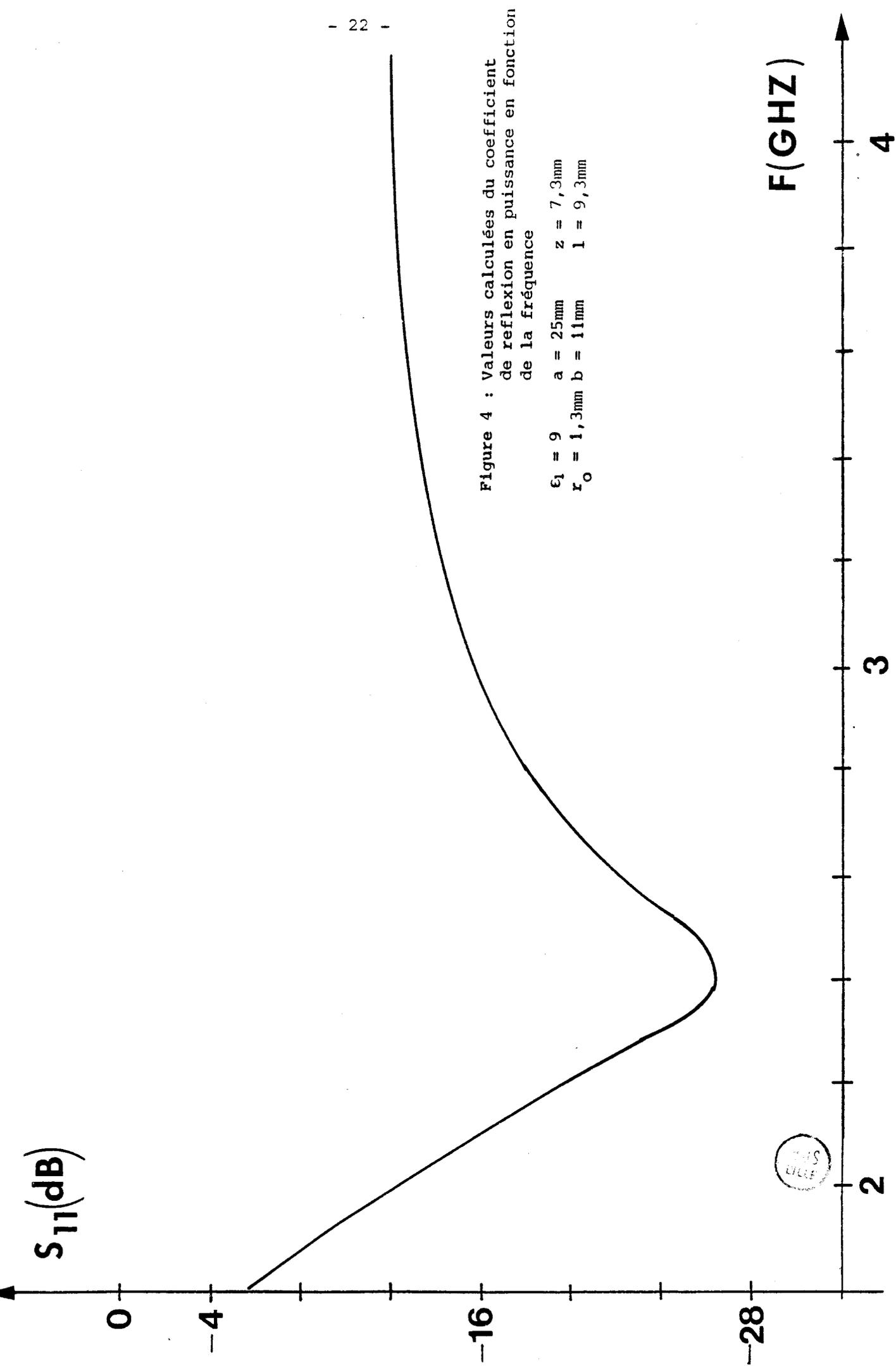


Figure 4 : Valeurs calculées du coefficient de reflexion en puissance en fonction de la fréquence

$\epsilon_1 = 9$ $a = 25\text{mm}$ $z = 7,3\text{mm}$
 $r_0 = 1,3\text{mm}$ $b = 11\text{mm}$ $l = 9,3\text{mm}$

S.E.L.E.

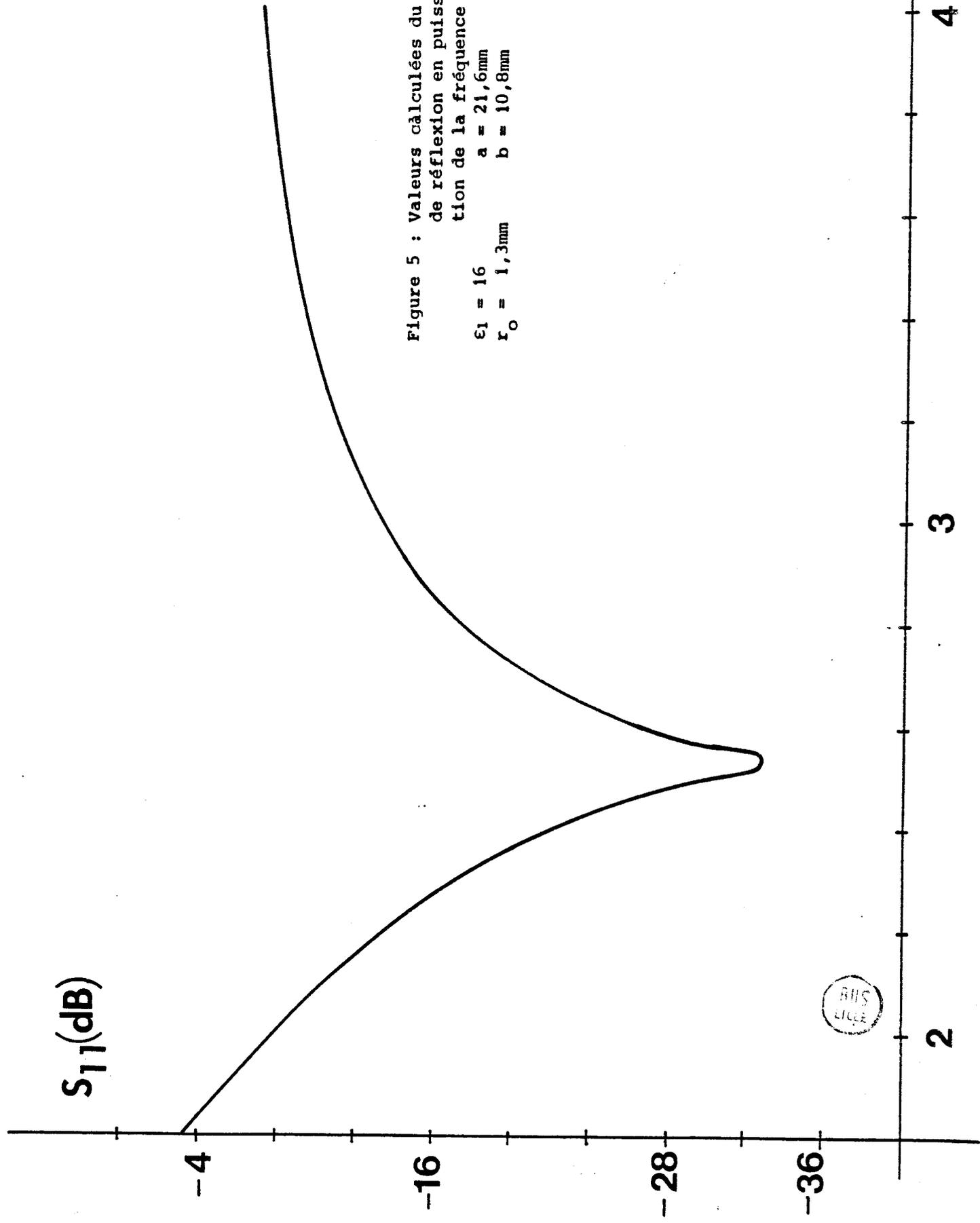
Figure 5 : Valeurs calculées du coefficient de réflexion en puissance en fonction de la fréquence

$\epsilon_1 = 16$ $a = 21,6\text{mm}$ $z = 5,6\text{mm}$
 $r_0 = 1,3\text{mm}$ $b = 10,8\text{mm}$ $l = 8,8\text{mm}$

$S_{11}(\text{dB})$



F(GHZ)



2

3

4

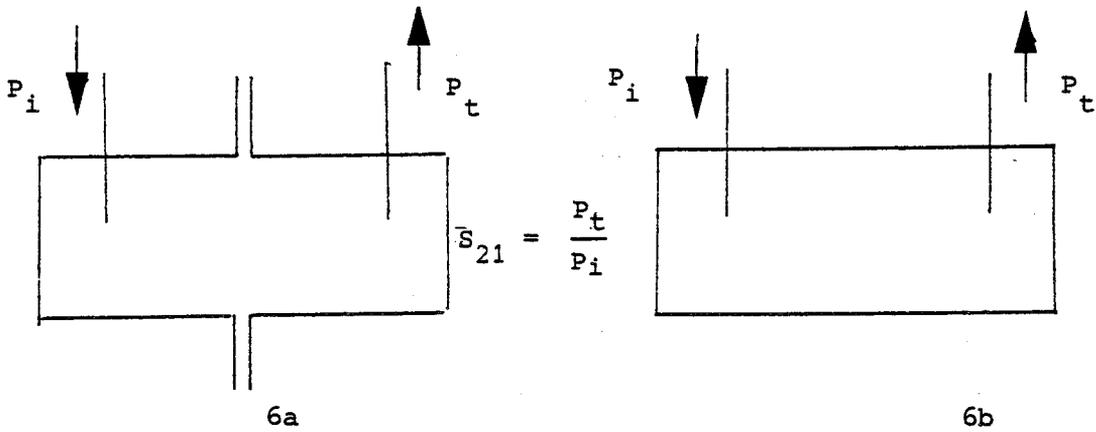


Figure 6

Pratiquement , pour éviter que la rupture du diélectrique au contact de deux sondes ne fausse les tests, on réalise d'abord un dispositif comportant deux transitions reliées par un tronçon de guide (figure 6b); ce composant est ensuite découpé, ce qui permet d'obtenir deux sondes identiques.

Les résultats obtenus sont jugés satisfaisants lorsque les pertes en transmission sont inférieures à -2 dB pour deux éléments montés en cascade.

I.3.4.2. Etude du coefficient de réflexion de la transition effectuée sur deux sondes tête-bêche

Cette étude consiste à vérifier que le coefficient de réflexion au niveau de la transition guide-coaxial est suffisamment faible (figure 7).

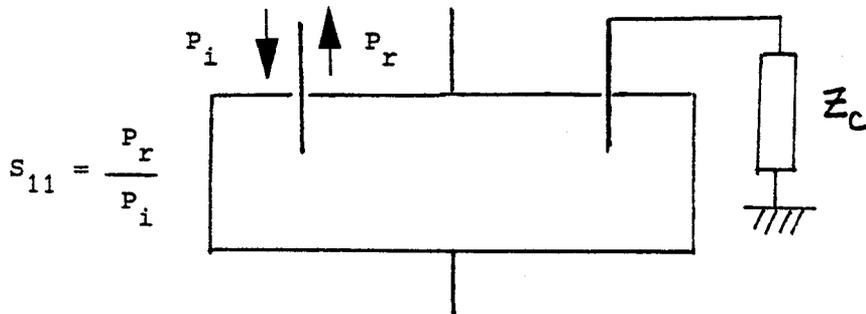


Figure 7

La transition est jugée acceptable lorsque S_{11} et S_{22} sont inférieurs à -10 dB. Les principaux résultats obtenus par ces deux méthodes sur les sondes réalisées et testées au laboratoire sont récapitulés dans le tableau 1. (d'après les figures 9 à 13).

I.3.4.3. Remarques

Signalons que nous avons aussi étudié et réalisé des sondes constituées à partir d'un tronçon de guide circulaire chargé d'un diélectrique. Ces sondes sont utilisables puisqu'elles présentent des pertes de transmission inférieures à - 2 dB pour une bande de fréquences comprise entre 600 et 800 MHz (figures 15 et 16).

Nous avons aussi étudié et réalisé une sonde destinée à être utilisée comme applicateur pour des essais d'hyperthermie à 434 MHz. Ce dispositif a pu être utilisé en tant qu'applicateur lors d'essais de chauffage effectués sur des modèles biologiques [7]. Il s'agit d'un guide rectangulaire chargé d'un diélectrique de permittivité relative égale à $\epsilon_r = 30$. Les pertes de transmission d'une telle sonde est de l'ordre de - 1 dB et le coefficient de réflexion que présente la sonde au contact de la peau est de l'ordre de 0,3 en moyenne dans la bande 250 à 550 MHz (figure 14).

I.4. BILAN SOMMAIRE DES ETUDES CONCERNANT LE COUPLAGE SONDE-TISSUS

Ces sondes sont destinées à être mises au contact des tissus dans le but de recueillir le bruit thermique émis dans un volume proche de l'ouverture; il est évident que la quantité du signal qui va être transmis au radiomètre dépend à la fois de la qualité de la transition guide-coaxial mais aussi du couplage entre la sonde et les tissus.

Des études réalisées par GARDIOL, DECRETON et al. [8] [9], STUCHLY [10] et GUY [11] sont loin encore d'avoir résolu complètement ce problème. C'est pourquoi une collaboration a été développée dès 1978 entre notre groupe de recherche et le Laboratoire des Signaux et Systèmes de l'ESE (Groupe Electromagnétisme) qui travaillait déjà sur ce type de problème. L'un de ces modèles consiste à considérer le guide comme étant à plans parallèles [12] [13] et à résoudre le problème au moyen d'une équation intégrale basée sur les fonctions de GREEN (figure 17). Un autre traitement consiste à assimiler localement l'espace de rayonnement à un guide largement surdimensionné (figure 18)

On est alors ramené à un problème de discontinuité entre les

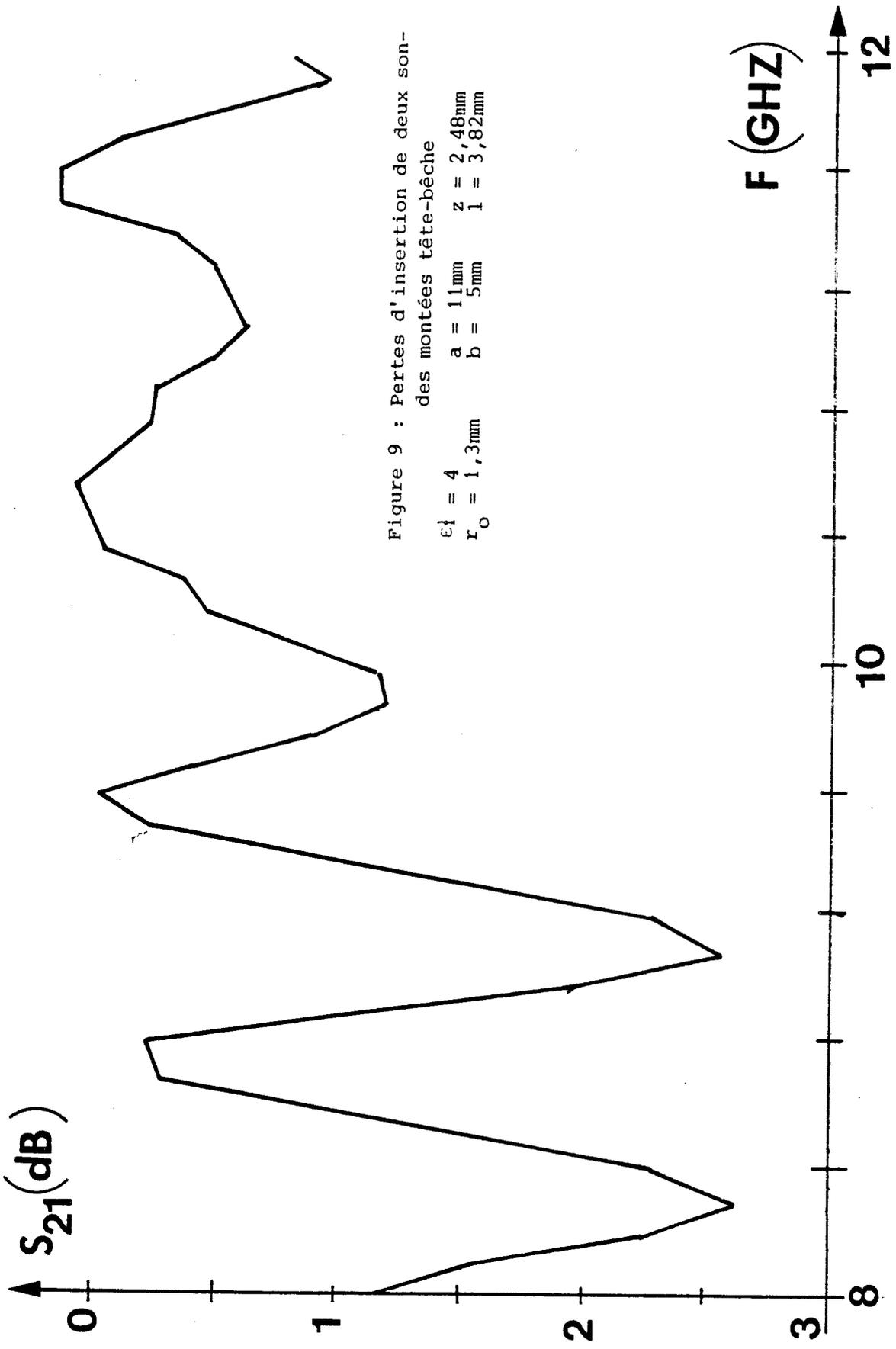


Figure 9 : Pertes d'insertion de deux son-
des montées tête-bêche

$\epsilon_1 = 4$ $a = 11\text{mm}$ $z = 2,48\text{mm}$
 $r_0 = 1,3\text{mm}$ $b = 5\text{mm}$ $l = 3,82\text{mm}$



Figure 10 : Pertes d'insertion de deux sondes montées tête-bêche

$\epsilon_1 = 9$ $a = 25\text{mm}$ $z = 7,8\text{mm}$
 $r_0 = 1,3$ $b = 11\text{mm}$ $l = 9,3\text{mm}$

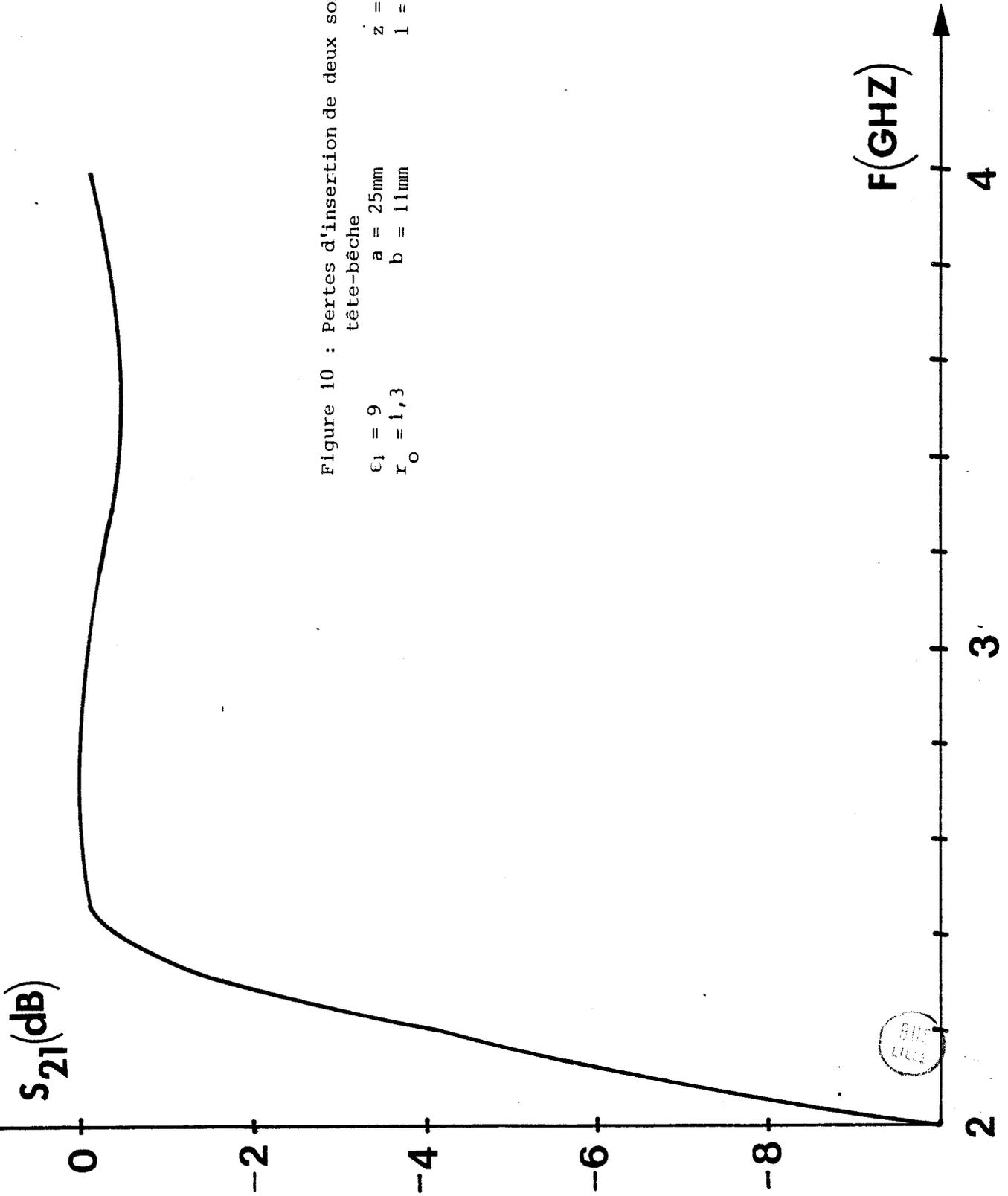


Figure 11: Coefficient de réflexion à l'entrée du quadri-
pôle constitué par deux sondes montées en
cascade

$\epsilon_1 = 9$ $a = 25\text{mm}$ $z = 7,8\text{ mm}$
 $r_0 = 1,3\text{mm}$ $b = 11\text{mm}$ $l = 9,3\text{ mm}$

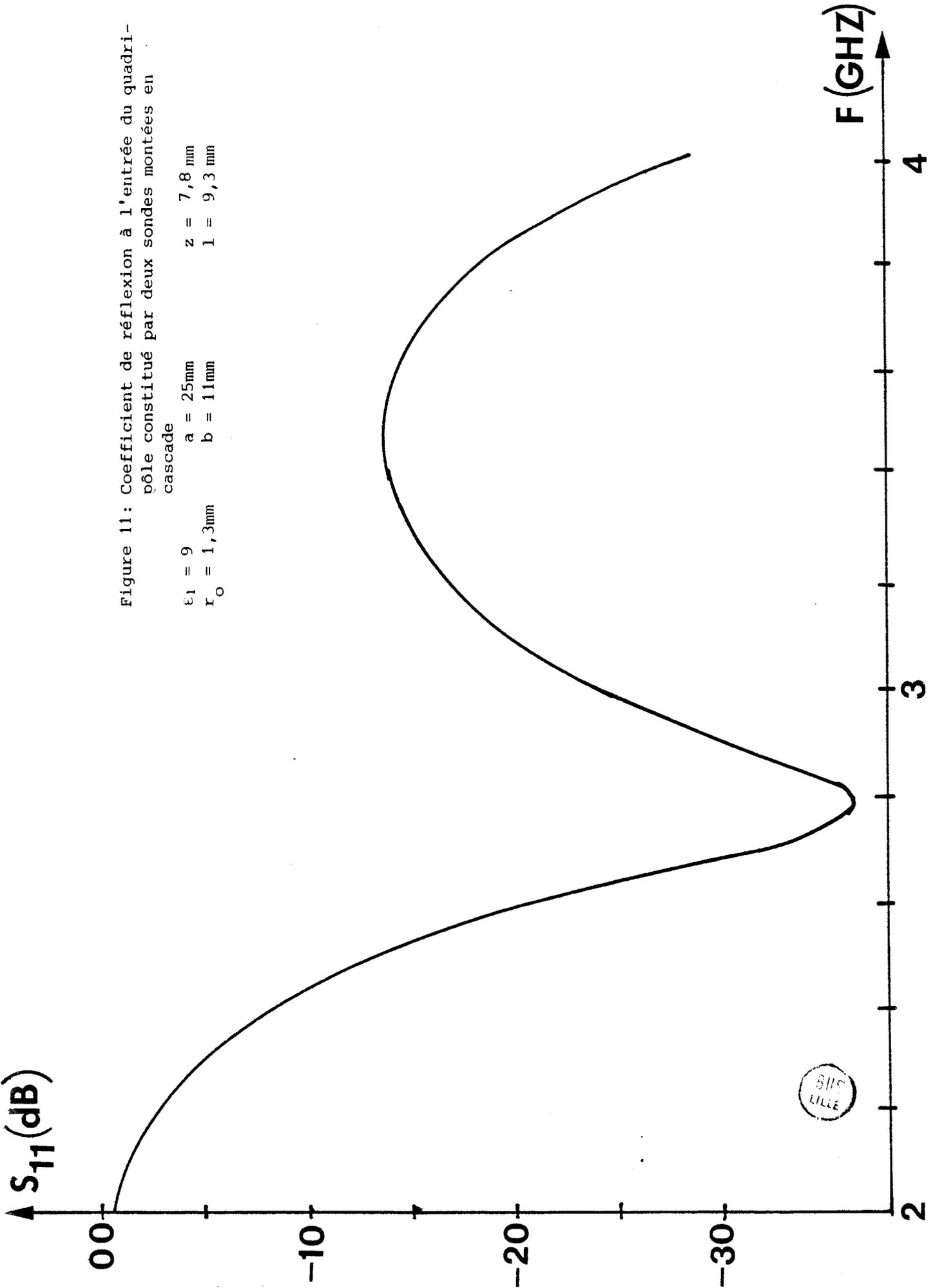
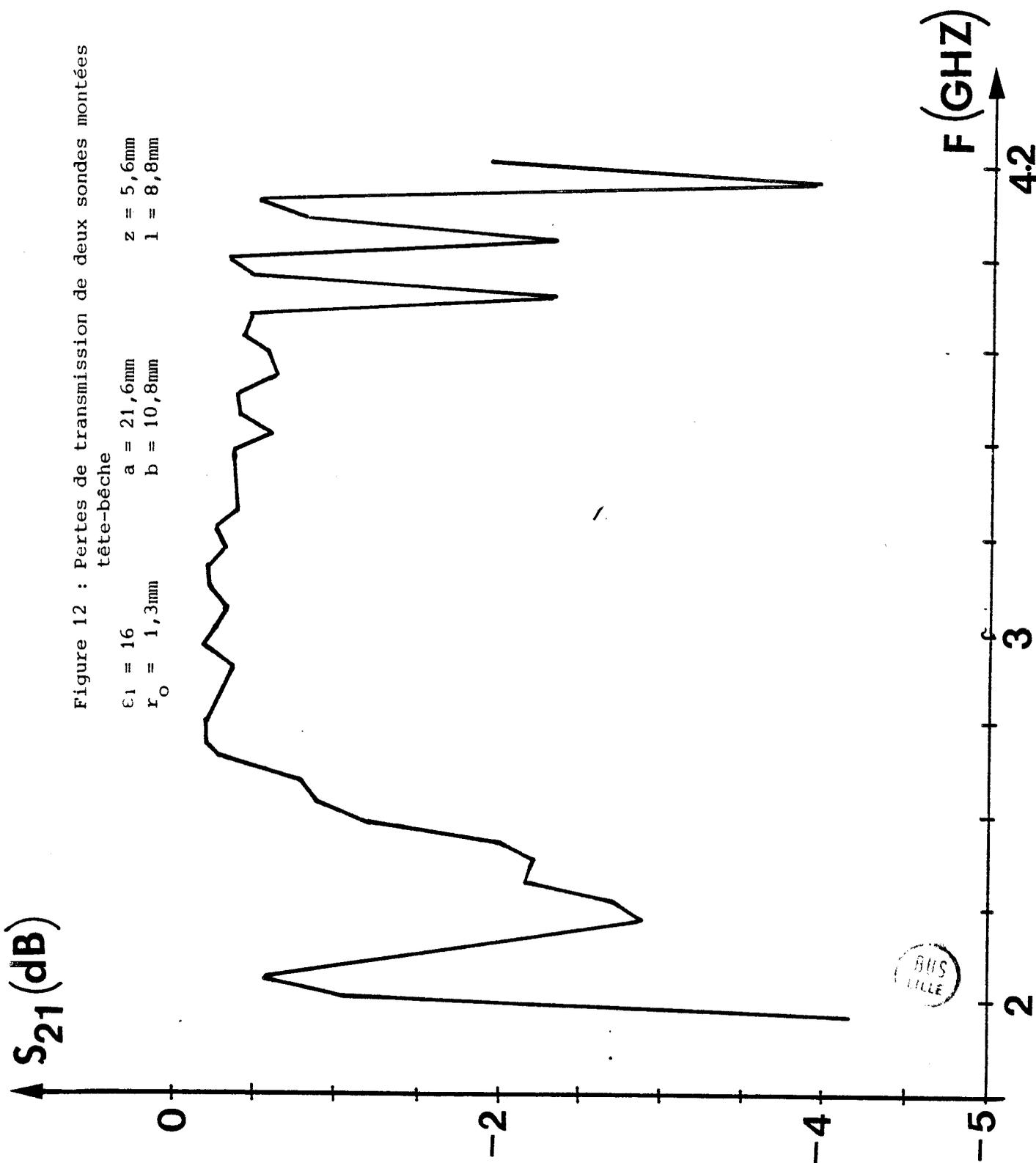


Figure 12 : Pertes de transmission de deux sondes montées tête-bêche

$\epsilon_1 = 16$ $a = 21,6\text{mm}$ $z = 5,6\text{mm}$
 $r_0 = 1,3\text{mm}$ $b = 10,8\text{mm}$ $l = 8,8\text{mm}$



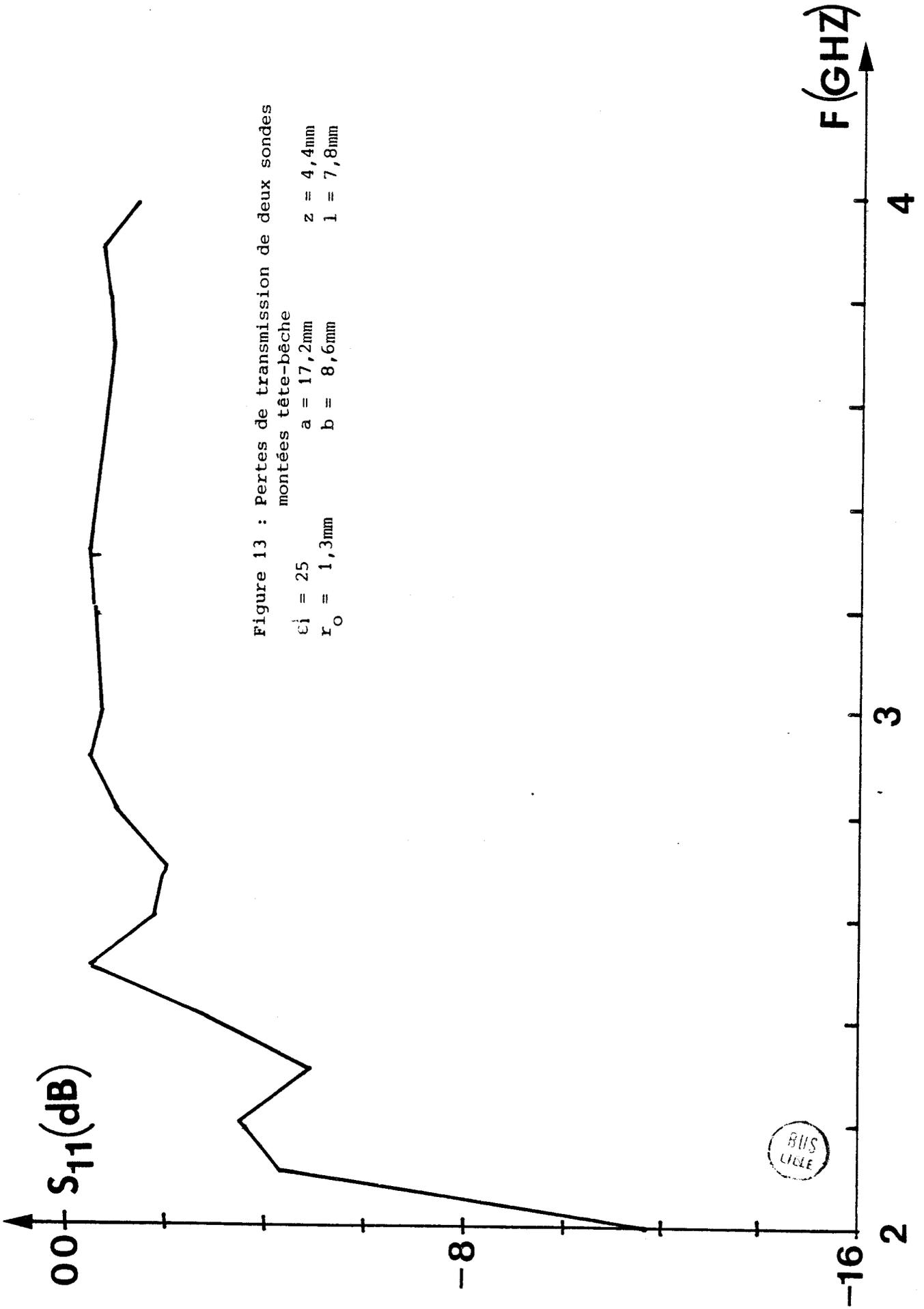


Figure 13 : Pertes de transmission de deux sondes
montées tête-bêche

$\epsilon_1 = 25$

$a = 17,2\text{mm}$

$z = 4,4\text{mm}$

$r_0 = 1,3\text{mm}$

$b = 8,6\text{mm}$

$l = 7,8\text{mm}$



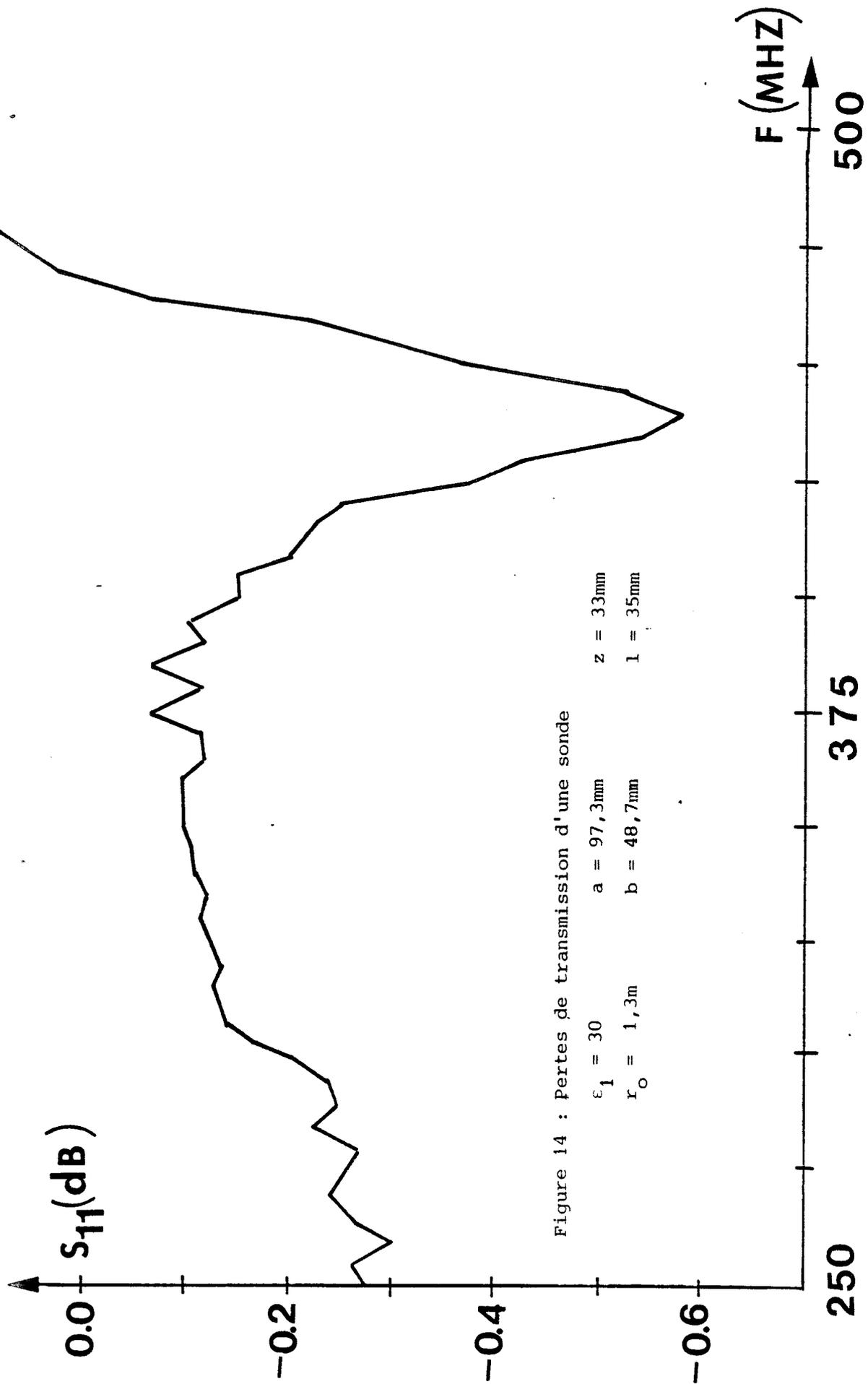
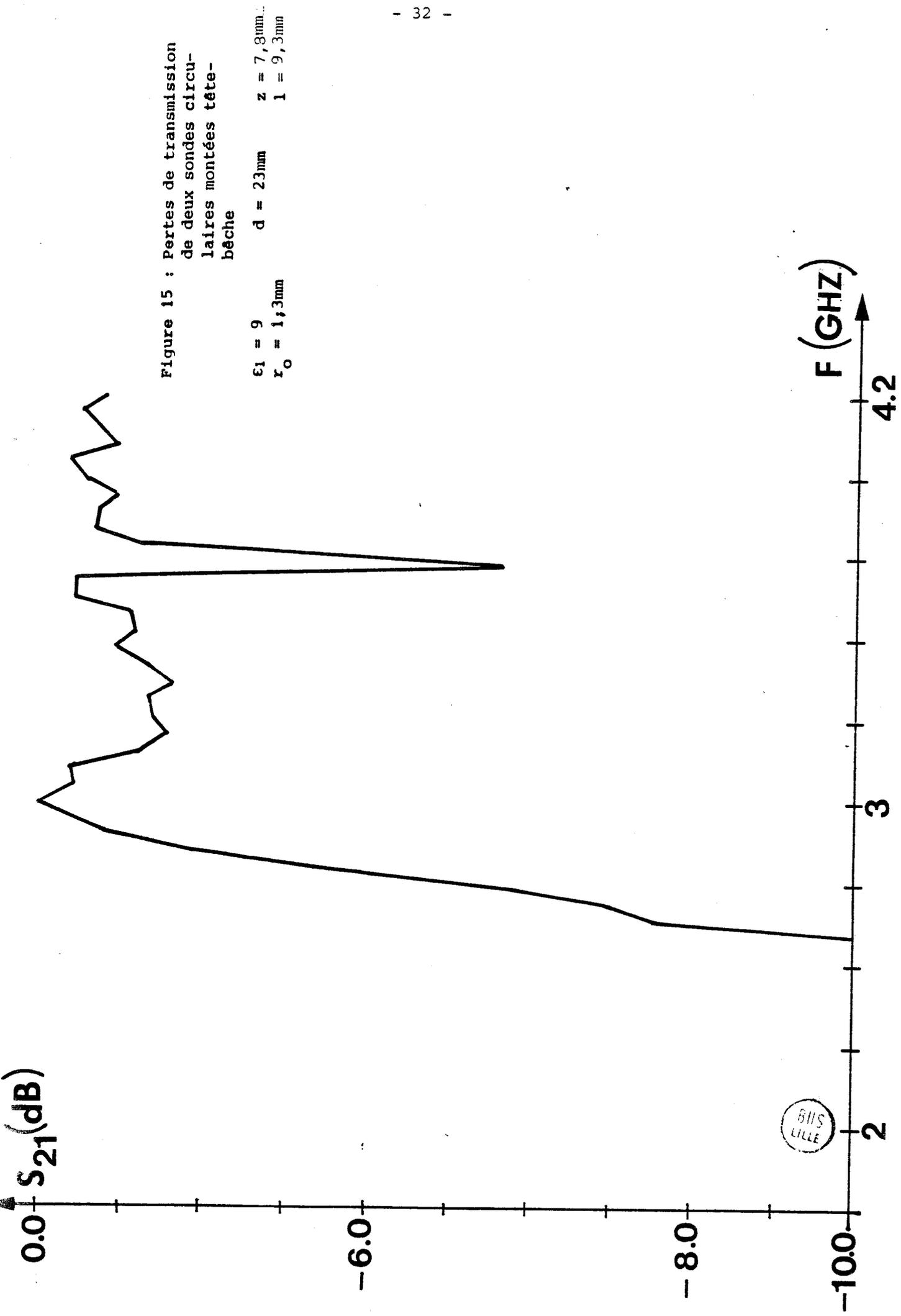


Figure 14 : Pertes de transmission d'une sonde

$\epsilon_1 = 30$ $a = 97,3\text{mm}$ $z = 33\text{mm}$
 $r_0 = 1,3\text{m}$ $b = 48,7\text{mm}$ $l = 35\text{mm}$

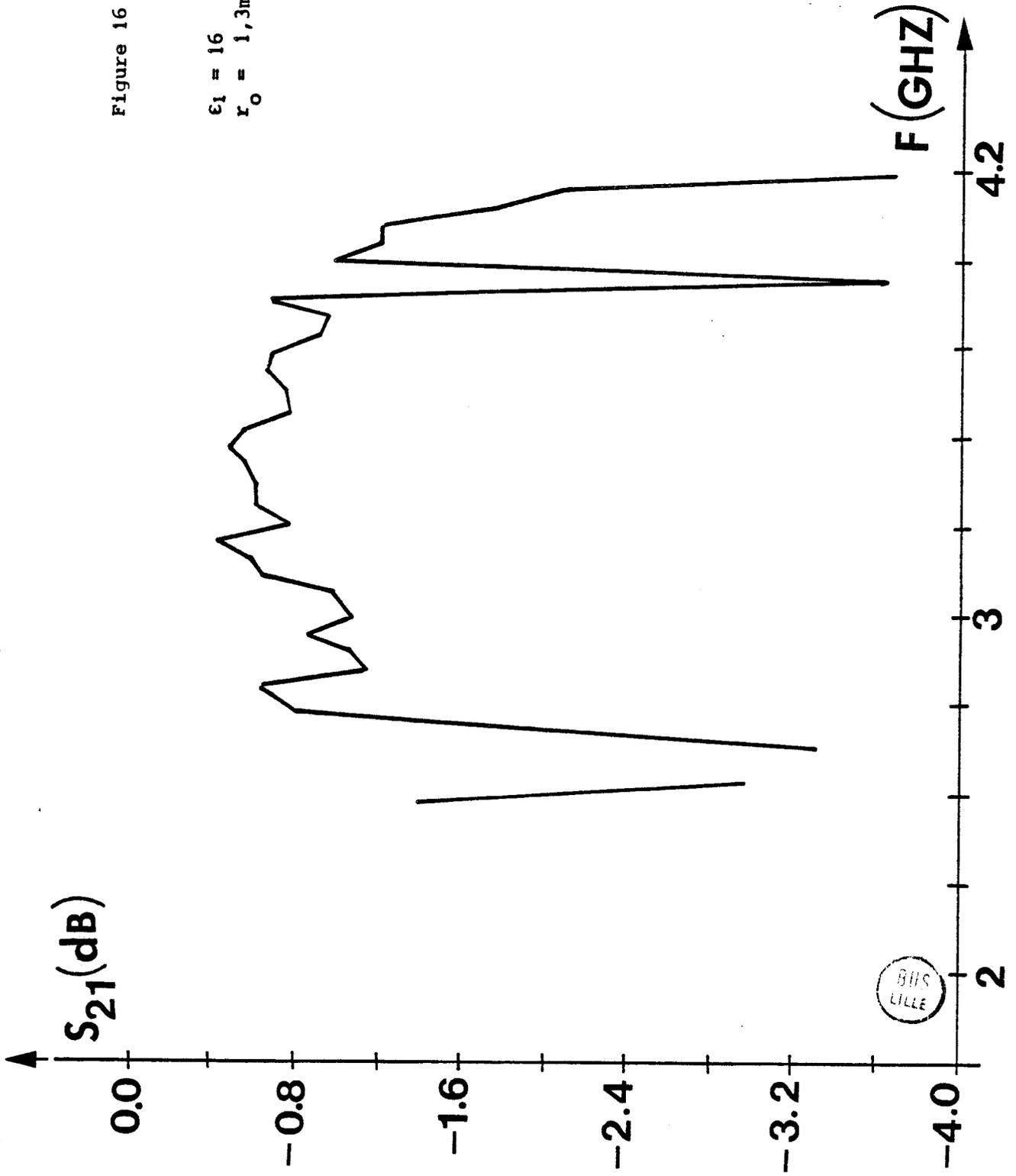




BHS
LILLE

Figure 16 : Pertes de transmission de
deux sondes circulaires
montées tête-bêche

$\epsilon_1 = 16$ $d = 18\text{mm}$ $z = 5,6\text{mm}$
 $r_0 = 1,3\text{mm}$ $l = 8,8\text{mm}$



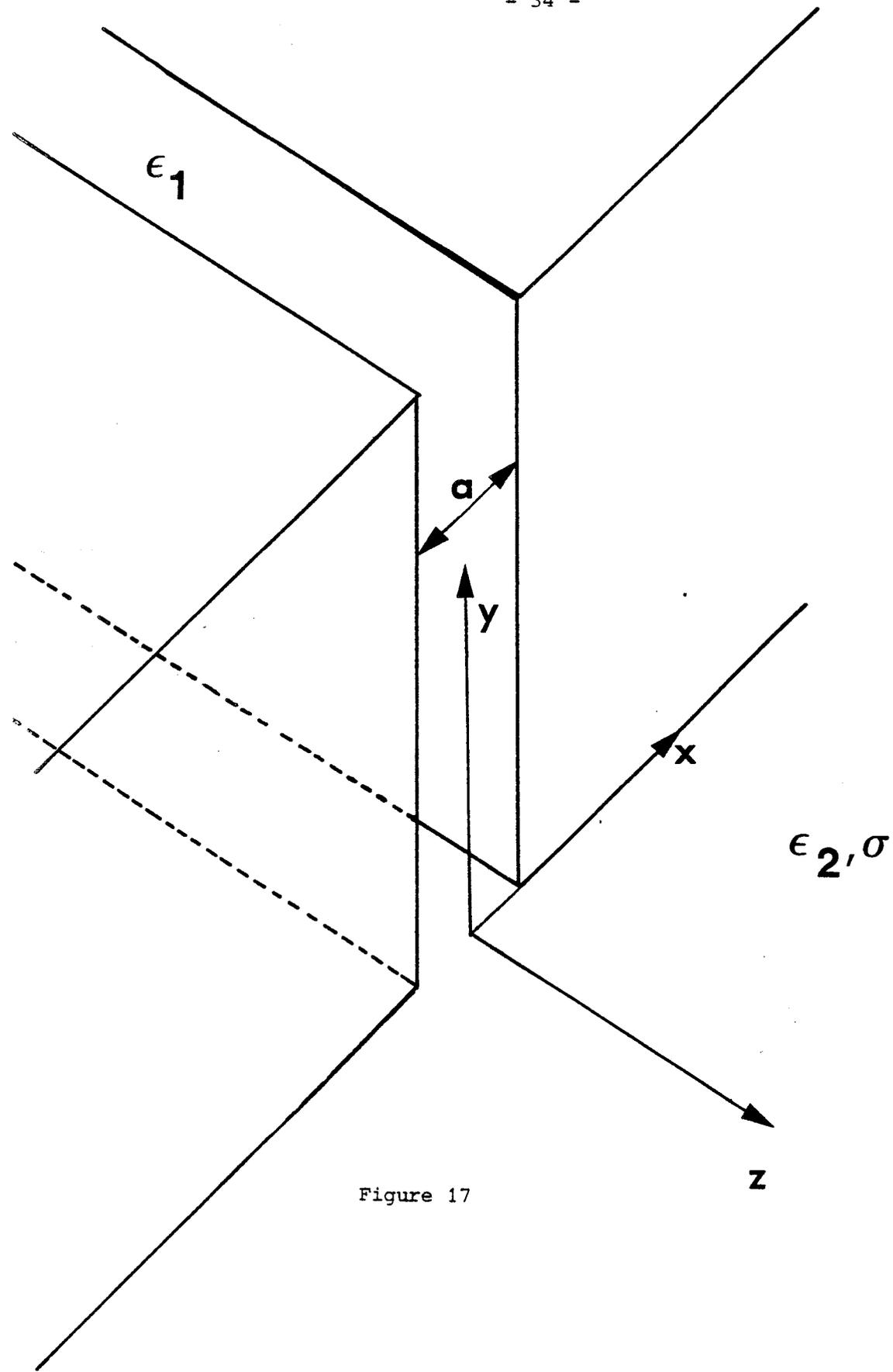


Figure 17

BUS
LILLE

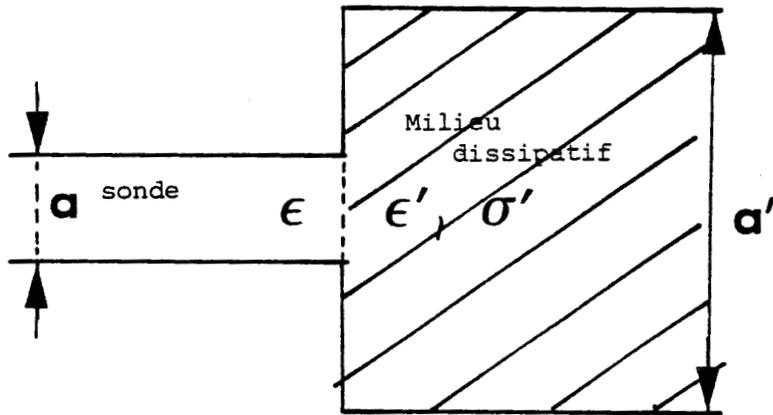
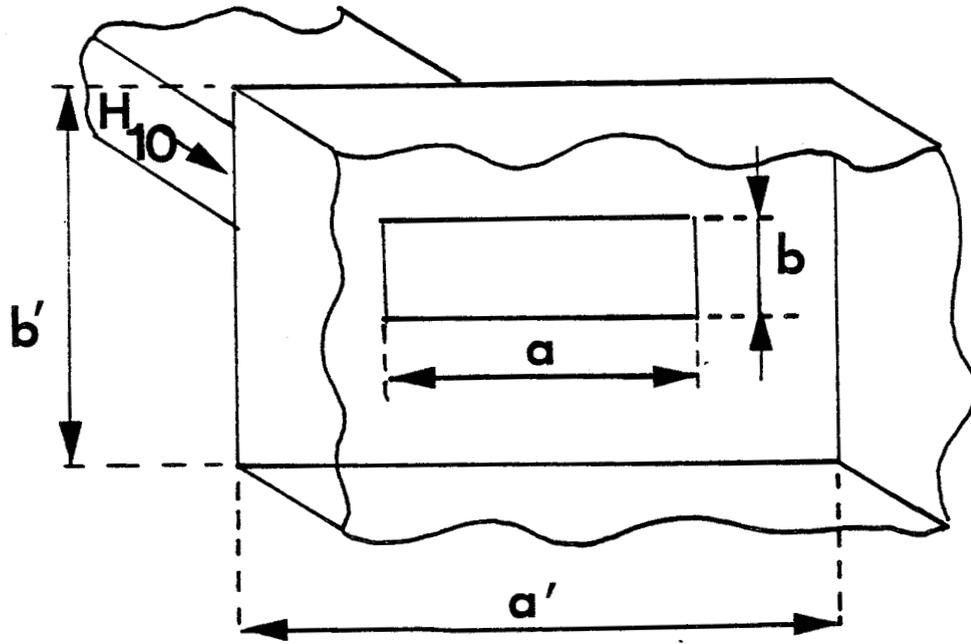


Figure 18



deux guides rectangulaires que l'on traite par une approche intégrale [14]. Ainsi, pour se ramener au problème posé, il suffit d'augmenter de manière suffisante les dimensions du second guide.

Les résultats obtenus par ces deux méthodes se confirment et ont été vérifiés expérimentalement dans un certain nombre de cas [14] à [18]. Les conclusions suivantes ont pu être tirées [14] :

- contrairement à des hypothèses préconçues, la profondeur de pénétration correspondant à une atténuation du champ sur l'axe dans un rapport $1/e$ est généralement inférieure à celle de l'onde TEM en incidence normale. En réalité, la profondeur de pénétration dépend du deuxième milieu, mais également des caractéristiques de la sonde (géométrie, nature du diélectrique, fréquence).

- les méthodes numériques et celle issue de l'optique géométrique donnent des résultats analogues dans le cas des milieux très dissipatifs dont la permittivité est très élevée.

- on sait maintenant définir les conditions pour lesquelles le coefficient de réflexion peut se calculer par application des lois de l'optique géométrique.

Nous ne développerons pas ici les résultats déjà décrits par ailleurs [17] à [20]. Nous nous limitons à la présentation des résultats de mesure du coefficient de réflexion.

Les sondes, une fois testées en transmission sont mises au contact avec différents liquides et milieux possédant des caractéristiques voisines des tissus vivants. On teste les valeurs des coefficients de réflexion dans la bande de fréquence intéressée : soit de 8,5 à 9,5 GHz, soit de 2 à 4 GHz (figure 19 à 26). Le coefficient de réflexion de la sonde au contact de l'épiderme est compris entre - 10 dB et - 20 dB dans la bande de fréquence explorée. Nous récapitulons tableau II, les résultats obtenus avec les sondes réalisées au laboratoire. D'autres expériences sont en cours en vue d'étudier le couplage entre la sonde et un milieu constitué par plusieurs couches de tissus.

I.5. CONCLUSION

L'étude des sondes que nous avons réalisées comporte les étapes suivantes :

- le choix des dimensions du guide en fonction de la gamme de fréquence de fonctionnement

Figure 20 : Coefficient de réflexion à l'interface sonde/eau
 $\epsilon_1 = 16$ $a = 21,6\text{mm}$ $z = 5,6\text{mm}$
 $r_0 = 1,3\text{mm}$ $b = 10,8\text{mm}$ $l = 8,8\text{mm}$

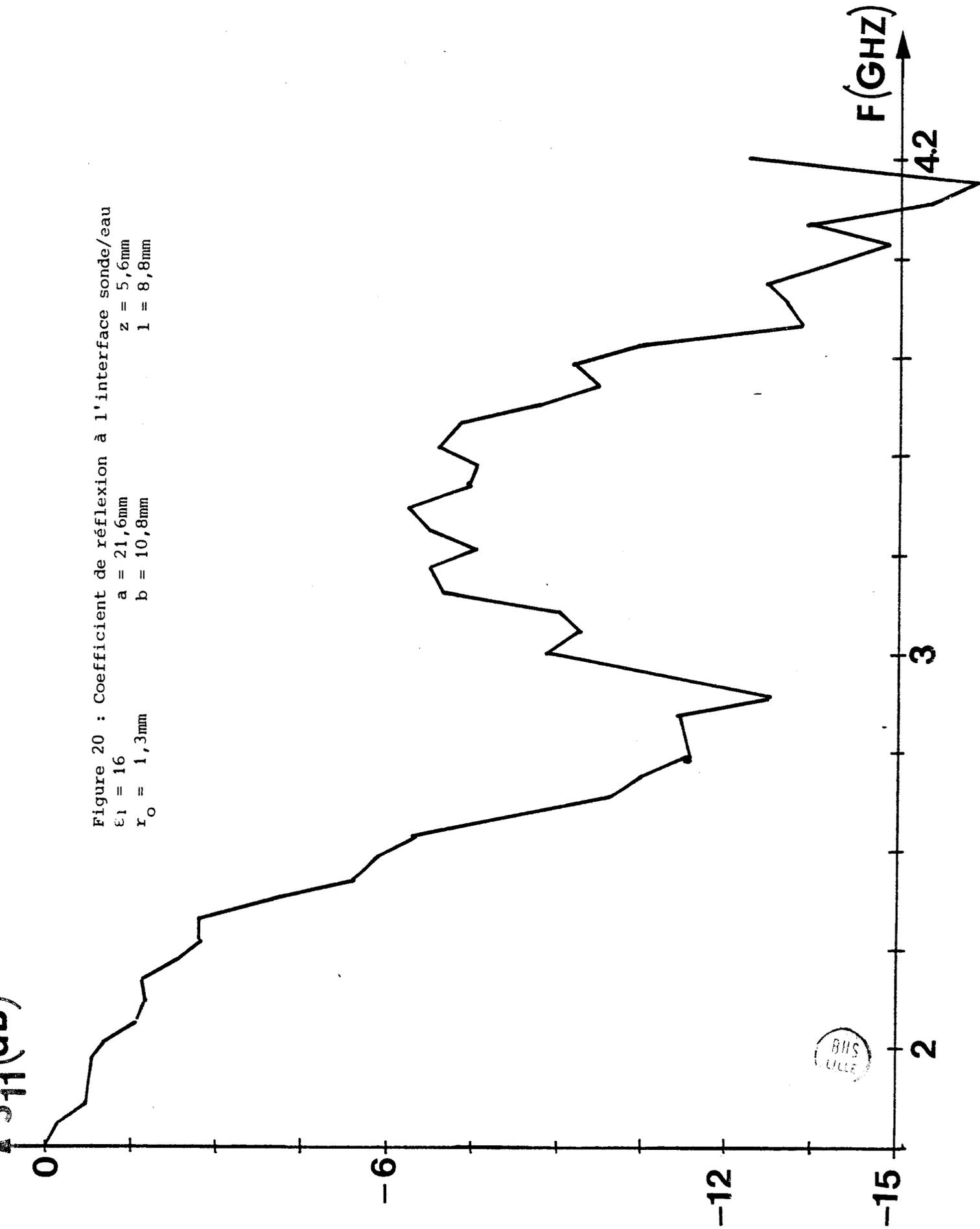
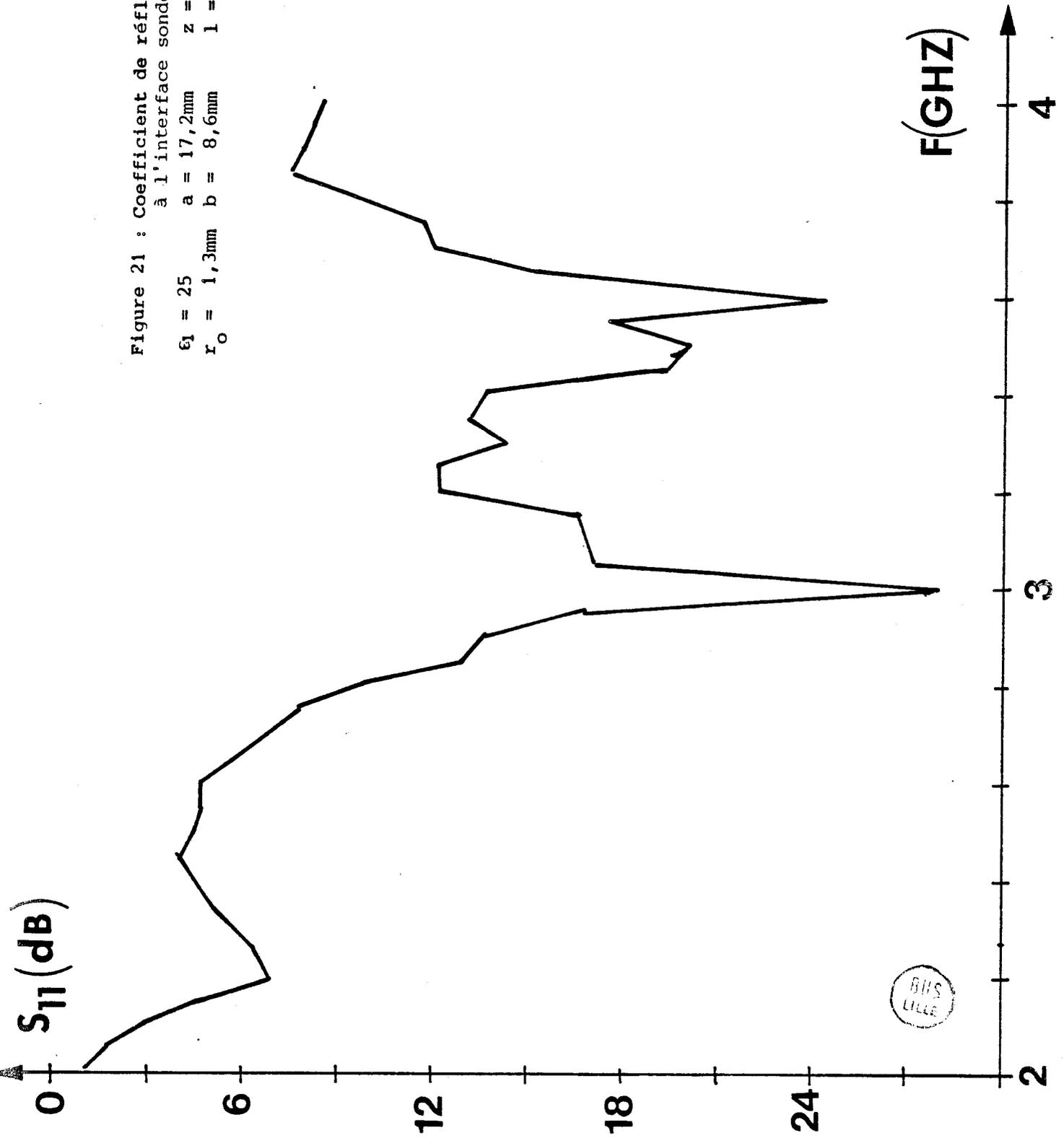


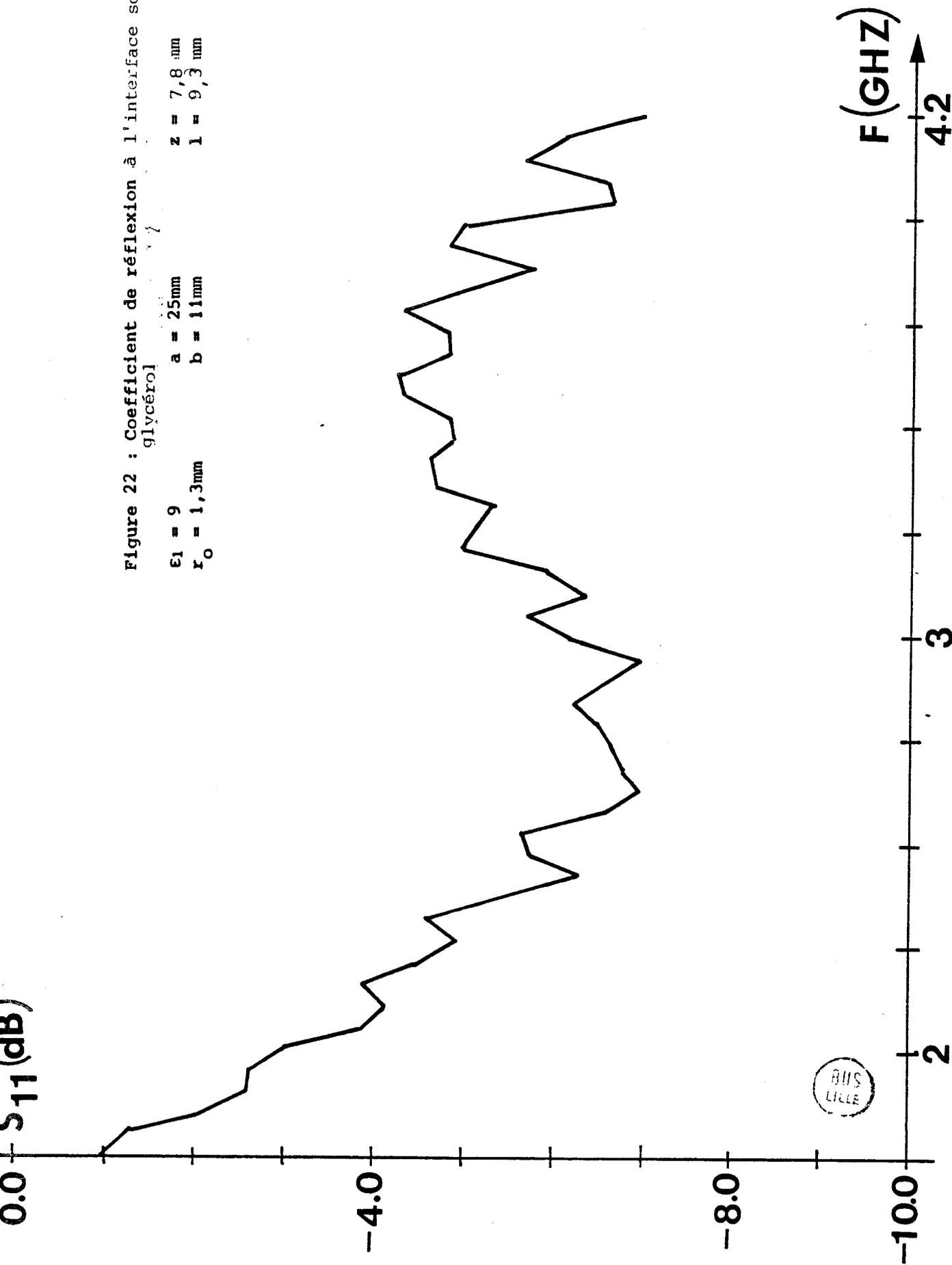
Figure 21 : Coefficient de réflexion
à l'interface sonde/eau
 $\epsilon_1 = 25$ $a = 17,2\text{mm}$ $z = 4,4\text{mm}$
 $r_0 = 1,3\text{mm}$ $b = 8,6\text{mm}$ $l = 7,8\text{mm}$



BIHS
LILLE

Figure 22 : Coefficient de réflexion à l'interface sonde/
glycérol

$\epsilon_1 = 9$ $a = 25\text{mm}$ $z = 7,8\text{mm}$
 $r_0 = 1,3\text{mm}$ $b = 11\text{mm}$ $l = 9,3\text{mm}$



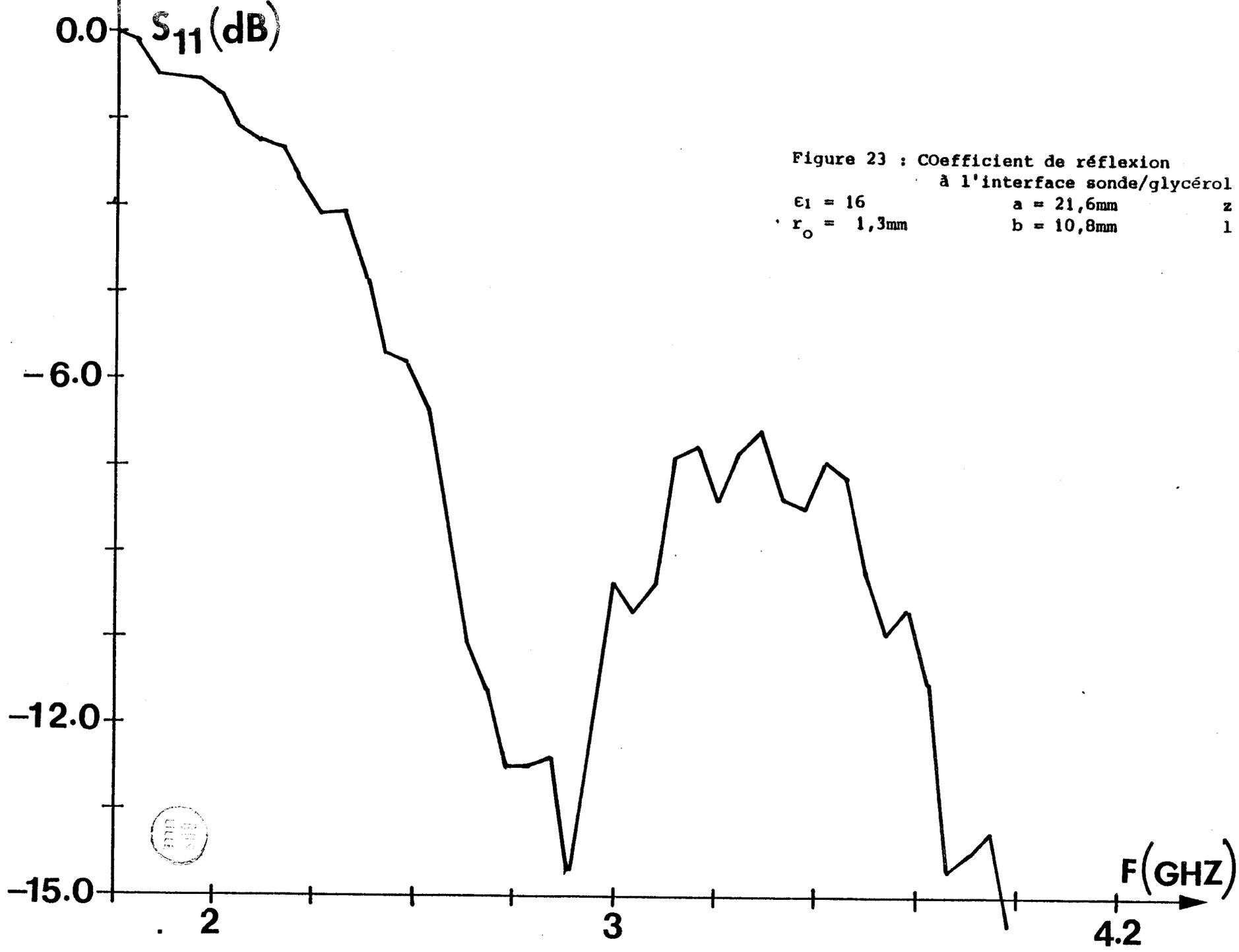


Figure 23 : Coefficient de réflexion
à l'interface sonde/glycérol

$\epsilon_1 = 16$ $a = 21,6\text{mm}$ $z = 5,6\text{mm}$
 $r_0 = 1,3\text{mm}$ $b = 10,8\text{mm}$ $l = 8,9\text{mm}$

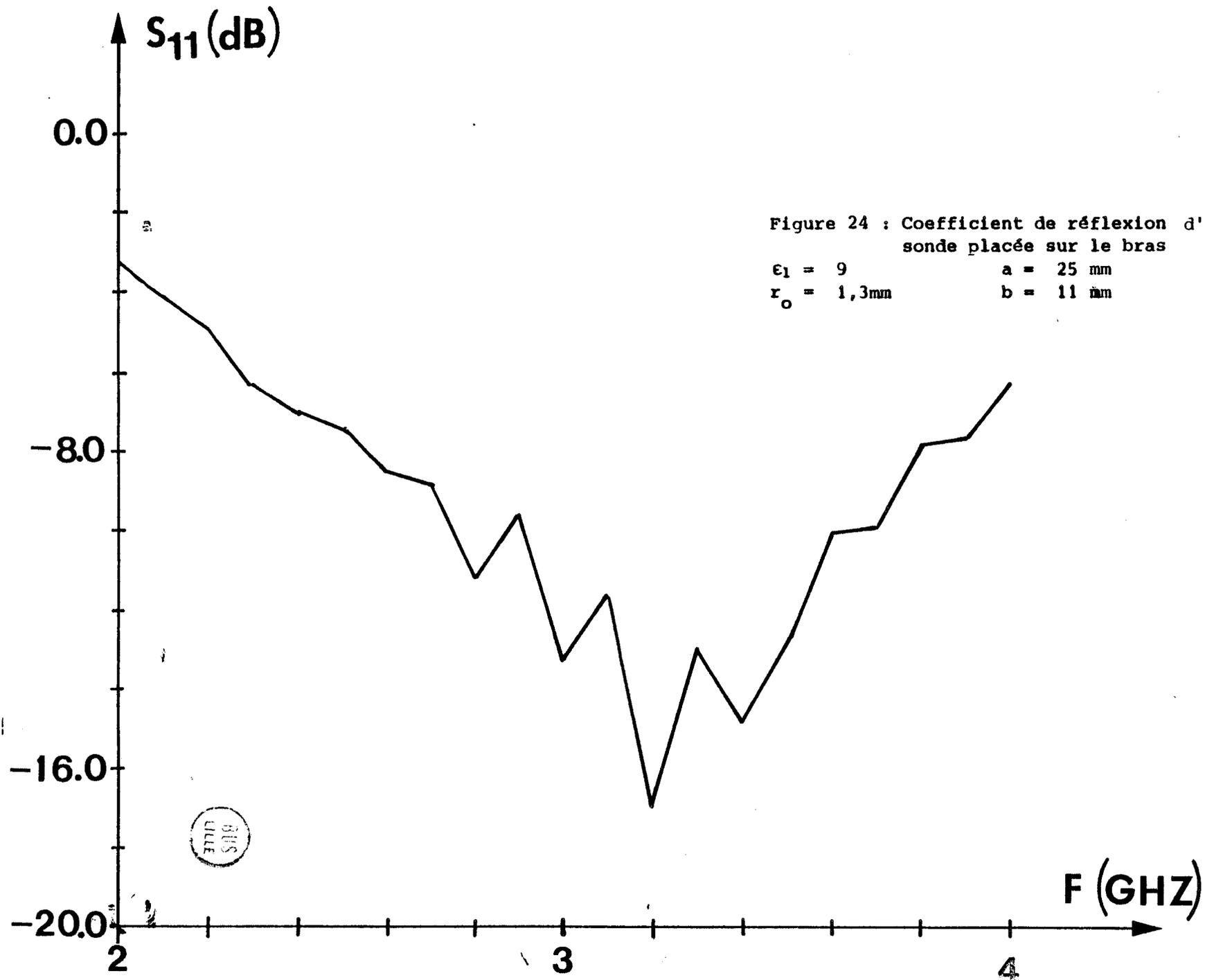
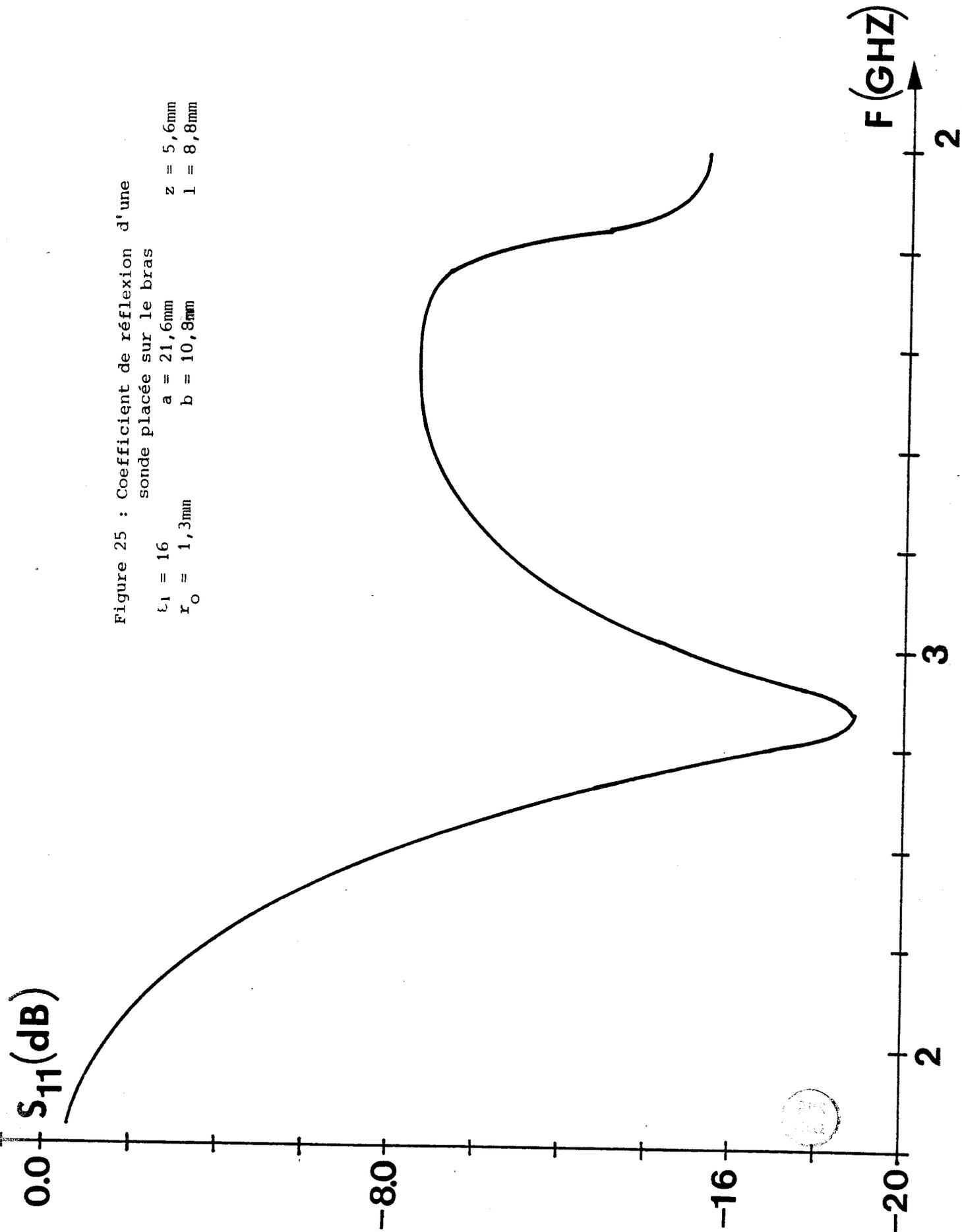


Figure 25 : Coefficient de réflexion d'une sonde placée sur le bras

$l_1 = 16$ $a = 21,6\text{mm}$ $z = 5,6\text{mm}$
 $r_0 = 1,3\text{mm}$ $b = 10,8\text{mm}$ $l = 8,8\text{mm}$



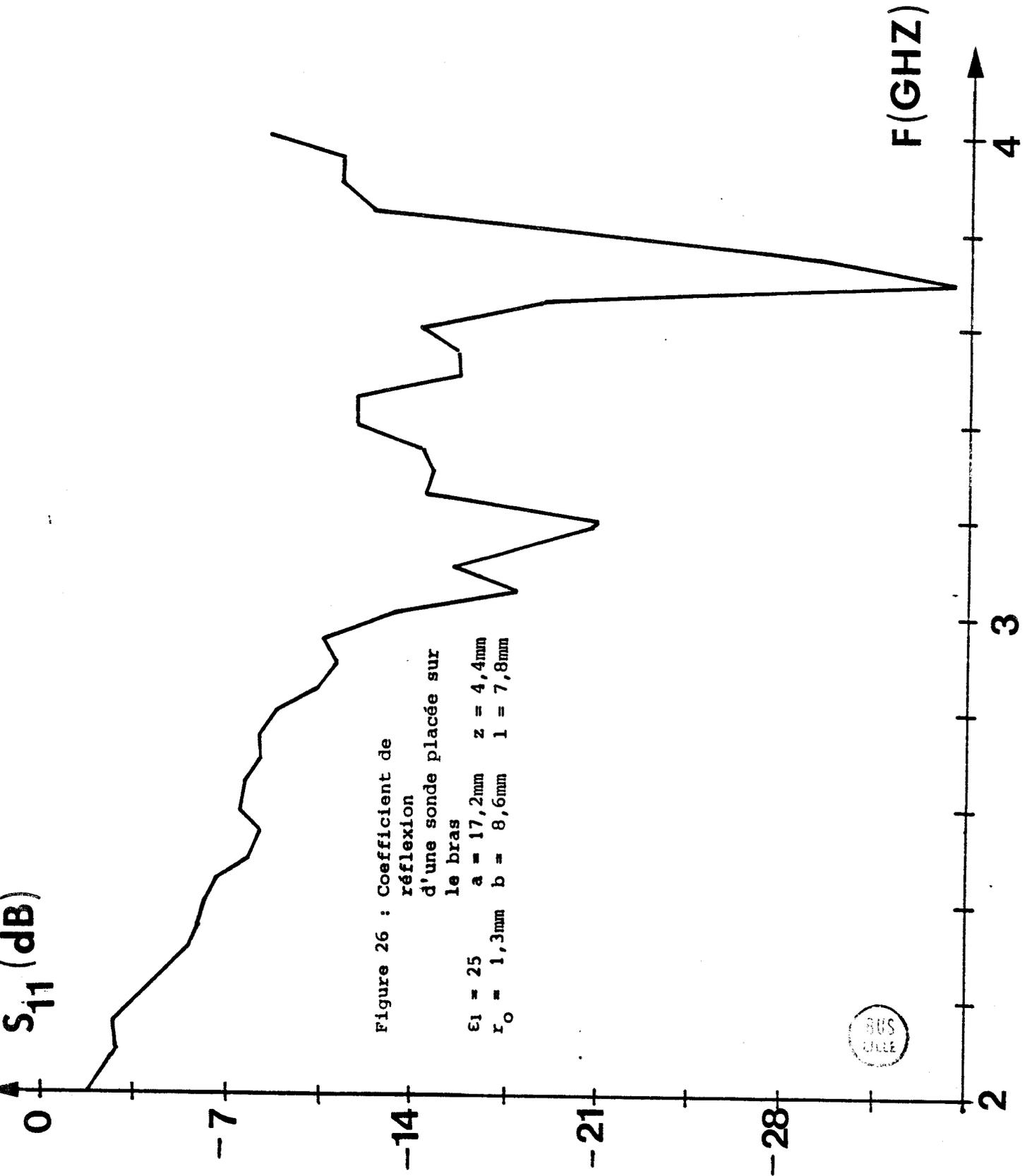


Figure 26 : Coefficient de réflexion d'une sonde placée sur le bras
 $\epsilon_1 = 25$ $a = 17,2\text{mm}$ $z = 4,4\text{mm}$
 $r_0 = 1,3\text{mm}$ $b = 8,6\text{mm}$ $l = 7,8\text{mm}$

BUS CALLE

- la détermination des caractéristiques géométriques de la transition guide-coaxial à partir d'un traitement numérique itératif.
- la réalisation mécanique.
- les tests à l'analyseur de réseaux :
 - . coefficients de transmission et de réflexion de deux sondes placées en cascade.
 - . coefficient de réflexion obtenu sur l'épiderme.

A partir de ces mesures, on déduit la gamme de fréquences dans laquelle la sonde assure un couplage satisfaisant entre les tissus et le récepteur radiométrique.

Un pas a été franchi dans la réalisation de l'adaptation au niveau de la transition guide-coaxial. Des études menées depuis plus d'un an et qui se poursuivent actuellement en collaboration avec la Groupe d'Electromagnétisme du Laboratoire des Signaux et Systèmes (ESE-Gif) permettent d'approfondir la compréhension sur le couplage sonde-milieu vivant.

TABLEAU I
Performances des transitions guide coaxial appartenant aux sondes
utilisées actuellement en Thermographie Microonde (Sondes rectangulaires)

Bande de fréquence	a (mm)	b (mm)	z_0 (mm)	l (mm)	r_0 (mm)	ϵ_r	Pertes moyennes en transmission de deux cellules en cascade (dB)
8 - 10 GHz	11	5	2,48	3,82	1,3	4	1,2
	10,5	4,5	4,7	3,4	1,3	9	3
	6,6	3	1,3	2,7	1,3	12	2
2 - 4 GHz	25	11	7,8	9,3	1,3	9	0,5
	21,6	10,8	5,6	8,8	1,3	16	1,5
	17,2	8,6	4,4	7,8	1,3	25	2
350 - 550 GHz	97,3	48,7	33	35	1,3	30	0,3

a = grand côté du guide

b = petit côté du guide

z_0 = distance de l'antenne au court circuit

l = enfoncement de l'antenne dans le guide

r_0 = rayon de l'antenne

ϵ_r = permittivité diélectrique relative du matériau remplissant le guide



TABLEAU II

CARACTERISTIQUES DES SONDES-APPLICATEURS CONCUES
ET REALISEES

Type de guide (rec. ou circ.)	Permittivité du diélectrique	Nombre de sondes	Fréquences d'utilisation	Coefficient moyen de réflexion sur la peau (bras) (en puissance)
Rectangulaire	4	4	8.5 à 9.5 GHz	0,3
"	9	2	" " "	0,28
"	12	2	8 à 10	0,2
Rectangulaire	9	8	2.6 à 3.6 GHz	0,140 ($\leq 0,1$ à 3,2 GHz)
Rectangulaire	16	2	2.5 à 3.7 GHz	0,11 ($\leq 0,1$ à 3,2 GHz) ~0,03
Circulaire	9	2	3.4 à 4.2 GHz	0,135 ($< 0,1$ à 3,6 GHz)
Circulaire	16	2	2.65 à 4.2 GHz	0,12 (0,1 à 3,4 GHz)



BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE I

- [1] : F.C. DE RONDE
"Schwinger's variational principle applied to the calculation of the radiation resistance and radiation reactance of a linear antenna in a waveguide of rectangular cross-section"
Philips Research Laboratories, Internal Report n° 3057, 1952
- [2] : L. LEWIN
"Advanced theory of waveguides"
ILIFFE & SONS LTD : LONDON
- [3] : R.E. COLLIN, F.J. ZUCKER
"Antenna theory" Part 1, Mc GrawHill (1969)
- [4] : W.Z. CHIEN, LINFIELD, J.R. POUNDER, A.F. STEVENSON, J.L. SYNGE
"Contributions to the theory of waveguides"
Canadian Journal of Research, Vol. 27, July 1979, n°4.
- [5] : R.E. COLLIN
"Field theory of guided waves"
Mc Graw Hill, 1960
- [6] : NGUYEN D.D.
DEA (Lille), 1978
- [7] : J.L. GUERQUIN-KERN
Thèse de 3e cycle (Strasbourg), 1980
- [8] : M.C. DECRETON, F.E. GARDIOL
"Simple nondestructive method for the measurement of complex permittivity"
I.E.E.E. Transactions on Ins. and Meas., vol. IM-23, n°4, December 1974
- [9] : M.C. DECRETON, M.S. RAMACHANDRAIAH
"A resonant cavity approach for the nondestructive determination of complex permittivity at microwave frequencies"
I.E.E.E. Transactions on Ins. and Meas., vol. IM-24, n°4, December 1975
- [10] : S.S. STUCHLY, M.A. STUCHLY
"Multimode square waveguide applicators for medical applications of Microwave power"
8th European Microwave Conference, 1979
- [11] : A.W. GUY
"Electromagnetic fields and relative heating patterns due to a rectangular aperture source in direct contact with bilayered biological tissue"
I.E.E.E. Transactions on Microwave theory and techniques, vol. MTT-19, n°2, February 1971

- [12] : J. Ch. BOLOMEY
"Calcul d'un réseau constitué de guides à lames parallèles" Rapport interne,
Mars 1973
- [13] : J. Ch. BOLOMEY
"Résolution numérique des équations intégrales singulières de l'Electroma-
gnétisme" rapport de contrat D.R.E.T.
- [14] : AUDET
Thèse de 3è Cycle (Gif sur Yvette)
- [15] : J. AUDET, J.C.BOLOMEY, C.PICHOT, D.D.NGUYEN, M.ROBILLARD, M.CHIVE,
Y.LEROY
"Etude d'une structure constituée par un guide ouvert rayonnant dans
un milieu dissipatif"
Journées Nationales Microondes, Lille, 27 Juin 1979
- [16] : J.AUDET, J.C.BOLOMEY, C.PICHOT, M.ROBILLARD, M.CHIVE, Y.LEROY
" Rayonnement de guides rectangulaires en présence de milieux stra-
tifiés.Application aux sondes biomédicales".
North American Radio Science Meeting and IEEE/Ap-s International Sym-
posium, Quebec, 2-6 Juin 1980.
- [17] : D.D.NGUYEN, M.ROBILLARD, M.CHIVE, Y.LEROY, J.AUDET, J.C.BOLOMEY,
C.PICHOT
"Profondeur de pénétration et résolution spatiale de sondes atrauma-
tiques utilisées en Thermographie Microonde".
Symposium International Ondes Electromagnétiques et Biologie, Jouy-en-
Josas, 3 Juillet 1980.
- [18] : J.AUDET, J.C.BOLOMEY, C.PICHOT, Y.LEROY, D.D.NGUYEN, M.ROBILLARD,
M.CHIVE
" Determination of electromagnetic characteristics of biomedical
probes"
International URSI-Symposium 1980 on Electromagnetic Waves, Munich,
August 26-29 / 1980
- [19] : D.D.NGUYEN, M.ROBILLARD, M.CHIVE, Y.LEROY, J.AUDET, C.PICHOT, J.C.BOLOMEY
"Modeling of probes and interpretation of the thermal patterns in
Microwave Thermography (Biomedical applications)
15 th Annual Microwave Power Symposium, May 1980, Iowa city, U.S.A.

- [20] : D.D.NGUYEN, M.ROBILLARD, M.CHIVE, Y.LEROY, J.AUDET, C.PICHOT, J.C.BOLOMEY
"Microwave Thermography. The modeling of probes and an approach toward thermal
pattern recognition".

10 th European Microwave Conference , Varsovie , Septembre 1980

CHAPITRE II :

THERMOGRAPHIE MICROONDE

A 3 GHZ

PLAN DU CHAPITRE I I

II.1. INTRODUCTION	52
II.2. RAPPEL SUR LES MESURES RADIOMETRIQUES. METHODE DE ZERO	53
II.3. DESCRIPTION DU SYSTEME DE THERMOGRAPHIE A 3 GHz	56
II.3.1. Le joint tournant	56
II.3.2. Le câble hyperfréquence	56
II.3.3. Le commutateur à diode PIN	58
II.3.4. Le circulateur	59
II.3.5. La source de bruit	59
II.3.6. L'amplificateur hyperfréquence faible bruit FET AsGa	59
II.3.7. Le mélangeur	59
II.3.8. L'oscilleur local	60
II.3.9. L'amplificateur à fréquence intermédiaire	60
II.3.10. Le détecteur moyenne fréquence	60
II.3.11. La partie détection basse fréquence	61
II.4. PERFORMANCES ET ETALONNAGE DU THERMOGRAPHE A 3 GHz	61
II.4.1. La bande passante	63
II.4.2. Facteur de bruit	63
II.4.3. Sensibilité	66
II.4.4. Etalonnage et linéarité	66
II.5. MISE EN OEUVRE DE LA MESURE ABSOLUE DE TEMPERATURE (Méthode de Zéro)	70
II.5.1. Comparaison de deux sources de bruit	70
II.5.2. Estimation de l'erreur introduite par les pertes des composants	70
II.5.3. Estimation de l'erreur introduite par les fluctuations de la température ambiante	75
II.5.4. Exemple d'application	76
II.5.5. Utilisation actuelle du Thermographie Microonde 2 - 4 GHz	79
II.6. CONCLUSION	83
II.7. BIBLIOGRAPHIE	84

II.1 INTRODUCTION

La matière émet naturellement un rayonnement électromagnétique d'origine thermique dont l'intensité et le spectre de fréquence dépendent de la température. On appelle Thermographie la technique qui consiste à capter ces signaux. Pour les températures voisines de l'ambiante, cette émission a lieu dans une bande de fréquences s'étendant du continu à l'infrarouge. La loi de PLANCK permet de connaître la puissance rayonnée dans le cas d'un corps noir parfaitement absorbant et non réfléchissant. Pour les matériaux réels, la puissance thermique est produite dans un volume qui correspond approximativement à l'épaisseur de peau. Ainsi, en Thermographie Microonde [1] [2], dans la bande de fréquence où nous travaillons (entre 1 et 10 GHz), l'épaisseur de peau correspondant à une onde TEM en incidence normale peut dépasser plusieurs centimètres dans les tissus à faible teneur en eau (tissus adipeux, os) et atteindre 1,5 cm pour les tissus à forte teneur en eau (muscle) [3] [4] [5].

Dans l'hypothèse d'une parfaite adaptation, la puissance P recueillie par une sonde placée au contact d'un milieu dissipatif porté à une température uniforme T, a pour expression :

$$P = kT\Delta F \quad (1)$$

où k est la constante de Boltzman et ΔF la bande passante du récepteur. Ainsi, en ce qui concerne les applications biomédicales, le récepteur doit être capable de déceler un écart de température de l'ordre de 0,1°C. L'exemple des tumeurs cancéreuses justifie cet impératif puisque les gradients de température sous cutanés peuvent correspondre à quelques degrés. Ainsi les dispositifs radiométriques utilisés en Thermographie Microonde sont des récepteurs dont la sensibilité est de l'ordre de 10^{-15} Watt pour une bande passante typique de 1 GHz.

II.2 RAPPELS SUR LES MESURES RADIOMETRIQUES.METHODE DE ZERO

Les récepteurs radiométriques hyperfréquences sont généralement de type hétérodyne [1] [6] [7]. On peut augmenter leur sensibilité en diminuant leur facteur de bruit, par exemple, en plaçant en tête de la chaîne un amplificateur hyperfréquence faible bruit. Par ailleurs, pour remédier aux problèmes posés par les fluctuations basse fréquence du gain de la chaîne, on commute l'entrée du détecteur alternativement sur l'antenne et sur une charge adaptée portée par exemple à la température ambiante T_0 (on aboutit à un système dont le principe est assez voisin de celui proposé par DICKE (figure 1)). En outre, on réalise soit une détection synchrone soit un filtrage numérique [8].

Si la sonde est parfaitement adaptée au milieu testé dont la température T est supposée uniforme, la relation (1) s'applique et le signal de sortie du radiomètre n'est proportionnel qu'à l'écart de température $(T-T_0)$.

Examinons ce qui se passe lorsque la sonde n'est pas adaptée. Lorsque le commutateur est à l'état 1, le récepteur reçoit une puissance thermique ayant deux origines. La première, qui provient du matériau sous investigation, est affectée d'un coefficient de transmission $(1-\rho)$ à l'interface sonde-matériau ; la seconde, issue de la ligne directionnelle, qui est vue de la sonde comme une charge adaptée, subit une réflexion à l'interface sonde-matériau. La puissance reçue par le récepteur vaut alors :

$$P_1 = k[(1-\rho)T + \rho T_0] \Delta f \quad (2)$$

Lorsque le commutateur est à l'état 2, le récepteur reçoit la puissance :

$$P_2 = k T_0 \Delta f \quad (3)$$

Le rapport cyclique des impulsions de commande étant égal à 0,5 le signal détecté est donc proportionnel à $(1-\rho)(T-T_0)$. Ainsi le signal S dépendant de ρ , il est difficile de connaître directement la valeur de T même après avoir calibré le système en remplaçant la sonde par une charge adaptée portée à une température connue.

Pour s'affranchir des effets de réflexion, A. MAMOUNI * [1] a proposé une méthode dite du "Radiomètre Modifié" ou "Méthode de zéro" que l'on peut transposer dans le cas où l'on utilise un commutateur (figure 2).

Lorsque le commutateur est à l'état 1, le signal reçu par le récepteur s'écrit :

$$P_1 = k [\rho T_R + (1-\rho)T] \Delta f \quad (4)$$

T_R est la température de bruit de référence que l'on peut modifier par réglage de l'atténuateur A.

Lorsque le commutateur est à l'état 2, le signal reçu par le récepteur s'exprime par la relation :

$$P_2 = k T_R \Delta f \quad (5)$$

Après détection, on obtient en sortie un signal :

$$S = K (T - T_R) (1-\rho) \quad (6)$$

Si l'on ajuste T_R de façon à annuler la puissance détectée, on peut dire que, quel que soit ρ , les températures T et T_R sont égales. Cette méthode nous permet en principe de nous affranchir des effets du coefficient de réflexion lors de la mesure de T . En fait, nous reviendrons ultérieurement sur les différents phénomènes qui peuvent limiter l'exactitude de la mesure.

*A. MAMOUNI a traité ce problème dans le cas d'un modulateur qui est réfléchissant lorsqu'il est bloqué ; nous traitons ici le cas d'un commutateur dont le rôle consiste à relier alternativement sa sortie à l'une des deux bornes d'entrée.

matériau dont on désire mesurer la température

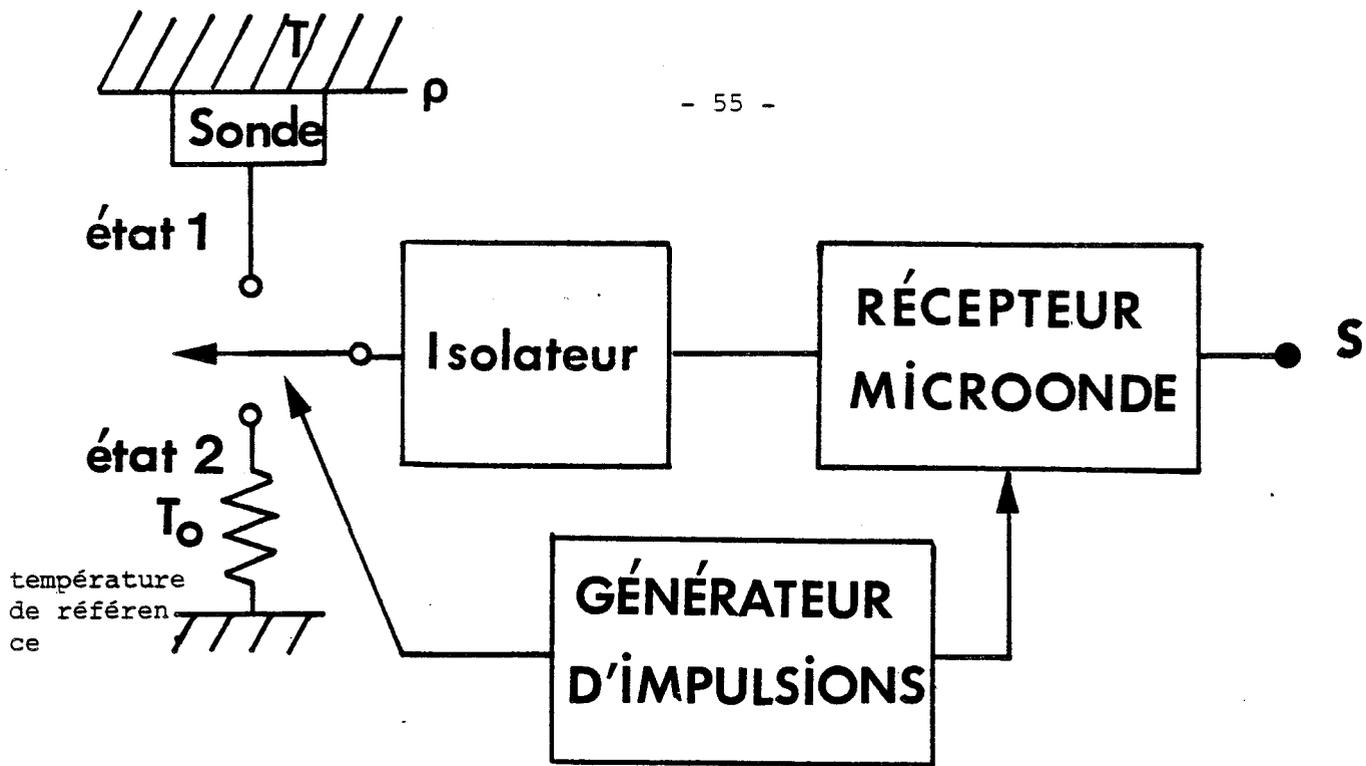


Figure 1 : Schéma de principe d'un radiomètre hyperfréquence comportant un commutateur.

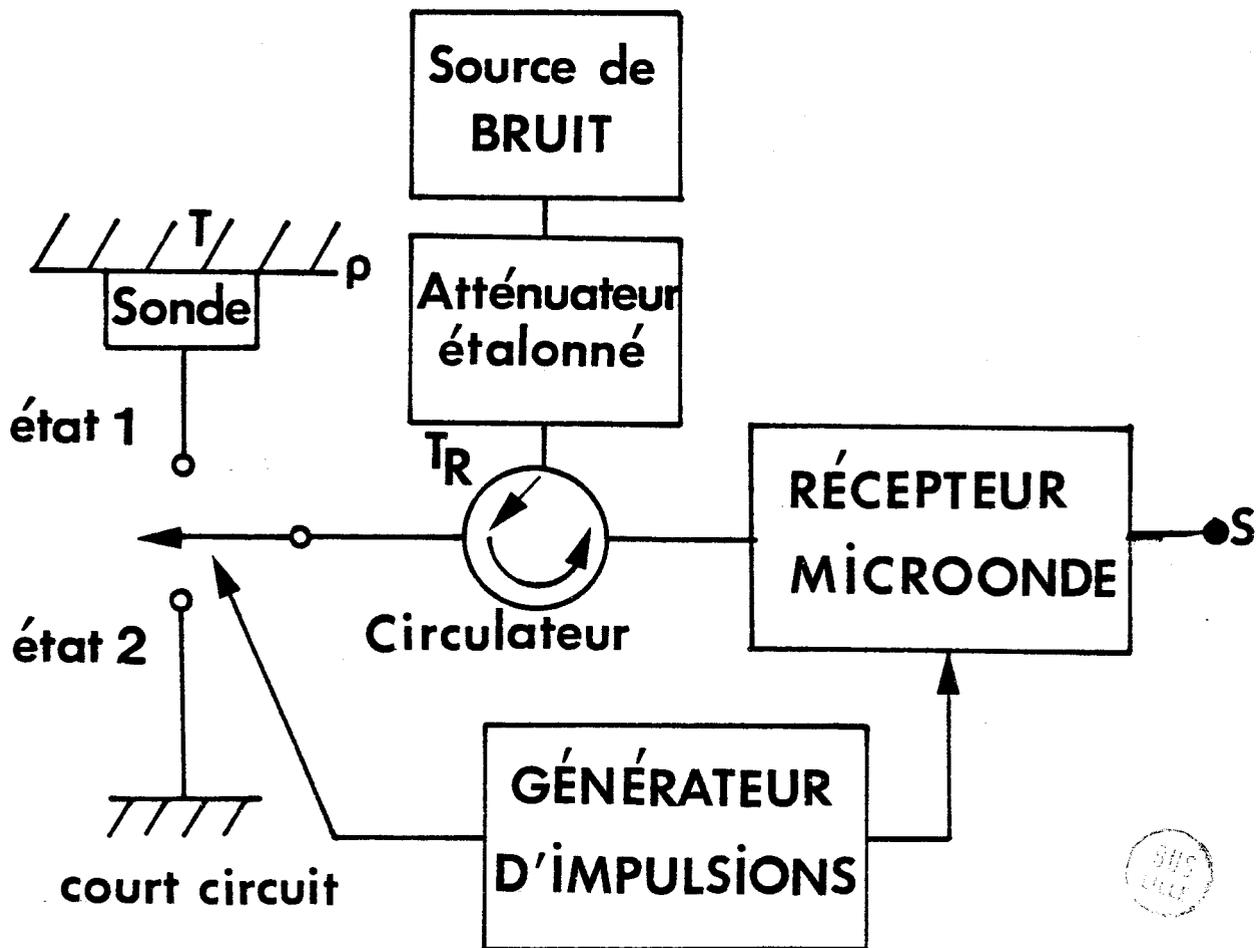


Figure 2 : Schéma de principe du système de Thermographie Microonde (Méthode de zéro)

II.3. DESCRIPTION DU SYSTEME DE THERMOGRAPHIE A 3 GHz.

Nous décrivons maintenant un système de Thermographie Microonde qui peut fonctionner selon ce principe autour d'une fréquence centrale située entre 2,5 GHz et 3,5 GHz (Bande passante : 1 GHz). En effet, compte tenu de l'évolution de la profondeur de pénétration en mode TEM en fonction de la fréquence, nous avons pensé qu'il est intéressant d'explorer des couches plus profondes de tissus que ne le permet le radiomètre 9 GHz qui existait au laboratoire au début de cette étude[1]. Les composants qui constituent ce système sont essentiellement une sonde, un joint tournant, un câble souple, un commutateur à diode PIN, un circulateur, une source de bruit, un amplificateur hyperfréquence faible bruit FET AsGa, un mélangeur, un oscillateur local, un amplificateur à fréquence intermédiaire (F.I.), un détecteur moyenne fréquence et un système de traitement du signal par filtrage numérique. Nous donnons figure 3 un schéma complet du dispositif.

II.3.1. Le joint tournant

Il facilite le positionnement de la sonde placée à l'extrémité du câble. Ses caractéristiques sont :

- Modèle PM 7892 de Philips
- Gamme de fréquence : 0 - 18 GHz
- Pertes d'insertion (max.) : 0,3 dB pour $0 < f < 12,4$ GHz

III.3.2. Le câble hyperfréquence

Destinée à faire la liaison entre la sonde et le récepteur, le câble doit être suffisamment souple et présenter de faibles pertes d'insertions. Ses caractéristiques sont :

- Modèle FN 35 de ADAMS-RUSSEL
- Gamme de fréquence : 30 MHz à 18 GHz
- Rayon de courbure (max.) : 5,08 cm
- Pertes d'insertion (max.) : 0,3 dB pour 60 cm de longueur.

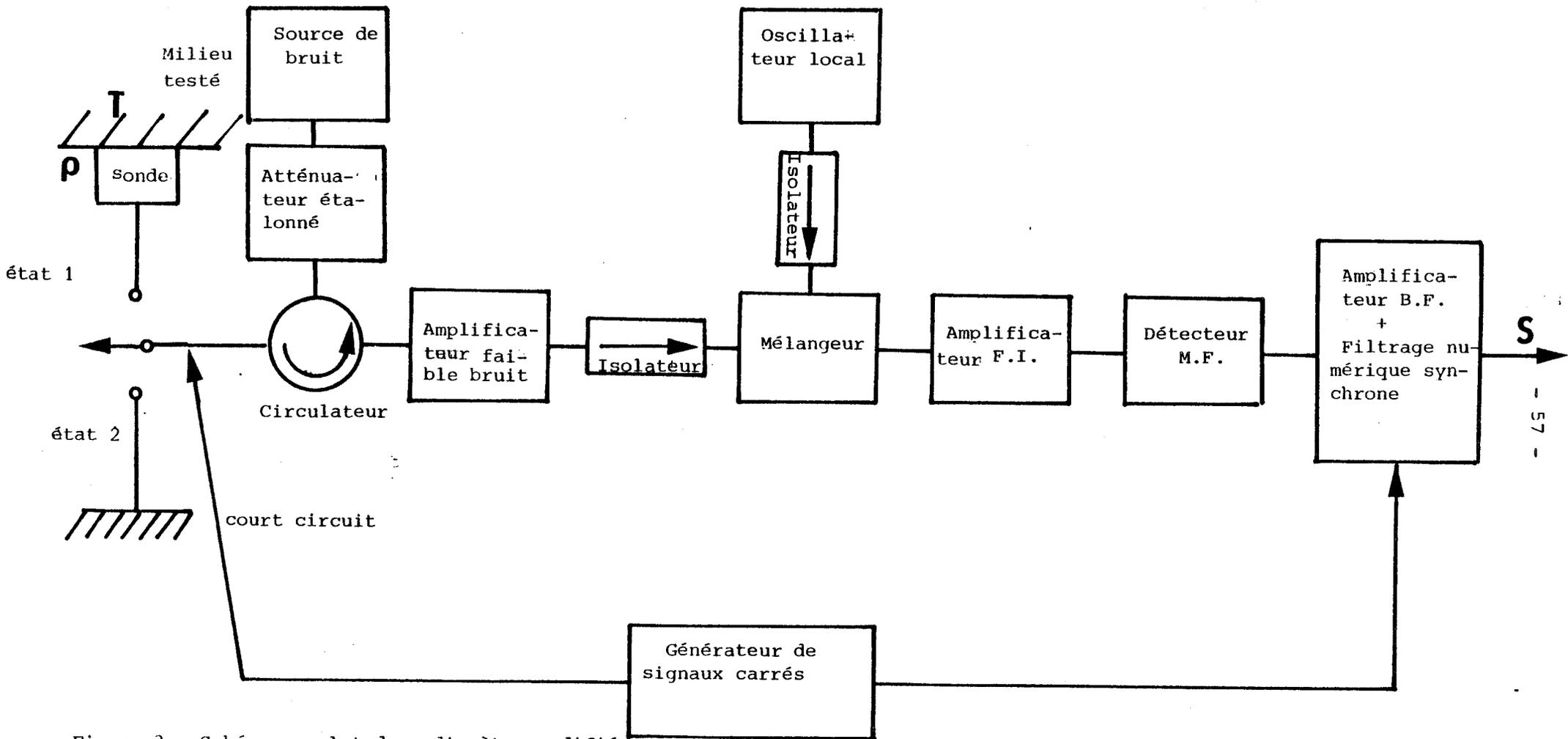


Figure 3 : Schéma complet du radiomètre modifié (Méthode de Zéro).



11.3.3. Le commutateur à diode PIN

Il s'agit des diodes PIN à commande logique TTL. Les pertes d'insertion sont les mêmes dans les deux voies. Nous montrerons plus loin que seule cette caractéristique interviendra dans l'estimation de la précision de la mesure. Le schéma d'un tel dispositif est le suivant :

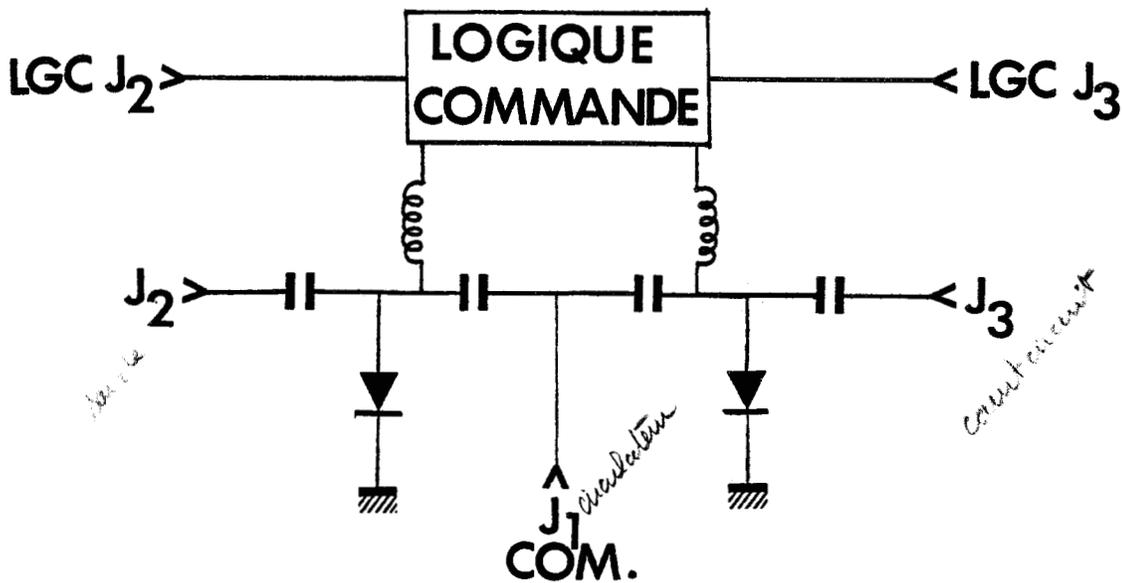


Figure 4

Ses caractéristiques sont :

- Modèle F 8922-7B-27 (Général Microwave)
- Gamme de fréquence : 2 - 4 GHz
- Pertes d'insertion (max.) : 0,7 dB
- Isolation (min.) : 65 dB
- Puissance moyenne admissible: 4 W

Les bornes J_2 et J_3 sont reliées respectivement à la sonde et au court-circuit (figure 2), la borne J_1 est connectée au circulateur.

II.3.4. Le circulateur

Ses caractéristiques sont :

- Modèle T - 2S63 T - 43 M (Téledyne Microwave)
- Gamme de fréquence : 2 - 4 GHz
- Pertes d'insertion (max.) : 0,26 dB
- Isolation (min) : 23 dB
- T.O.S. (max.) : 1,20

II.3.5. La source de bruit

Ses caractéristiques sont :

- Modèle MC - 5112 de Microwave Semiconductor Corp.
- Gamme de fréquence : 1 à 12,4 GHz
- Facteur de bruit : $25 \pm 0,5$ dB

II.3.6. L'amplificateur hyperfréquence faible bruit FET AsGa

Placé en tête de la chaîne, il conditionne le facteur de bruit de l'ensemble, donc la sensibilité du détecteur radiométrique.

Ses caractéristiques sont :

- Modèle N 6233S11 (Narda)
- Gamme de fréquence : 2 - 4 GHz
- Gain (min.) : 30 dB
- Facteur de bruit (max.) : 3,5 dB
- Puissance de sortie (min.) à 1 dB de compression de gain : 13 dBm

II.3.7. Le mélangeur

C'est un mélangeur équilibré faible bruit constitués de deux cristaux appariés hybrides à 180°. Le montage est symétrique, et la disposition des diodes mélangeuses permet de minimiser le bruit issu de l'oscillateur.

Ses caractéristiques sont :

- Modèle DMM1 -18 (RHG)
- Gamme de fréquence : 1 - 18 GHz
- Facteur de bruit : 8 dB à 3 GHz
- Isolation RF-OL (min.) ; 20 dB
- Puissance O.L. typique : 8 dBm

II.3.8 L'oscillateur local

C'est un oscillateur à transistor bipolaire dont le résonateur comporte une diode varactor. La tension de commande appliquée sur la diode permet de choisir la fréquence de fonctionnement la plus intéressante. Ses caractéristiques sont :

- Modèle SSV - 0117 (Solid State Technology)
- Gamme de fréquence : 2 - 4 GHz
- Puissance de sortie (min.) : 25 mW
- Taux de réjection d'harmonique (min.) : 20 dB

II.3.9. L'amplificateur à fréquence intermédiaire

C'est un amplificateur F.I. modèle W500B de TRONTECH :

- Gamme de fréquence : 5 - 500 MHz
- Facteur de bruit : 1,8 dB
- Gain : 30 dB

II.3.10 Le détecteur moyenne fréquence

Il comporte une diode Schottky qui possède une sensibilité de l'ordre de - 50 dBm. Du type HP 8473 B de Hewlett Packard ; il possède les caractéristiques suivantes :

- Gamme de fréquence : 0,01 - 18 GHz
- Sensibilité (min.) : 0,5 mV/ μ W
- T.O.S. (50 Ω) (max.) : 1,3
- sensibilité tangentielle (TSS) (min.) : - 50 dBm

II.3.11. La partie détection basse fréquence

Elle comprend :

- Un préamplificateur sélectif faible bruit
- Un amplificateur à gain réglable
- Un système de filtrage numérique géré par microprocesseur.

Après détection moyenne fréquence, le signal utile est transmis vers la partie basse fréquence et détection. Il est ensuite préamplifié puis échantillonné et traité par un système de filtrage numérique synchrone dont le principe de fonctionnement est décrit en détail par ailleurs [8].

Nous nous contentons de rappeler les principales caractéristiques de ce type de détection :

- on peut connaître la valeur efficace du signal utilisé sans avoir besoin de régler la phase, ceci est son principal avantage par rapport à la détection synchrone.
- on peut, grâce au choix de certains paramètres, éliminer les fréquences indésirables, par exemple rejeter le 50 Hz
- le rapport signal/bruit à la sortie est d'autant meilleur que le nombre d'échantillons compris dans l'intervalle de mesure est élevé, ceci est à rapprocher de l'augmentation de la constante de temps de filtrage d'une détection synchrone.

Le schéma d'ensemble du dispositif comprenant la tête de réception hyperfréquence et la partie basse fréquence est représenté à la figure 5.

II.4. PERFORMANCES ET ETALONNAGE DU THERMOGRAPHE A 3 GHz

Afin de caractériser le dispositif, nous étudions :

- sa bande passante
- son facteur de bruit
- sa sensibilité
- la linéarité de la réponse

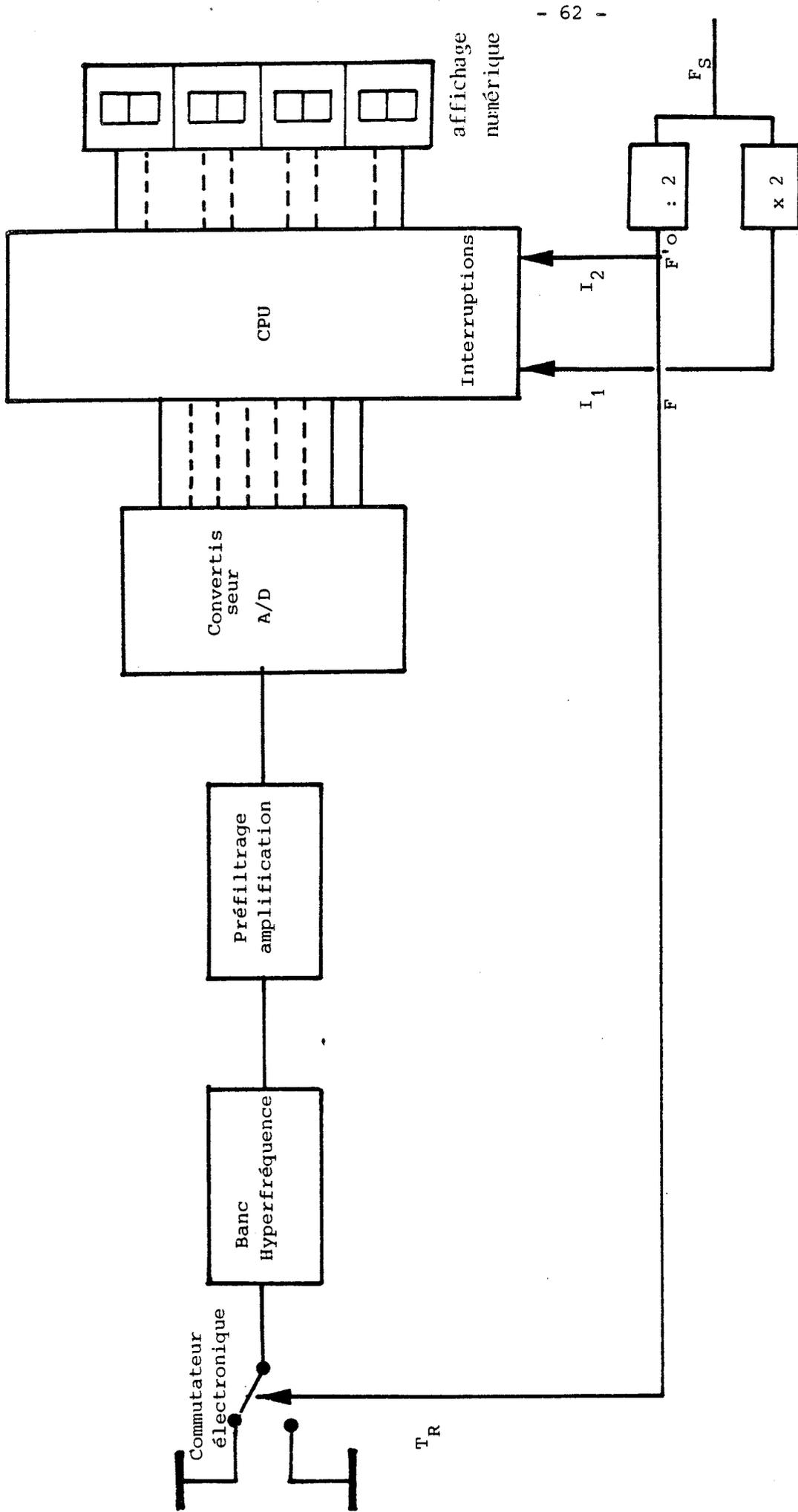


Figure 5 : Schéma synoptique complet du dispositif de réception et traitement du signal (d'après [9]).



II.4.1. La bande passante

On relève l'amplitude du signal de sortie lorsqu'on applique à l'entrée un signal cohérent de fréquence variable et d'amplitude constante (figure 6). Comme le mélangeur est symétrique, on obtient une réponse pour des signaux correspondant à des fréquences situées de part et d'autre de celle de l'oscillateur local. Dans le cas actuel, la bande passante totale est égale à 1 GHz.

II.4.2. Facteur de bruit

On connaît l'expression du facteur de bruit F d'un système constitué par des quadripôles en cascade de gain G_i et de facteur F_i

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} + \dots$$

La constitution de la chaîne et les valeurs des paramètres correspondant sont présentés figure 7. On obtient un facteur de bruit global de 5 dB;

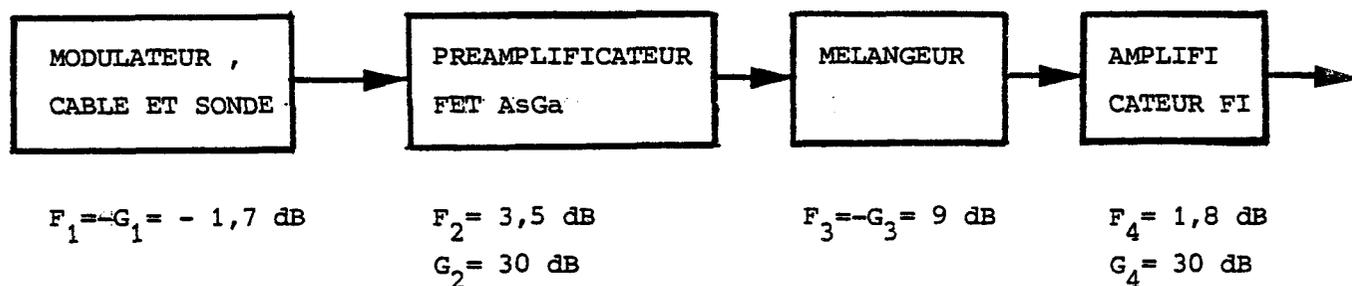


Figure 7

La mesure du facteur de bruit de l'ensemble obtenue par la méthode du double de la puissance est donné figure 8. Pour cela nous avons modifié la fréquence de l'oscillateur local, la bande passante demeurant voisine de 1 GHz.

Figure 6 : Bande passante du récepteur pour un oscillateur local à 3,17 GHz

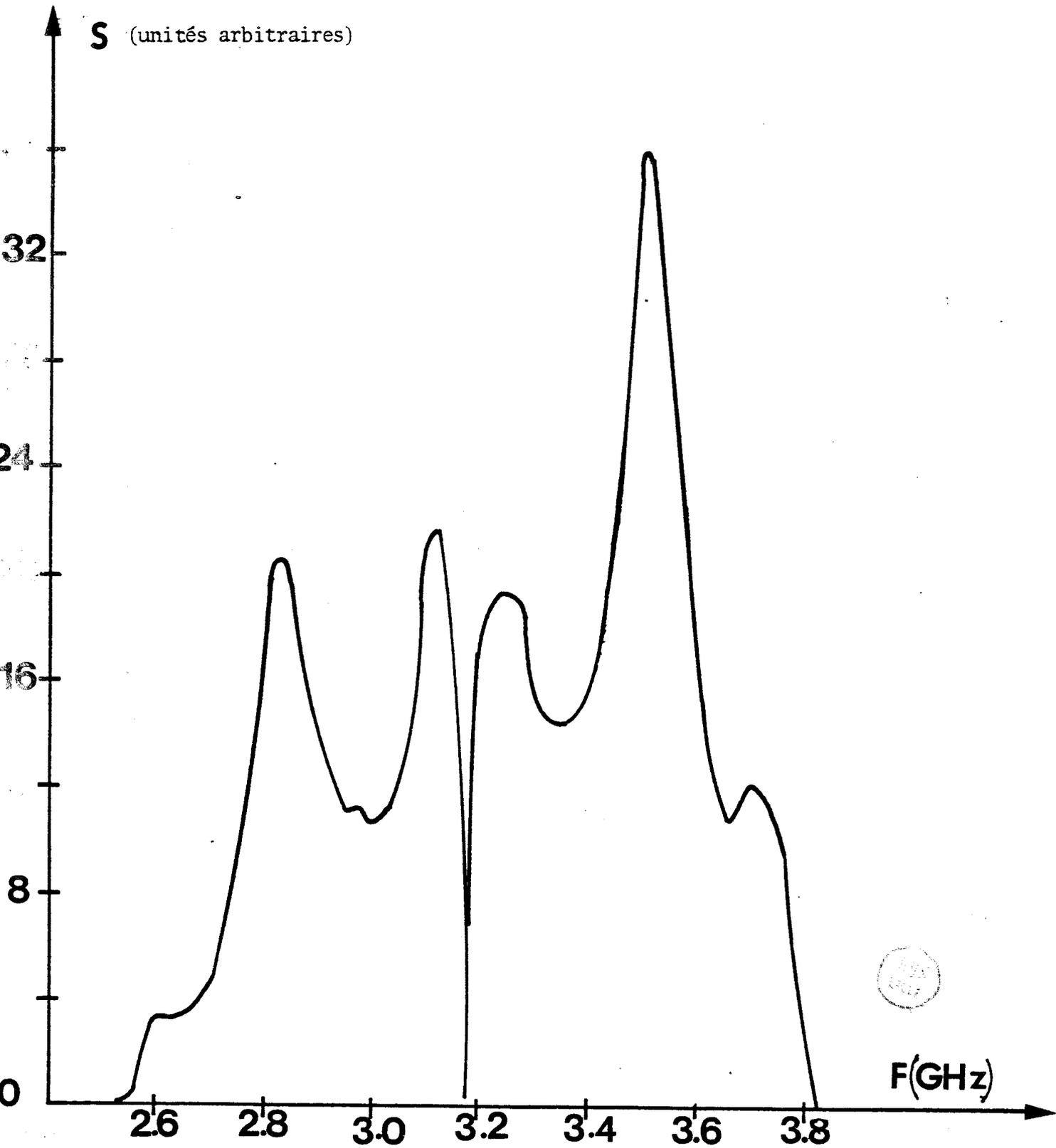
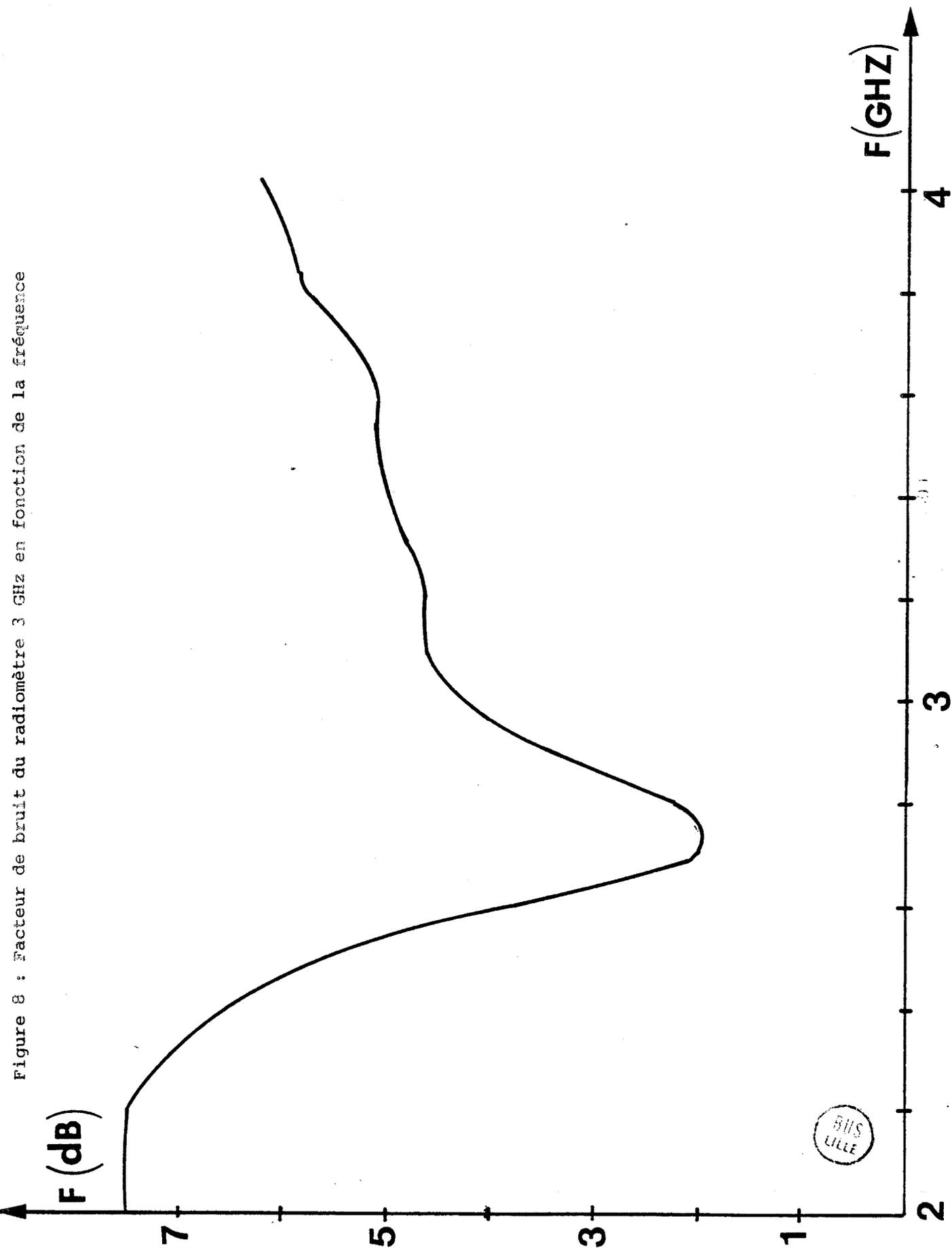


Figure 8 : Facteur de bruit du radiomètre 3 GHz en fonction de la fréquence



BIS
LILLE

II.4.3. Sensibilité

La sensibilité en température d'un radiomètre est donnée [7] par la relation :

$$\Delta T_{\min} \# \frac{T_{\text{sys}} + T_0}{\sqrt{BT}}$$

où T_{sys} = température de bruit propre du système liée au facteur de bruit

B = bande passante

τ = constante de temps de filtrage de la détection synchrone

La connaissance de F nous permet de déduire la sensibilité ΔT_{\min} du récepteur :

$$T_{\text{sys}} = (F-1)T_0 = 627^\circ\text{K}$$

$$\Delta T_{\min} \text{ calculé} = \frac{2(290 + 627)}{\sqrt{10^9 \times 1}} = 0,06^\circ\text{K pour } T = 1 \text{ s.}$$

Un enregistrement des fluctuations (figure 9) de la température autour d'une valeur moyenne donnée permet de vérifier ce résultat :

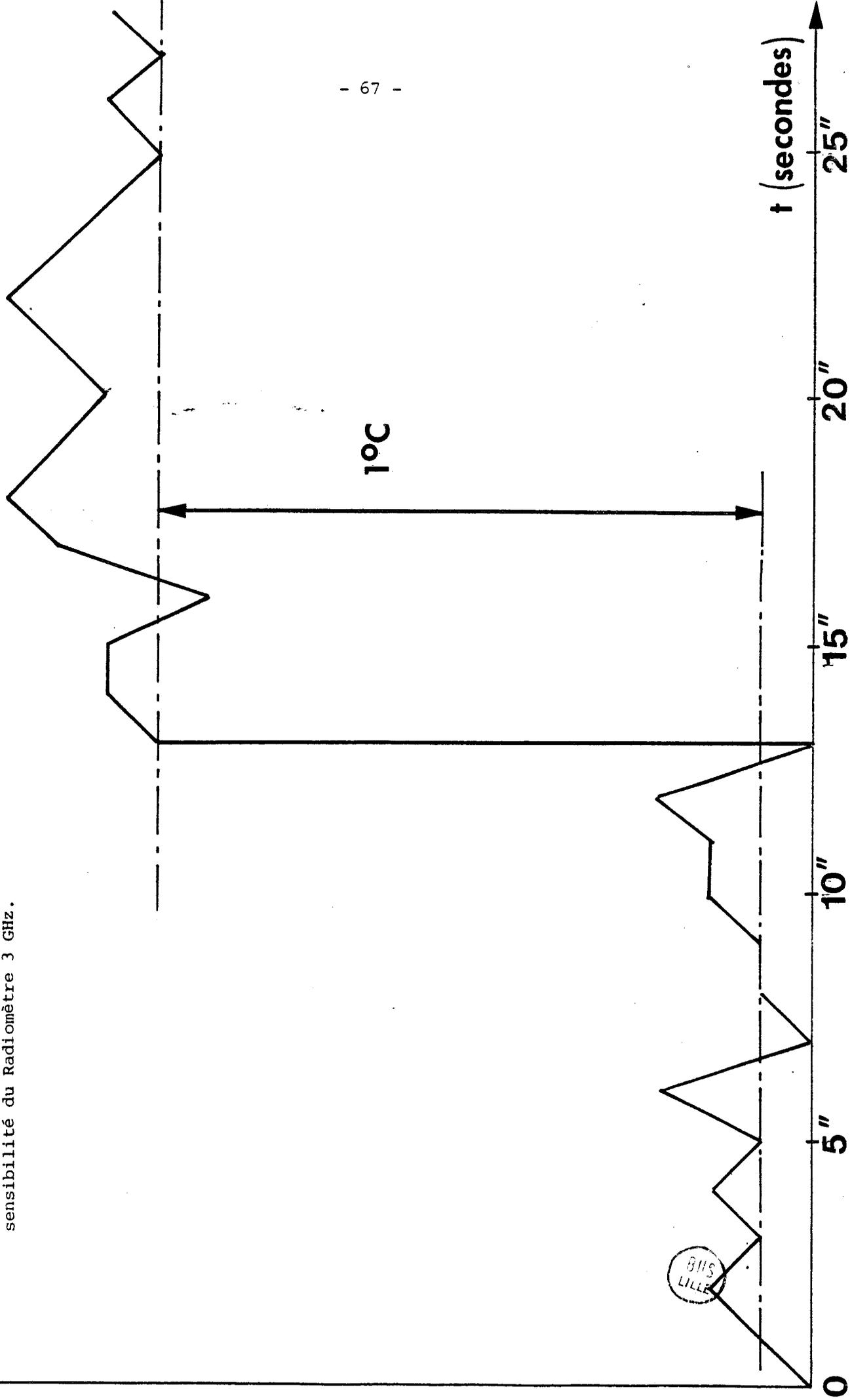
$$\Delta T_{\min} \text{ (mesurée)} \# 0,1^\circ\text{K}$$

II.4.4. Etalonnage et linéarité

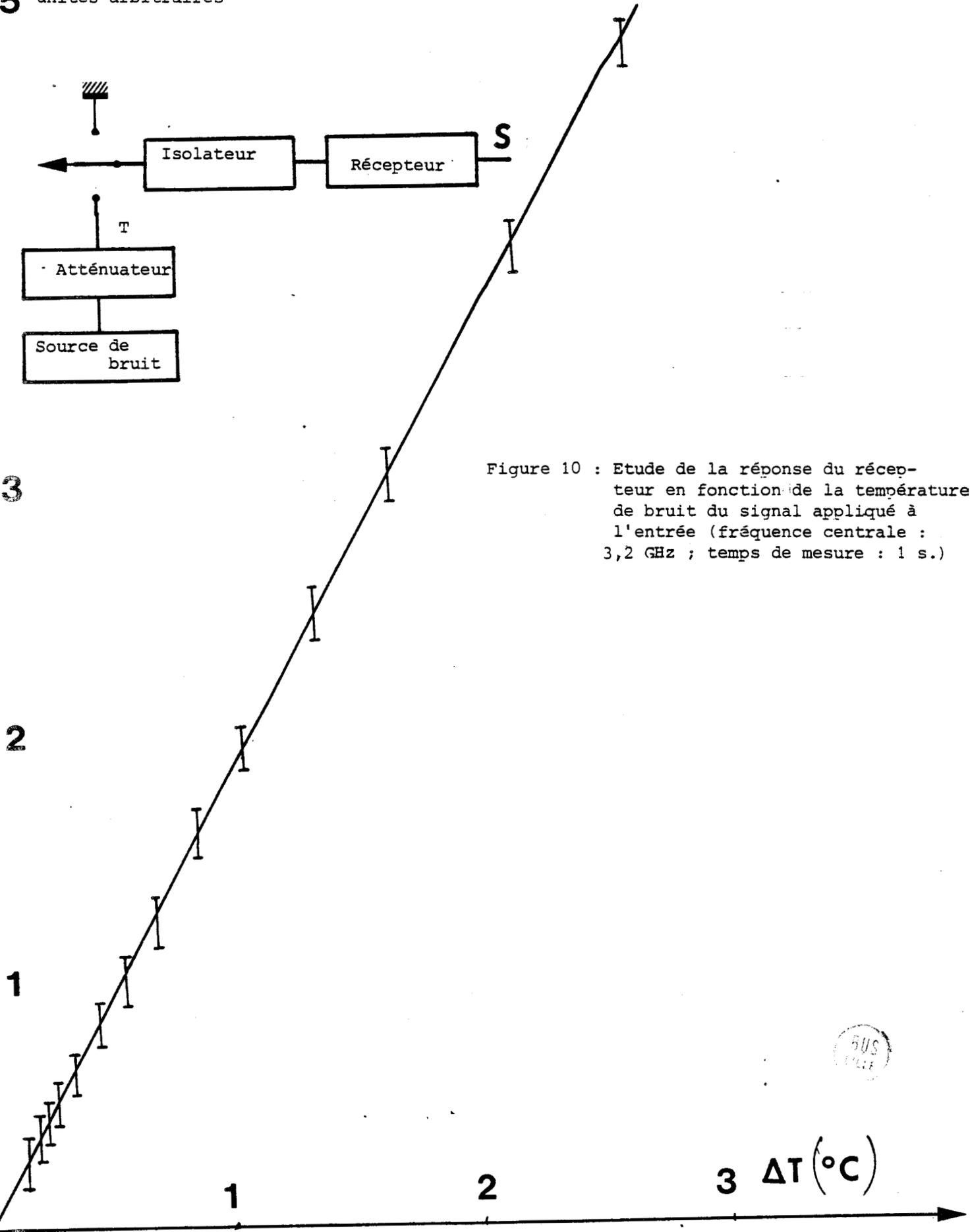
Nous avons également étudié la variation du signal de sortie en fonction du niveau de bruit appliqué à l'entrée lorsque l'adaptation est réalisée. Les relevés présentés figures 10 et 11 permettent ainsi de calibrer le dispositif en vue de son utilisation ultérieure, et de vérifier la linéarité de sa réponse.

S(°C)

Figure 9 : Détermination expérimentale de la sensibilité du Radiomètre 3 GHz.



5 **S** (signal de sortie)
unités arbitraires



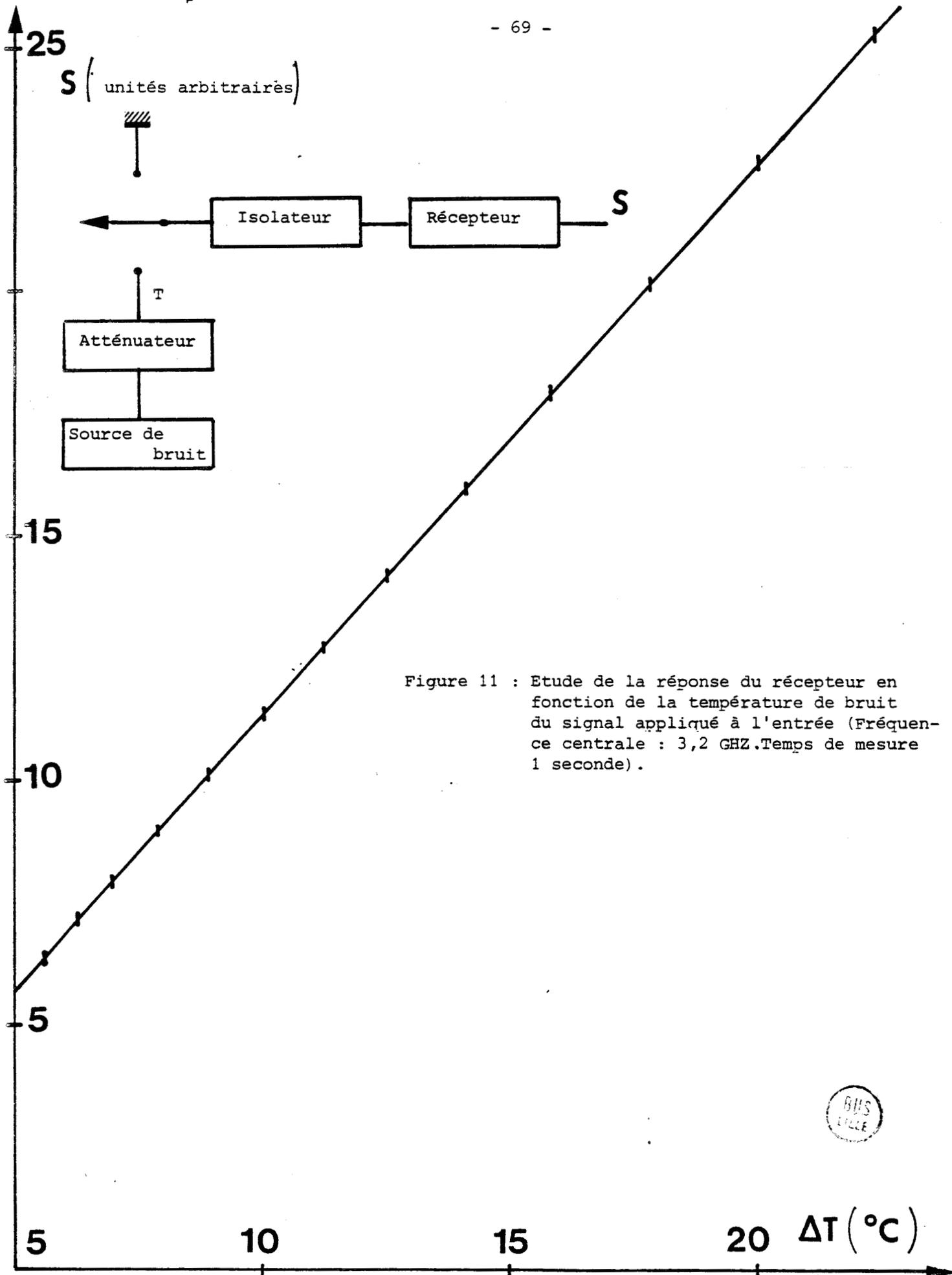


Figure 11 : Etude de la réponse du récepteur en fonction de la température de bruit du signal appliqué à l'entrée (Fréquence centrale : 3,2 GHz. Temps de mesure 1 seconde).



II.5. MISE EN OEUVRE DE LA MESURE ABSOLUE DE TEMPERATURE (Méthode de zéro)

Nous avons présenté paragraphe II.2, la méthode que nous utilisons pour effectuer la mesure de la température, supposée uniforme, d'un milieu dissipatif lorsqu'il existe une désadaptation à son interface avec la sonde (Méthode de zéro). Nous décrivons les essais qui permettent de justifier cette méthode avec le récepteur 3 GHz, et d'estimer l'importance des erreurs possibles.

II.5.1. Comparaison de deux sources de bruit

Après avoir préalablement étalonné deux sources de bruit, nous procédons à la comparaison de ces sources avec la méthode de zéro (figure 12). Nous relevons alors les couples de valeurs d'atténuation A_1 et A_2 pour lesquels nous obtenons un signal nul en sortie.

Nous considérons d'abord le cas où les deux sources sont adaptées (figure 12A) puis celui où l'une des sources est désadaptée (figure 12B). Dans ce deuxième cas, la désadaptation est produite par un slug placé devant la source de bruit.

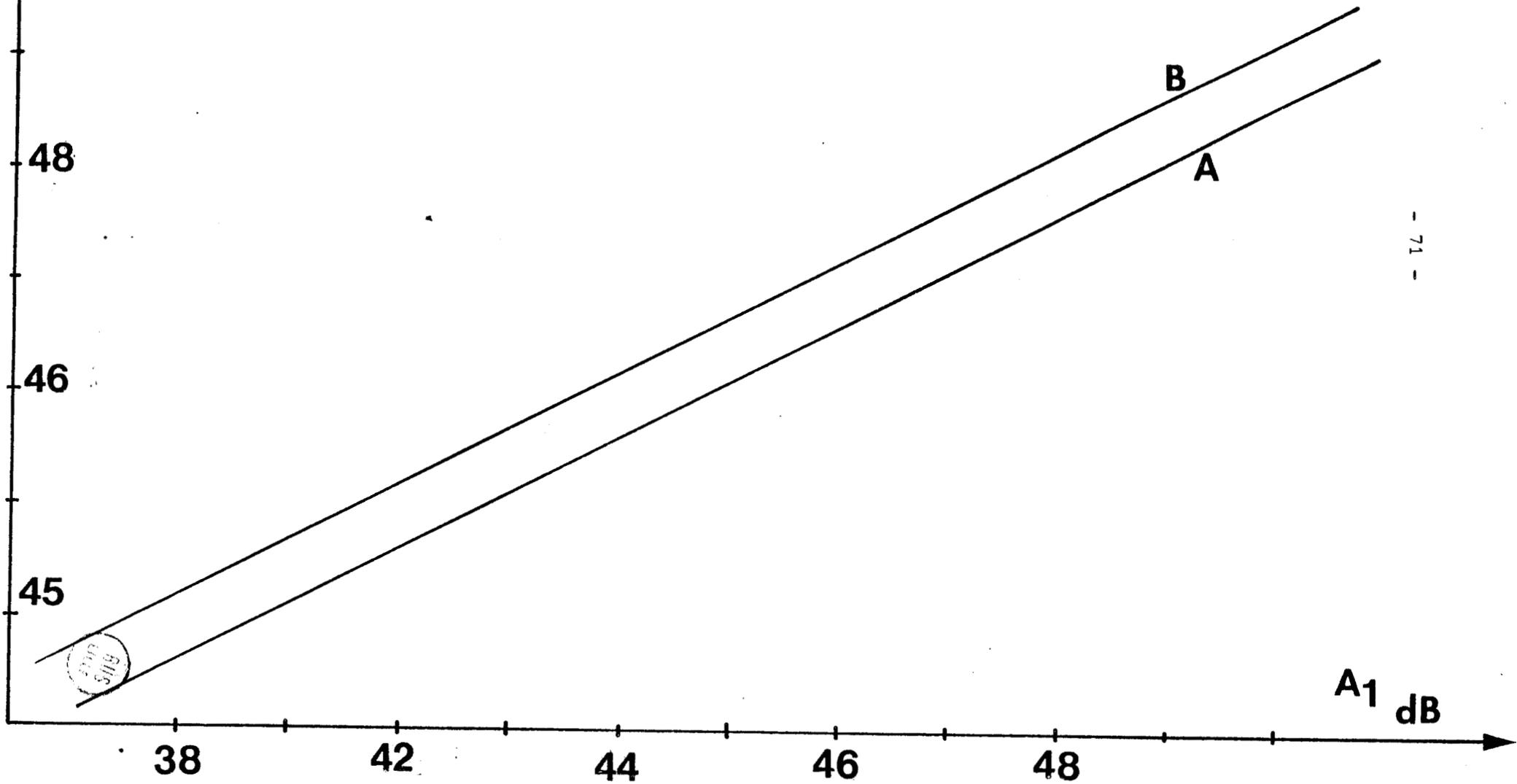
On constate que les résultats des deux expériences ne sont pas identiques comme le prévoit le raisonnement présenté au paragraphe II.2. Cette différence peut s'interpréter par le fait que les composants utilisés ne sont pas idéaux ; il convient donc de chiffrer l'erreur dont ils sont responsables.

II.5.2. Estimation de l'erreur introduite par les pertes des composants dans l'utilisation de la méthode zéro

Nous reconsidérons ici l'établissement de la relation (6) (paragraphe II.2) en tenant compte des pertes d'insertion des composants. Dans ces conditions, en vertu du concept des Transferts Radiatifs [17], cha-

A₂
dB

Figure 12 : Comparaison de deux sources de bruit (méthode de zéro) ($f = 3,2$ GHz)
A : Les deux sources sont adaptées
B : L'une des sources est désadaptée ($\rho = 0,4$)



que quadripole atténué les signaux qu'il transmet et produit en outre un signal thermique qui dépend de sa température et de son atténuation. Ainsi, il convient de tenir compte des pertes du modulateur et du câble connecté à la sonde ; nous admettons que les différents termes ne présentent pas de corrélation entre eux.

- Lorsque le commutateur est connecté au câble, nous obtenons en sortie un signal S_1

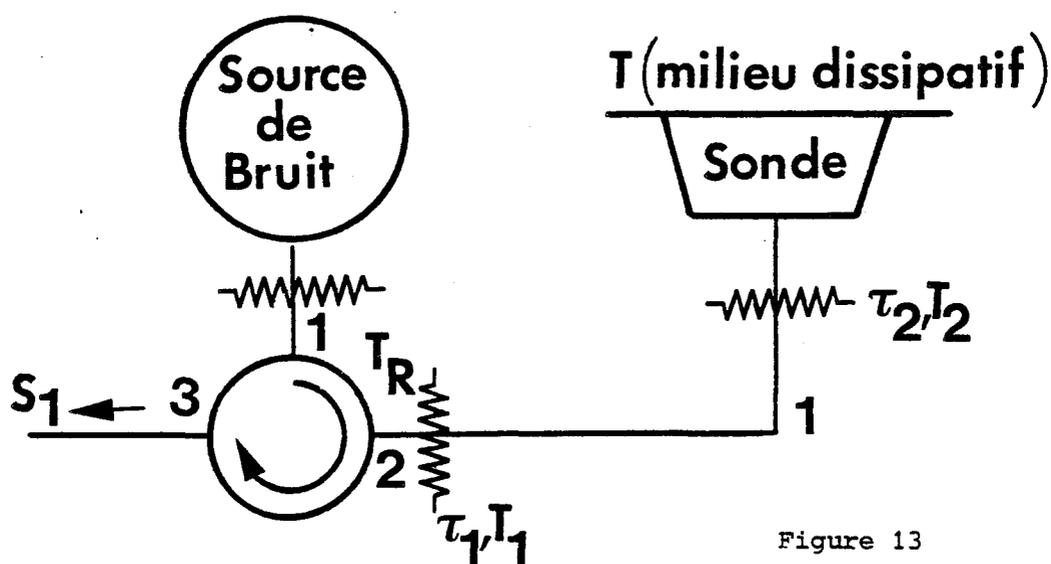


Figure 13

$$S_1 = K [T_R \tau_1 \tau_2 \rho + T_1 (1 - \tau_1) \tau_1 \tau_2 \rho + T_2 (1 - \tau_2) \tau_1 \tau_2 \rho + T (1 - \rho) \tau_1 \tau_2 + T_2 (1 - \tau_2) \tau_1 + T_1 (1 - \tau_1)] \quad (7)$$

avec τ_1, τ_2 = coefficients de transmission du modulateur et du câble

T_1, T_2 = températures du modulateur et du câble

T_R = température de bruit de référence

- Lorsque le commutateur est relié au court-circuit, on obtient un signal S_2

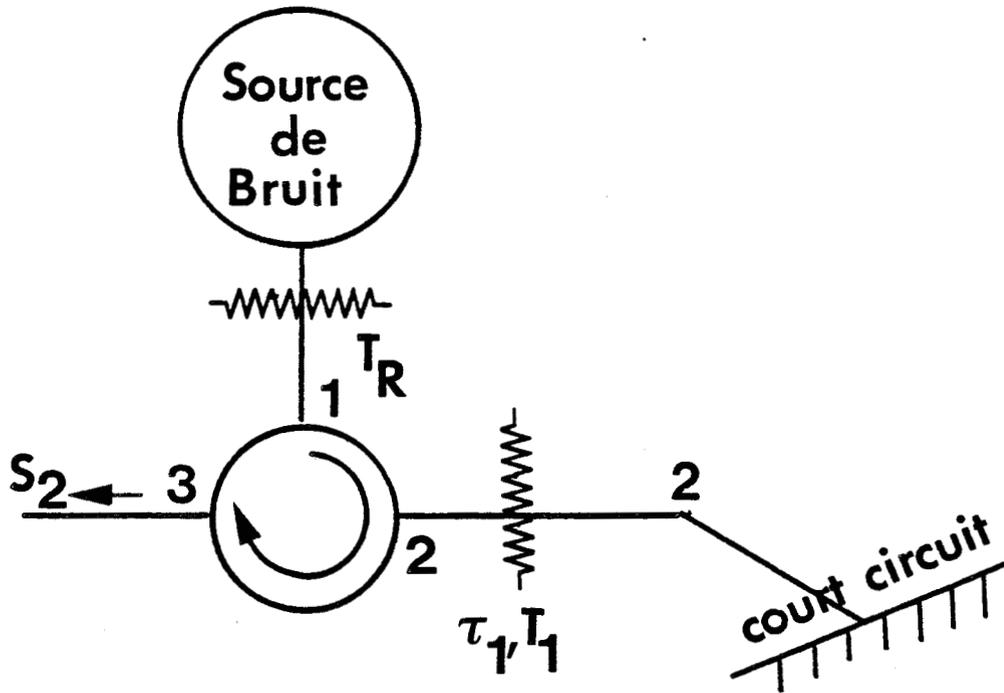


Figure 14

$$S_2 = K (T_R \tau_1^2 + (1 - \tau_1) \tau_1 T_1 + (1 - \tau_1) T_1) \quad (8)$$

Remarquons que les pertes du circulateur n'interviennent pas si l'on appelle T_R la température émise par la source de bruit mesurée sur la sortie 2 du circulateur. Par ailleurs, les relations (7) et (8) n'ont pas à tenir compte d'une atténuation selon le trajet 2 - 3 qui affecte également tous les signaux.

Pour une période complète (rapport cyclique 0,5), le signal de sortie s'exprime par la relation :

$$S = S_2 - S_1 = K [(T_R \tau_1^2 + T_1 \tau_1 (1 - \tau_1)) (1 - \rho \tau_2^2) - T_2 (1 - \tau_2) (1 + \rho \tau_2) \tau_1 - T_1 \tau_1 \tau_2 (1 - \rho)] \quad (10)$$

En pratique, on a presque toujours $T_1 = T_2 = T_0$ (température ambiante)

Posons par ailleurs, $T = T_0 + \Delta T$

$$T_R = T_0 + \Delta T_R$$

Le signal est nul à la sortie lorsque :

$$\Delta T_R = \frac{\tau_2(1-\rho)}{\tau_1(1-\rho\tau_2^2)} \Delta T \quad (10)$$

En posant :

$$\Delta T_R \frac{\tau_1}{\tau_2} = \Delta T'_R \quad (11)$$

On a donc :

$$\Delta T'_R = \frac{1}{1 + \rho \frac{1-\tau_2^2}{1-\rho}} \Delta T \quad (12)$$

En pratique τ_2 est voisin de 1 (dans notre cas $\tau_2 \approx 0,9$) et ρ de l'ordre de 0,1 ; on peut alors écrire :

$$\Delta T'_R \approx \Delta T \left(1 - \rho (1 - \tau_2^2) \right) \quad (13)$$

L'erreur commise en identifiant $\Delta T'_R$ et ΔT est donc :

$$\Delta T \times \rho (1 - \tau_2^2)$$

En pratique, $\tau_2 = 0,9$ et les valeurs de ρ sont voisines de 0,1. Pour les applications médicales, on a $\Delta T \approx 15^\circ$; l'erreur commise sur la valeur de T est donc voisine de $0,3^\circ$.

Pour s'affranchir de l'influence du coefficient de réflexion sur l'erreur on peut insérer entre le court-circuit et l'entrée 1 du modulateur un câble de même longueur et mêmes caractéristiques que celui utilisé dans la voie 2. Dans ces conditions, on aura :

- S_1 identique à l'expression (7)

$$- S_2 = K [T_R \tau_1^2 \tau_2^2 + T_1 (1-\tau_1) \tau_1 \tau_2^2 + T_1 (1-\tau_1) + T_2 (1-\tau_2) \tau_1 + T_2 (1-\tau_2) \tau_1 \tau_2] \quad (14)$$

d'où

$$S = S_2 - S_1 = K(1-\rho) [T_R \tau_1^2 \tau_2^2 + (1-\tau_1) \tau_1 \tau_2^2 T_1 + (1-\tau_2) \tau_1 \tau_2 T_2 - \tau_1 \tau_2 T] \quad (15)$$

Lorsque $T_1 = T_2 = T_0$, en posant $T = T_0 + \Delta T$

$$T_R = T_0 + \Delta T_R$$

On a :

$$S = K(1 - \rho) \cdot (\tau_1 \tau_2 \Delta T - \Delta T) \cdot \tau_1 \tau_2 \quad (16)$$

Ainsi, l'erreur commise sur ΔT , lorsqu'on applique la méthode de zéro, ne dépend plus du coefficient de réflexion puisqu'elle devient $\Delta T \cdot (1 - \tau_1 \tau_2)$. Cette remarque nous semble intéressante. Pour connaître l'erreur commise, il suffit d'évaluer une fois pour toutes la transmission des câbles et du modulateur.

II.5.3. Estimation de l'erreur introduite par les fluctuations de la température ambiante

Une autre cause d'erreur peut provenir des fluctuations de la température ambiante. En effet, compte tenu des remarques faites aux paragraphes précédents, après avoir estimé quantitativement les erreurs commises, on peut déterminer T après avoir étalonné la source de bruit de référence. En principe, on peut ainsi mesurer la température d'un liquide dissipatif (figure 15).

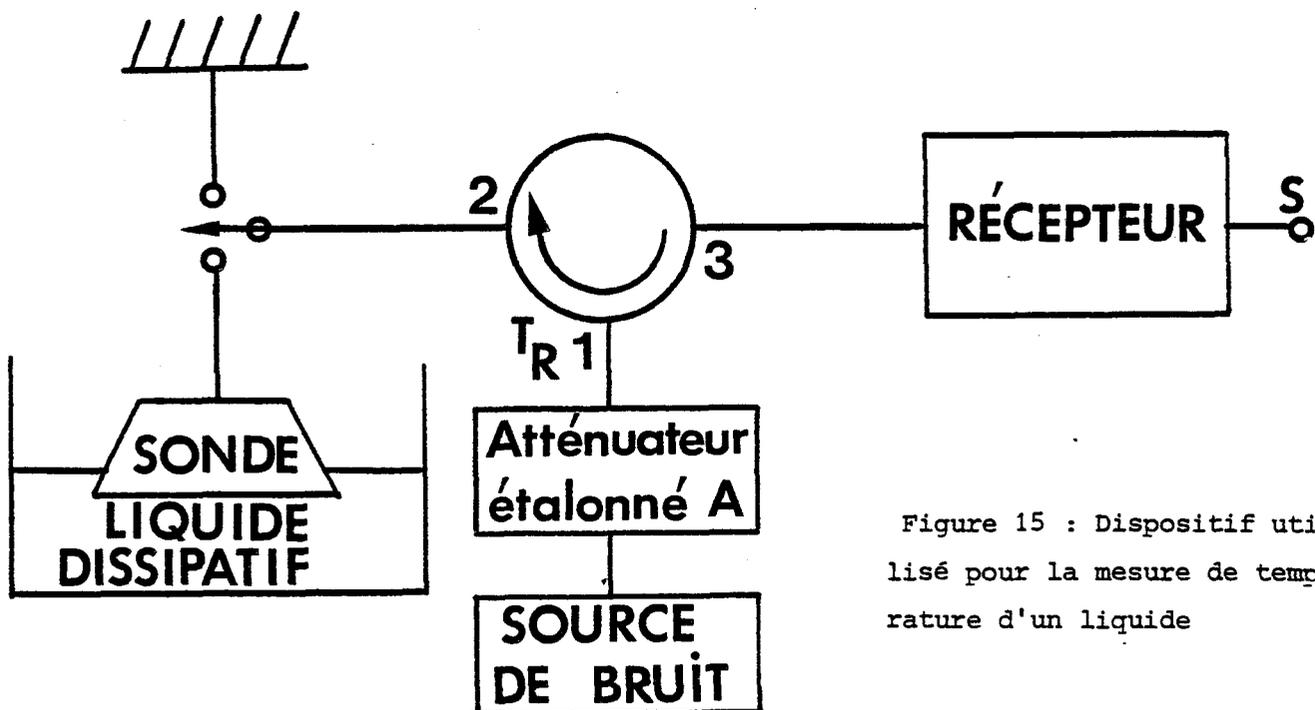


Figure 15 : Dispositif utilisé pour la mesure de température d'un liquide

En réalité, l'étalonnage de la source de bruit, c'est à dire la définition de la température de référence T_R à la sortie 2, du circulateur, en fonction de la position de l'atténuateur, peut poser certaines difficultés. D'après le concept des Transferts Radiatifs [17], on a alors

$$T_R = T\tau + T_0(1-\tau) \quad (17)$$

avec T la température de bruit de la source
 T_0 la température de l'atténuateur
 τ son coefficient de transmission

Etant donné que les sources de bruit commerciales correspondent à des températures élevées ($T = 20\ 000^\circ$ par exemple), il faut une forte atténuation (supérieure à 30 dB) pour obtenir des valeurs de T_R voisines de celles du corps humain. Dans ces conditions, la définition de T_R dépend de la température ambiante T_0 .

Nous illustrons cette remarque par la figure 16 qui correspond au cas de la figure 15. Nous donnons la température de l'eau au contact de la sonde en fonction de l'atténuation nécessaire à l'annulation du signal de sortie S ; on constate que les courbes obtenues dépendent notablement de la température à laquelle on porte l'atténuateur.

Par conséquent, il est nécessaire, lors des mesures radiométriques de longue durée, de s'assurer de la stabilité de la température de cet atténuateur.

Remarquons que le problème que nous venons de poser disparaît si l'on utilise une source de bruit de faible température équivalente qui ne nécessite pas l'emploi d'un atténuateur de forte valeur.

II.5.4. Exemple d'application de la méthode de zéro

II.5.4.1. Méthode de mesure absolue

En prenant les précautions qui viennent d'être mentionnées, on peut mesurer la température absolue d'un liquide avec une précision de l'ordre de $0,1^\circ\text{C}$. Nous donnons un tel exemple à la figure 17 qui concerne des son-

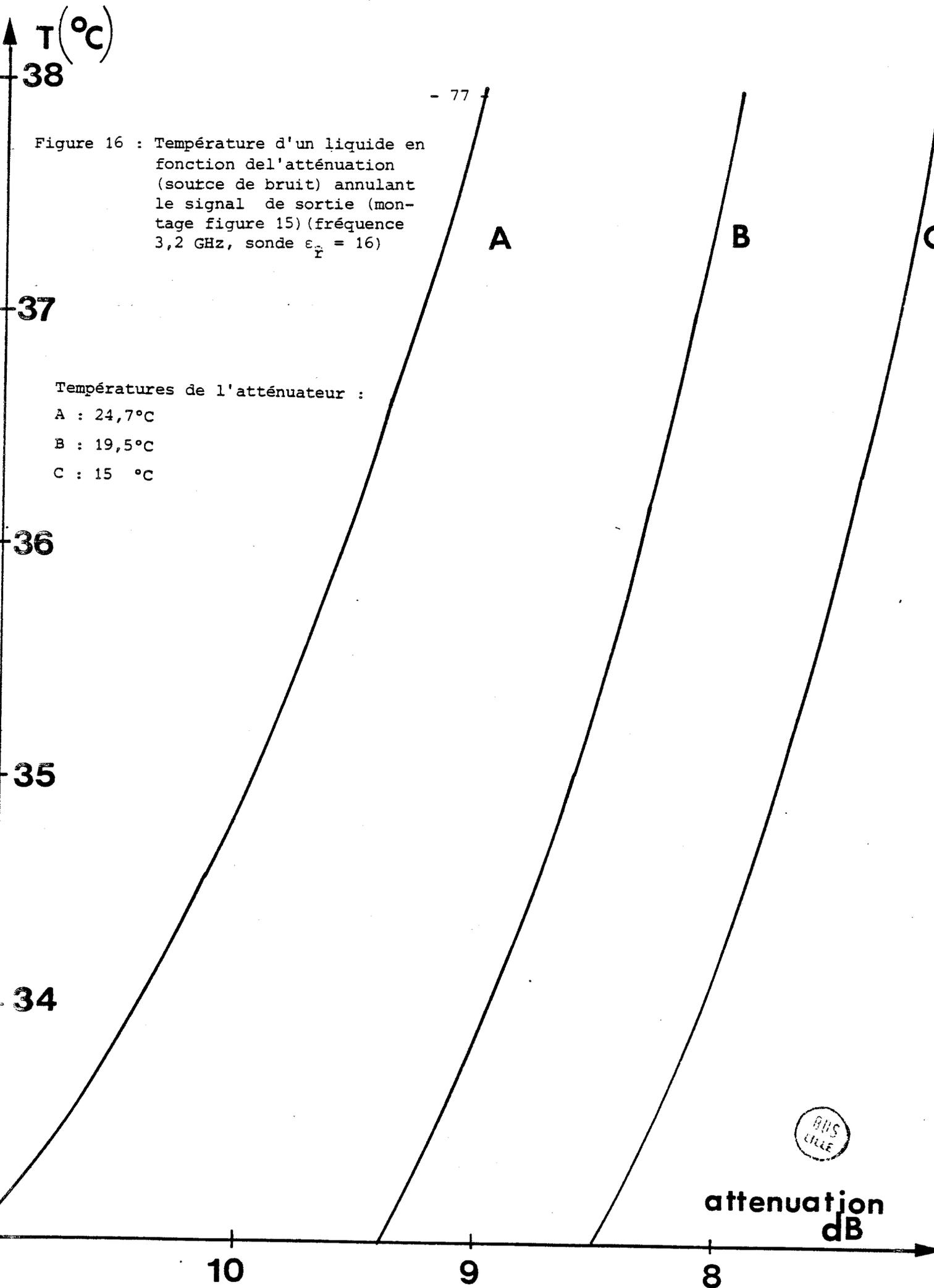




Figure 17 : Courbe d'étalonnage correspondant à la méthode de zéro (atténuateur thermostaté)

- $\rho = 0,316$
(sonde $\epsilon_1 = 9$; eau)
- + $\rho = 0,25$
(sonde $\epsilon_1 = 9$; eau + glycérol)
- ▲ $\rho = 0,125$
(sonde $\epsilon_1 = 16$; eau + glycérol)



Attenuation
(divisions) 7

des et des liquides différents, c'est à dire des coefficients de réflexion compris entre 0,12 et 0,32.

II.5.4.2. Enregistrement de faibles variations de Température

La méthode de zéro nécessite le réglage d'un atténuateur pour chaque mesure ; il est néanmoins possible à partir du signal de sortie du Thermographe d'effectuer un enregistrement de la température, lorsque ses variations sont relativement faibles. Pour cela, on commence par appliquer la méthode de zéro en repérant la température T_1 correspondante. On note ensuite les évolutions du signal de sortie, qui, par utilisation d'une courbe d'étalonnage, peuvent être traduite en température T . L'examen de la relation (6) établie au paragraphe II.2. indique alors que l'erreur relative commise sur la valeur $(T - T_1)$ est égale à ρ .

Nous donnons figure 18 une vérification expérimentale de cette remarque. Cette méthode peut être utilisée en pratique lors d'essais cliniques par exemple : pour des sondes présentant un coefficient de réflexion voisin de 0,1, les variations de Températures de l'ordre de 3° n'entraînent qu'une erreur maximale de $0,3^\circ\text{C}$.

II.5.5. Utilisation actuelle du Thermographe Microonde 2 - 4 GHz

- Evolution de la température musculaire au cours d'un effort physique (Ergonomie) ; ces essais sont réalisés au Laboratoire de Thermorégulation (Faculté de Médecine de Lille). Plusieurs expériences ont été réalisées dans le but de mesurer la température sous cutanée chez un sujet au cours d'un effort. On mesure la température par Thermographie en un point donné, correspondant à un muscle que l'on désire étudier, en fonction du temps. Nous donnons un exemple de résultat figure 19.

- Thermographie du sein (cancérologie) ; ces essais ont été réalisés au Centre Oscar Lambret de Lille.

Des essais systématiques utilisant les Systèmes de Thermographie Microonde réalisés à Lille, pour mettre en évidence l'existence de gradients thermiques sous cutanés corrélés à des pathologie tumorales ont surtout été effectués à 9 Ghz. Ces études effectuées à Strasbourg, Nancy et Lille

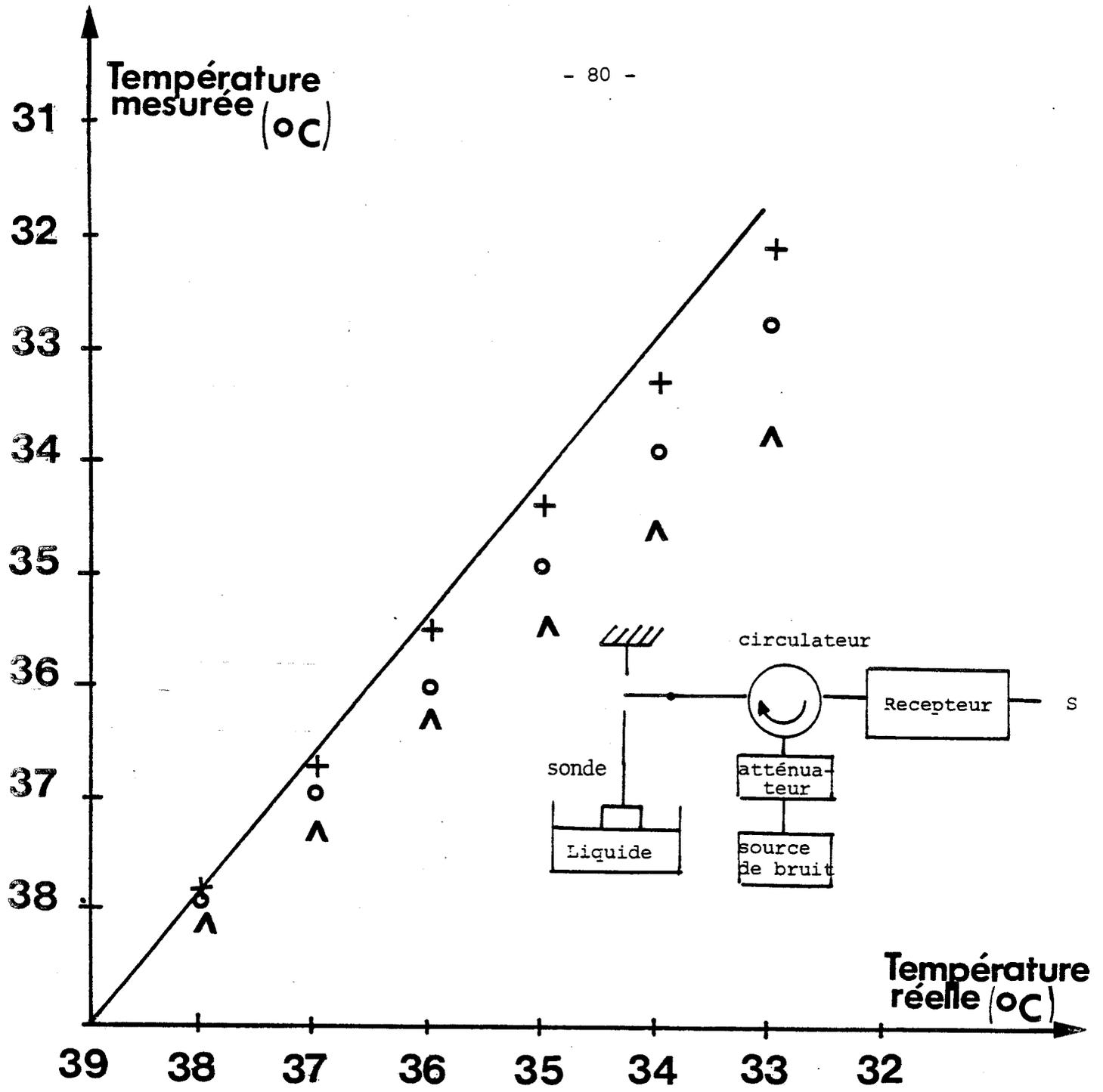


Figure 18 : Exemple d'enregistrement de faibles variations de Températures. On a initialement annulé le signal de sortie pour une eau à 39°C.

- Thermographe 3 GHz
- + Eau glycérol, Sonde $\epsilon = 16, \rho = 0,125$
 - o Eau ; sonde $\epsilon = 16 \quad \rho = 0,15$
 - ^ Eau ; sonde $\epsilon = 9 \quad \rho = 0,316$



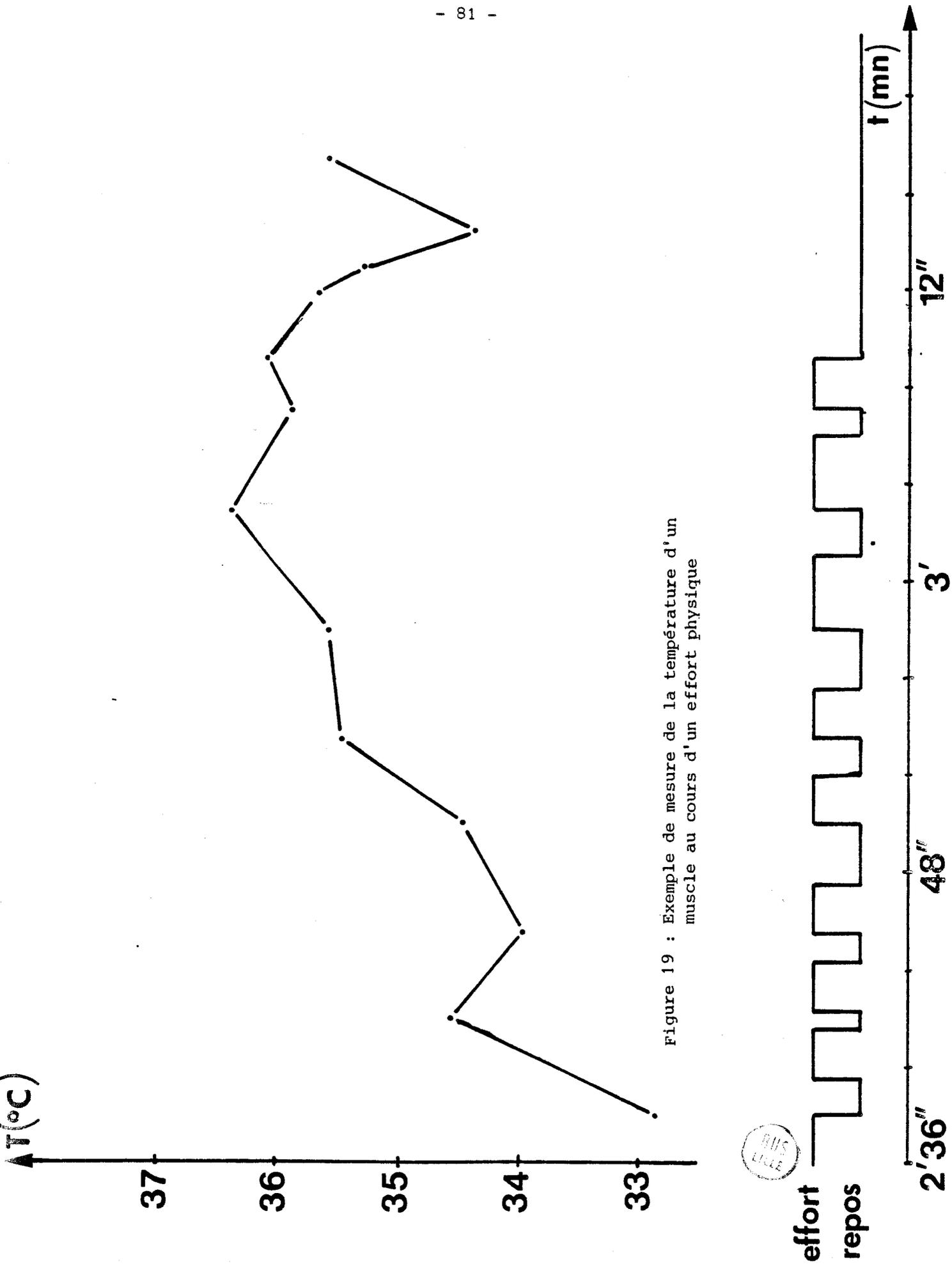


Figure 19 : Exemple de mesure de la température d'un muscle au cours d'un effort physique



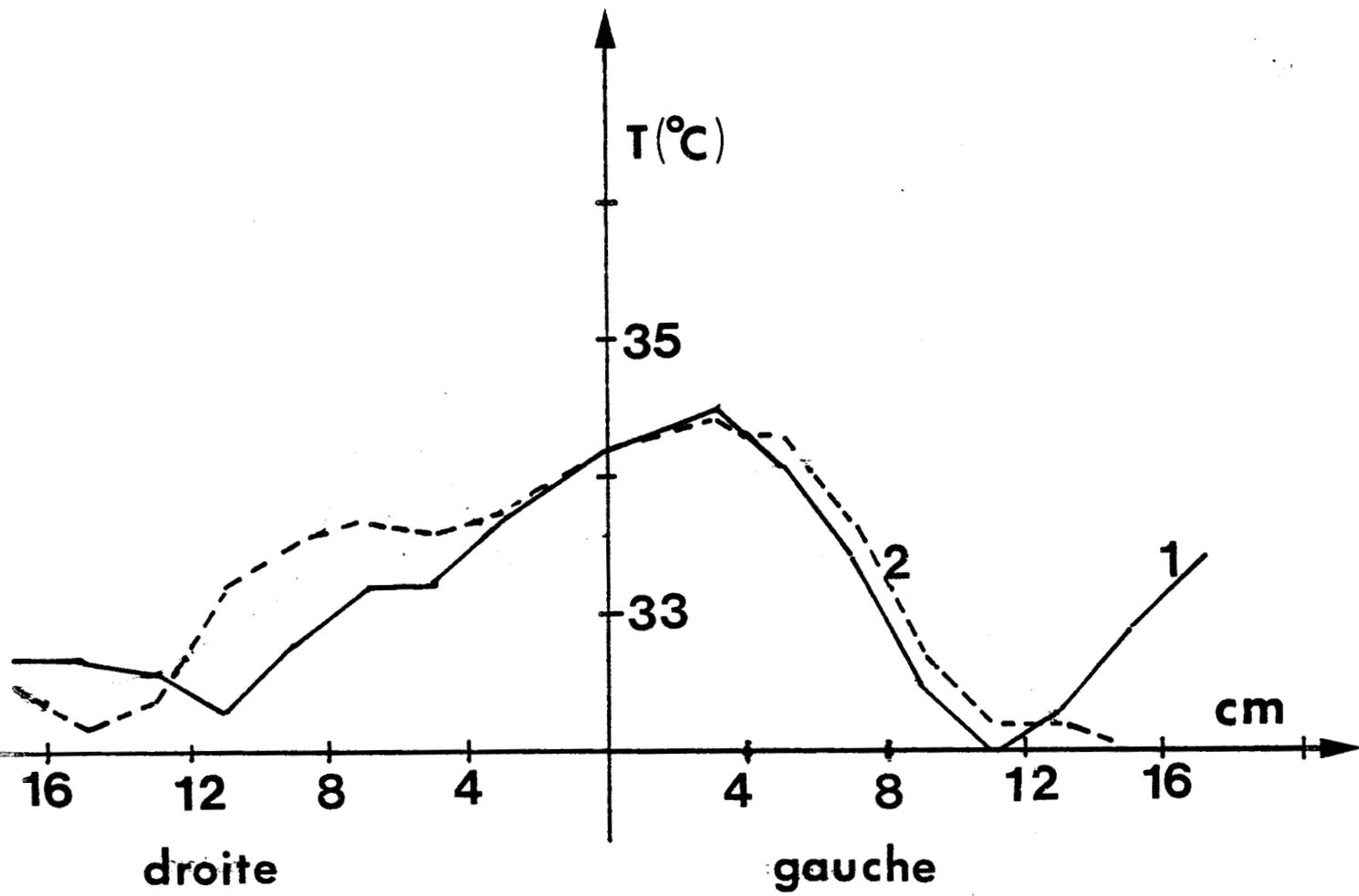


Figure 20 : Profils thermiques relevés lors d'un examen du sein par Thermographie Microonde à 3 GHz (Centre Oscar Lambret - Lille).



[9] [10] [11] [12] [13] concernent surtout les tumeurs du cerveau, du sein de la thyroïde. Les résultats obtenus, qui sont très encourageants, montrent l'intérêt de cette nouvelle méthode dans l'étude de l'évolution des tumeurs d'un point de vue thermique et dans son utilisation pour leur surveillance.

Le Thermographe que nous avons construit a commencé à être utilisé. Nous donnons figure 20 un ensemble de profils thermiques relevés lors d'un examen du sein.

- Etude des Signature d'Objets Thermiques.

les essais cliniques effectués à l'aide des Thermographes Microonde révèlent l'existence de gradients thermiques sous cutanés sur lesquels on a actuellement très peu d'informations. Des expériences sont actuellement réalisées au laboratoire, qui conduisent à l'obtention de profils thermiques présentant certaines analogies avec ceux que l'on obtient au cours des essais cliniques. Pour cela, on enregistre le signal du Thermographe lorsqu'on déplace la sonde en face d'un objet thermogène noyé dans un milieu dissipatif. Une méthode fondée sur le Principe de Réciprocité des Antennes a été définie qui permet de calculer les Signatures d'Objets Thermiques correspondants [14] [15] [16]. Les résultats actuels devraient poser les premières bases d'une méthode de Reconnaissance de Forme d'Objet thermiques.

II.6 CONCLUSION

Nous avons réalisé un Thermographe Microonde fonctionnant à des fréquences comprises entre 2 et 4 GHz.

Après une description de l'appareil, nous présentons ses caractéristiques et expliquons l'ensemble des essais qui ont été effectués. Nous estimons les causes d'erreur et montrons qu'elles sont dues soit aux imperfections de certains composants, soit aux fluctuations de la température ambiante. Le Thermographe est destiné à la fois aux essais cliniques (étude de tumeurs cérébrales, du sein, de la thyroïde, etc...) et à l'étude des Signatures d'Objets Thermiques.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE II

- [1] : A. MAMOUNI
Thèse de 3e cycle (Lille) 1978
- [2] : P.C. MEYERS, N.L. SADOWSKY, A.H. BARRETT
"Microwave Thermography : Principles, Methods and Clinical Application",
Workshop on diagnosis and therapy using microwaves, 8 th EMC PARIS,
sept. 1978
- [3] : H.P. SCHWAN, G.M. PIERSOR
"The absorption of Electromagnetic energy in body tissues"
Part I, am. J. Phy. Med., 33, pp 371-404, April 1954
- [4] : H.P. SCHWAN, K.R. FOSTER
"Microwave Dielectric properties of Tissue" Biophys., J, Vol. 17, pp 293-
197, 1977
- [5] : R.A. TELL
"Microwave Energy absorption in tissues" Twinbrock Research Laboratory note.
- [6] : A. CHADELAS
"Réalisation et automatisation d'un radiomètre hertzien pour les fréquences
de 8 à 12 GHz" Mémoire CNAM, Lille 1968.
- [7] : G. EVANS, C.W. McLEISH
"R.F. Radiometer Handbook" National Research Council, Ottawa, Canada.
- [8] : J. BAUDET, J.C. VANDEVELDE
"Filtre numérique synchrone"
Electronique et Applications industrielles 282/1 - 4/80
- [9] : A. MAMOUNI, M. SAMSEL, M. GAUTHERIE, Y. LEROY
"Radiométrie microonde (9 GHz) : applications aux cancers du sein et à
des localisations tumorales diverses, résultats préliminaires" Colloque
I.M.P.I., Monaco 1979
- [10] : M. SAMSEL, J.L. GUERKIN-KERN, G. DALE, M. GAUTHERIE, A. MAMOUNI
"Applications de la radiométrie microonde (9 GHz) à l'examen thermo-
graphique des tumeurs (sein, thyroïde, foie,...). Résultats
préliminaires et comparaison avec la thermographie microonde à 30 et 68 GHz"
Journées Nationales Microondes, Lille, 28 juin 1979

- [11] : J. ROBERT, P. THOUVENOT, A. MAMOUNI, Y. LEROY
"Détection de lésions intracrâniennes à l'aide de la Radiométrie Microonde"
Journée "Hyperthermie" - Société Française de Biophysique et de Médecine Nucléaire. Nancy, le 26 avril 1980
- [12] : M. GAUTHERIE, B. MOYSES, Y. LEROY, A. MAMOUNI, Y. MOSCHETTO, J.P. SOZANSKY
"Imagerie thermique au moyen de systèmes radiométriques microondes appliqués à la détection et au pronostic de tumeurs mammaires, cérébrales et thyroïdiennes". Symposium International Ondes Electromagnétiques et Biologie, Jouy en Josas, 4 juillet 1980
- [13] : J. ROBERT, P. THOUVENOT, A. MAMOUNI, Y. LEROY
"Détection de lésions intracrâniennes à l'aide de la radiométrie microonde"
Symposium International Ondes Electromagnétiques et Biologie, Jouy en Josas 4 juillet 1980
- [14] : D.D. NGUYEN, M. ROBILLARD, M. CHIVE, Y. LEROY, J. AUDET, J.Ch. BOLOMEY, C. PICHOT
" Modeling of probes and interpretation of the thermal patterns in microwave thermography (Biomedical applications)"
15th Annual Microwave Power Symposium, May 1980, Iowa City, USA
- [15] : D.D. NGUYEN, M. ROBILLARD, M. CHIVE, Y. LEROY, J. AUDET, J. Ch. BOLOMEY, C. PICHOT
"Profondeur de pénétration et résolution spatiale de sondes atraumatiques utilisées en microonde"
Symposium International Ondes Electromagnétiques et Biologie, Jouy en Josas 3 juillet 1980
- [16] : D.D. NGUYEN, M. ROBILLARD, M. CHIVE , Y. LEROY, J. AUDET, Ch. PICHOT, J. Ch. BOLOMEY
"Microwave Thermography ; the modeling of probes ; an approach toward thermal pattern recognition".
10th European Microwave Conference" Varsovie 8 - 12 septembre 1980
- [17] : S. CHANDRASEKHAR
"Radiative Transfer" (Oxford University Press) 1950 .

CHAPITRE III :

HYPERTHERMIE LOCALE

CONTRÔLÉE PAR

THERMOGRAPHIE MICROONDE

A 2,5 GHZ

PLAN DU CHAPITRE III

III.1. POSITION DU PROBLEME	88
III.2. PRINCIPE DE LA METHODE ET PROBLEME D'INTERMODULATION ENTRE LES VOIES EMISSION ET RECEPTION	88
III.3. FAISABILITE D'UN SYSTEME ASSOCIANT LE CHAUFFAGE ET LA THERMOGRAPHIE MICROONDE	90
<i>III.3.1. METHODE SIMULTANEE</i>	91
III.3.1.1. Principe	91
III.3.1.2. Condition d'intermodulation	91
III.3.1.3. Dispositif réel	91
III.3.1.4. Résultats des essais	94
III.3.1.5. Remarques	96
<i>III.3.2. METHODE ALTERNEE</i>	99
III.3.2.1. Principe	99
III.3.2.2. Condition d'intermodulation	100
III.3.2.3. Dispositif réel	102
III.3.2.4. Résultats des essais	102
III.3.2.5. Remarques	107
<i>III.3.3. METHODE EN TEMPS PARTAGE</i>	107
III.3.3.1. Principe	107
III.3.3.2. Condition d'intermodulation	107
III.3.3.3. Dispositif réel	109
III.3.3.4. Résultats des essais	109
III.3.3.5. Remarques	109
III.4. DISPOSITIF D'HYPERTHERMIE LOCALE CONTROLEE A 2450 MHz	114
<i>III.4.1. DESCRIPTION DU DISPOSITIF</i>	114
<i>III.4.2 SENSIBILITE DU RECEPTEUR RADIOMETRIQUE</i>	116
<i>III.4.3. EXPERIENCES DE CHAUFFAGE ET DE THERMOGRAPHIE MICROONDE</i>	118

III.5. REMARQUES CONCERNANT L'EXISTENCE D'UN AUTRE SYSTEME COMBINANT LE CHAUFFAGE ET LE THERMOGRAPHIE MICROONDE	118
III.6. CONCLUSION	123
III.7. BIBLIOGRAPHIE	124

III.1. POSITION DU PROBLEME

Les dispositifs de Thermographie Microonde peuvent être utilisés dans le domaine biologique et médical , non seulement pour mesurer la température sous-cutanée dans un but diagnostique mais aussi comme moyen de contrôle associé à une thérapeutique donnée. Dans cette ordre d'idée, rappelons qu'il existe une nouvelle thérapeutique des cancers qui consiste à réaliser une hyperthermie locale ; pour cela, on utilise des microondes qui chauffent les tissus pathologiques à l'aide d'un applicateur. Cette thérapeutique , qui se révèle être prometteuse, nécessite que la température des tissus sains ne dépasse pas le seuil de 43°C qui correspond à celui des lésions irréversibles. C'est pourquoi, nous avons imaginé et mis au point plusieurs méthodes permettant d'associer le Chauffage et la Thermographie Microonde. Ces procédés sont très intéressants car, jusqu'à présent, ce sont les seuls qui sont susceptibles de conduire à un contrôle atraumatique de la température [1] à [9] .

III.2. PRINCIPE DE LA METHODE ET PROBLEME D'INTERMODULATION ENTRE LES VOIES EMISSION ET RECEPTION

Le schéma synoptique d'un tel système qui associe le Chauffage et la Thermographie Microonde est représenté figure 1.

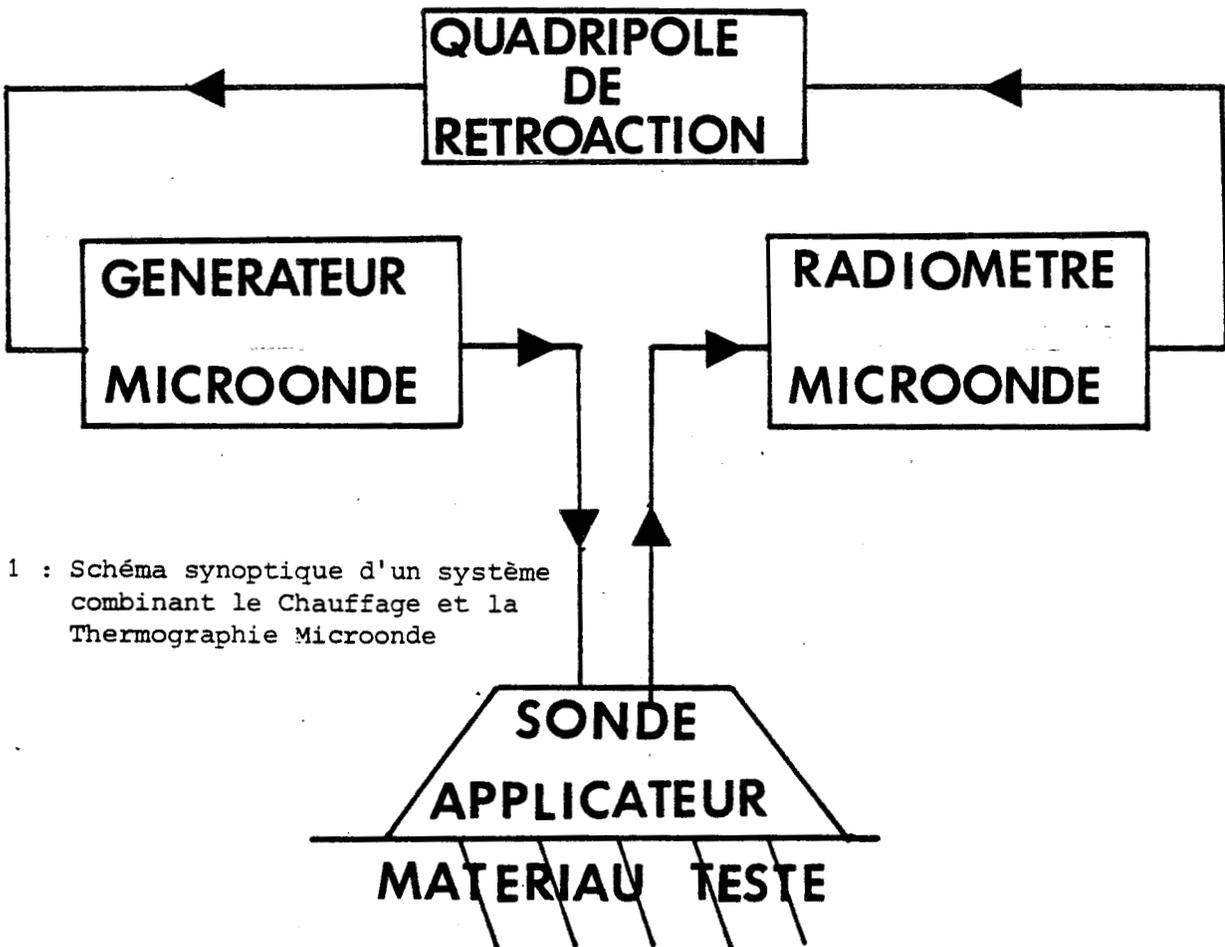


Figure 1 : Schéma synoptique d'un système combinant le Chauffage et la Thermographie Microonde

Le générateur microonde, par l'intermédiaire de la sonde applicateur, fournit une puissance qui chauffe les tissus à traiter. L'énergie électromagnétique se transforme en énergie thermique dans le volume de tissus couplé à la sonde; par ailleurs, les tissus émettent un signal de bruit dont l'intensité spectrale est proportionnelle à la température (loi de Rayleigh-Jeans). Le radiomètre capte le rayonnement thermique émis dans le volume couplé à la sonde et permet ainsi un contrôle atraumatique de la température qui règne dans le volume soumis à l'investigation. Remarquons que c'est le même composant qui sert à la fois d'applicateur pour le chauffage et de capteur pour le radiomètre.

Une telle méthode, qui associe le Chauffage et la Radiométrie Hyperfréquence, n'a de sens que si l'on évite au maximum tout couplage entre la partie destinée au chauffage et le radiomètre. Dans un radiomètre typique, la puissance de bruit thermique ΔP correspondant à une variation de température ΔT de 1°C dans le volume testé est de l'ordre de 10^{-14} Watt pour une bande passante Δf du récepteur d'environ 1 GHz (à l'adaptation, on a $\Delta P = k \cdot \Delta T \cdot \Delta f$). Or, la puissance de chauffage mise en jeu dans un tel système est supérieure ou égale à quelques Watts. Ainsi, si on ne prend pas les précautions nécessaires, le radiomètre peut être perturbé par un transfert direct d'énergie du générateur au radiomètre. Cet effet d'intermodulation peut être dû aux réflexions de l'onde incidente à l'interface sonde-matériau ou à toute autre cause inhérente aux imperfections des composants du système. Dans ce qui suit, nous désignons par "condition d'intermodulation" la nécessité de découpler la voie émission (le Chauffage) et la voie réception (la Mesure de Température). Cette nécessité de découpler les deux voies est à rapprocher de celle qui régit le fonctionnement des systèmes radar utilisant la même antenne pour l'émission et la réception (exemple: système TR-ATR).

III.3. FAISABILITE D'UN SYSTEME ASSOCIANT LE CHAUFFAGE ET LA THERMOGRAPHIE MICROONDE

Dans le but de démontrer la faisabilité d'un tel système, nous avons réalisé une première série d'expériences. Les trois procédés que nous

avons imaginés et testés ont été intitulés Méthode Simultanée, Méthode Alternée et Méthode en Temps Partagé

III.3.1. METHODE SIMULTANEE

III.3.1.1. Principe

Le schéma de principe est donné figure 2 [1]. Un générateur microonde fonctionnant à la fréquence f_1 fournit une puissance destinée au chauffage. Le circuit de mesure est constitué d'un radiomètre qui fonctionne dans une bande Δf centrée autour d'une fréquence f_2 supérieure à f_1 . Le schéma complet du système présenté figure 3 nous permet de comprendre le rôle des éléments de la chaîne, et d'expliquer comment la condition d'intermodulation peut être réalisée.

III.3.1.2. Condition d'intermodulation

Cette condition est réalisée de la façon suivante. D'une part, un filtre passe-bande centré sur f_1 placé directement à la sortie du générateur élimine partiellement les signaux parasites (bruit et harmoniques de f_1). D'autre part, les lignes de transmission du radiomètre sont des guides standard à la fréquence f_2 , qui sont à la coupure pour la fréquence f_1 .

On réalise ainsi facilement une isolation de 150 dB entre le générateur et le radiomètre.

III.3.1.3. Dispositif réel

Le système est disposé suivant le schéma de la figure 3. A gauche de la sonde-applicateur, se trouve le dispositif de chauffage qui comprend une source hyperfréquence suivie d'un amplificateur microonde ainsi que des éléments destinés d'une part au filtrage des harmoniques et du bruit

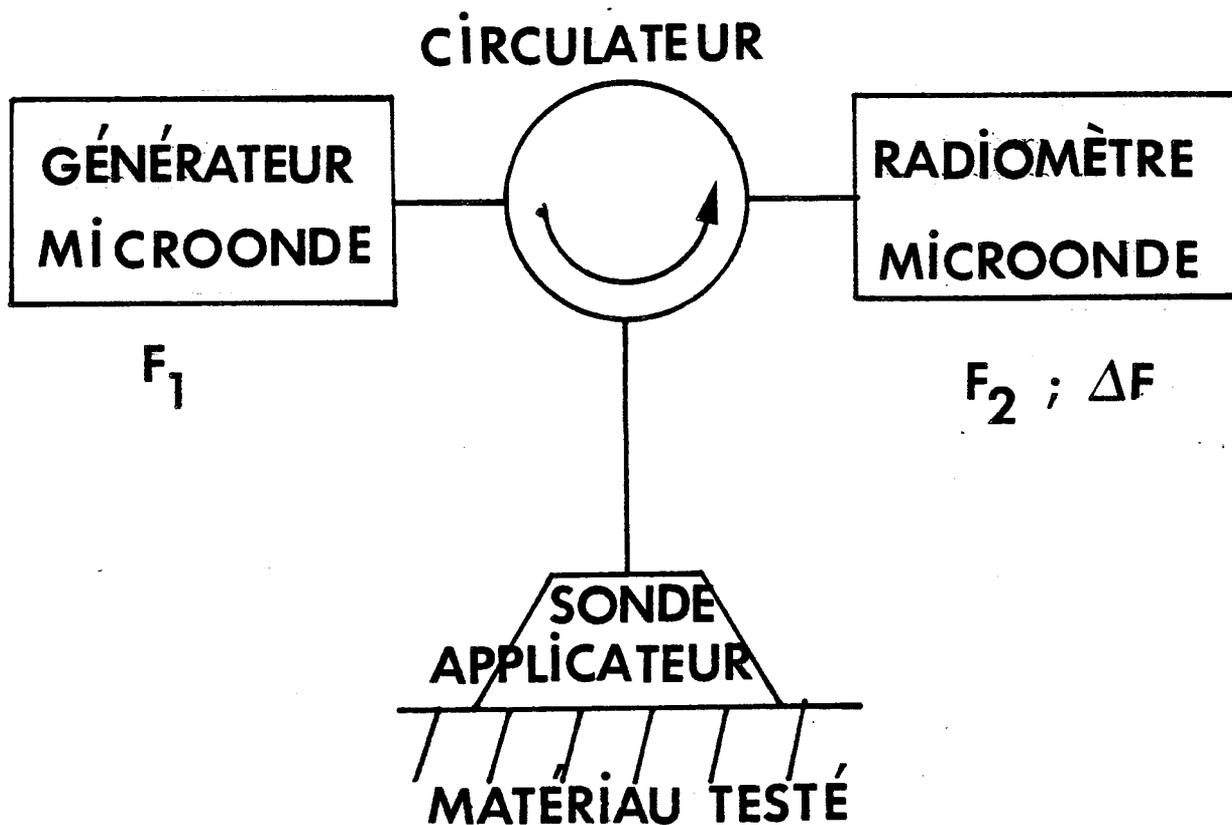


Figure 2 : Schéma synoptique du banc de mesure en Méthode Simultanée

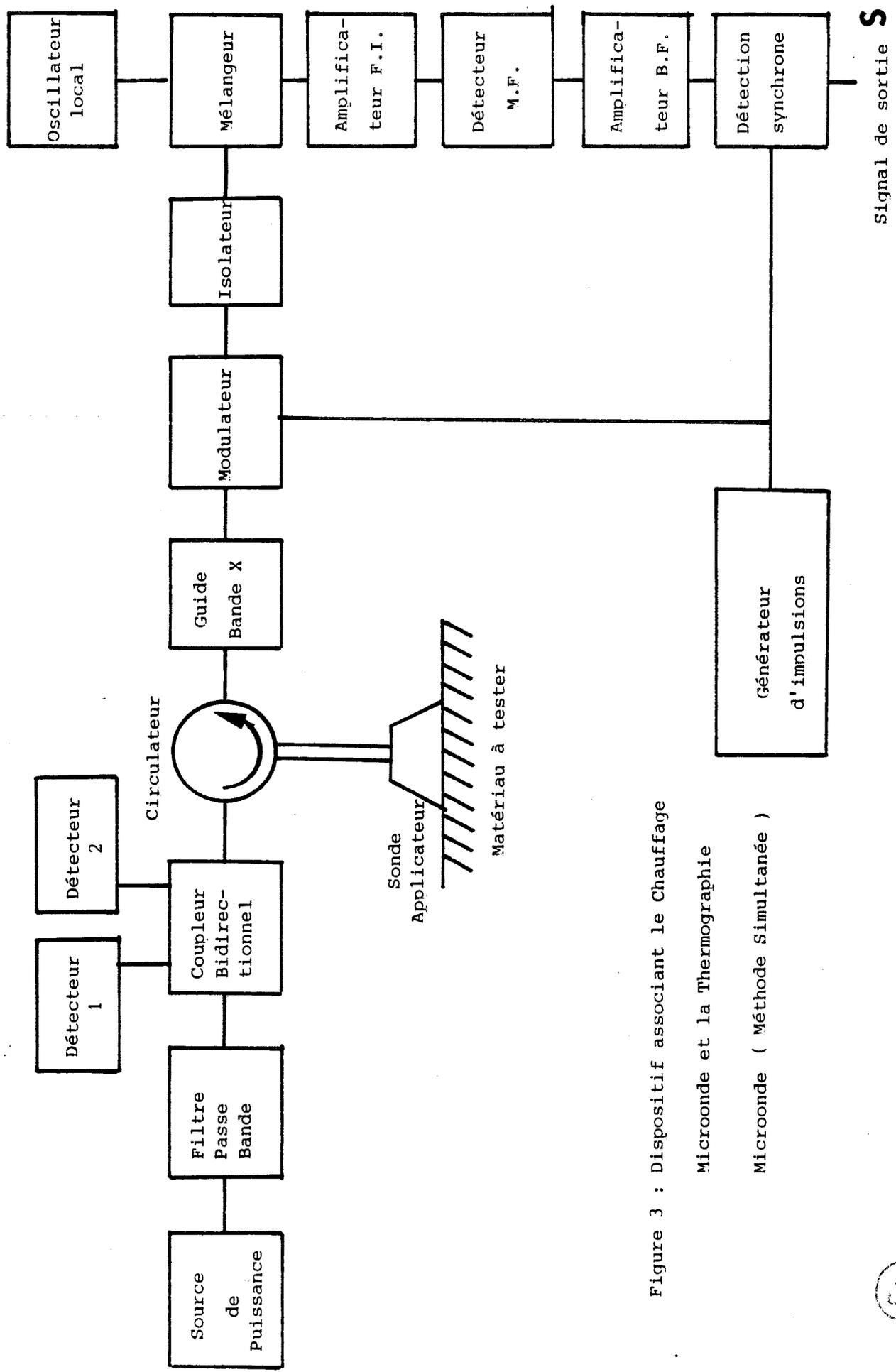


Figure 3 : Dispositif associant le Chauffage
Microonde et la Thermographie
Microonde (Méthode Simultanée)



et d'autre part à la mesure des puissances incidente et réfléchiée. La source fonctionne à la fréquence $f_1 = 4,6$ GHz ; la puissance utilisée est de l'ordre de quelques Watts. Sur la partie droite, nous trouvons le récepteur radiométrique apte à mesurer un bruit thermique dans une bande de fréquences $\Delta f = 60$ MHz autour d'une fréquence centrale $f_2 = 9,6$ GHz . L'interconnexion entre les deux parties du système est réalisée à l'aide d'un circulateur et d'une sonde - applicateur. Cet élément, constitué d'une antenne coaxiale miniature, est mis au contact d'un milieu dissipatif, de l'eau par exemple (figure 4) .

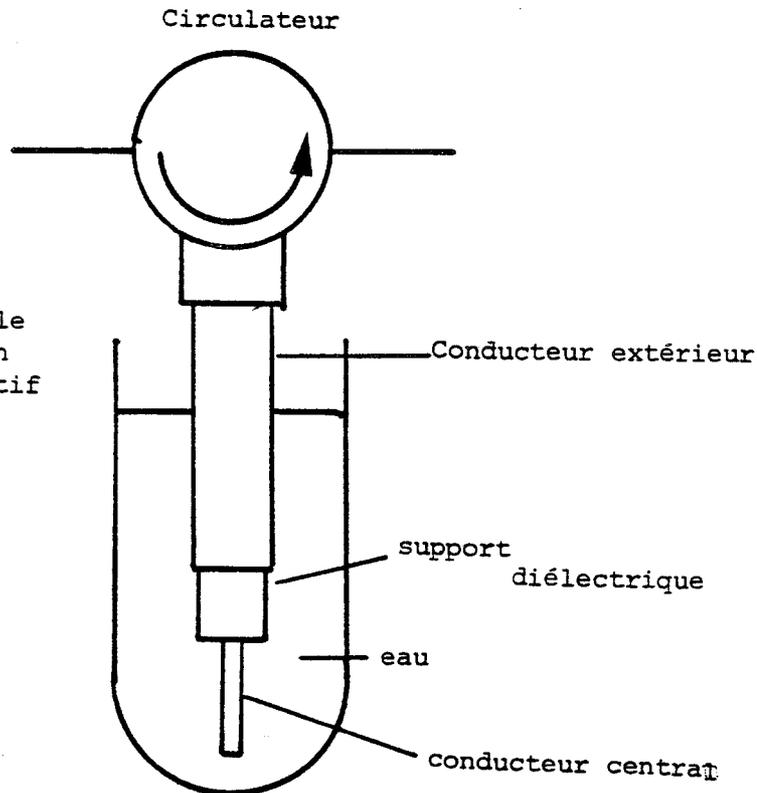
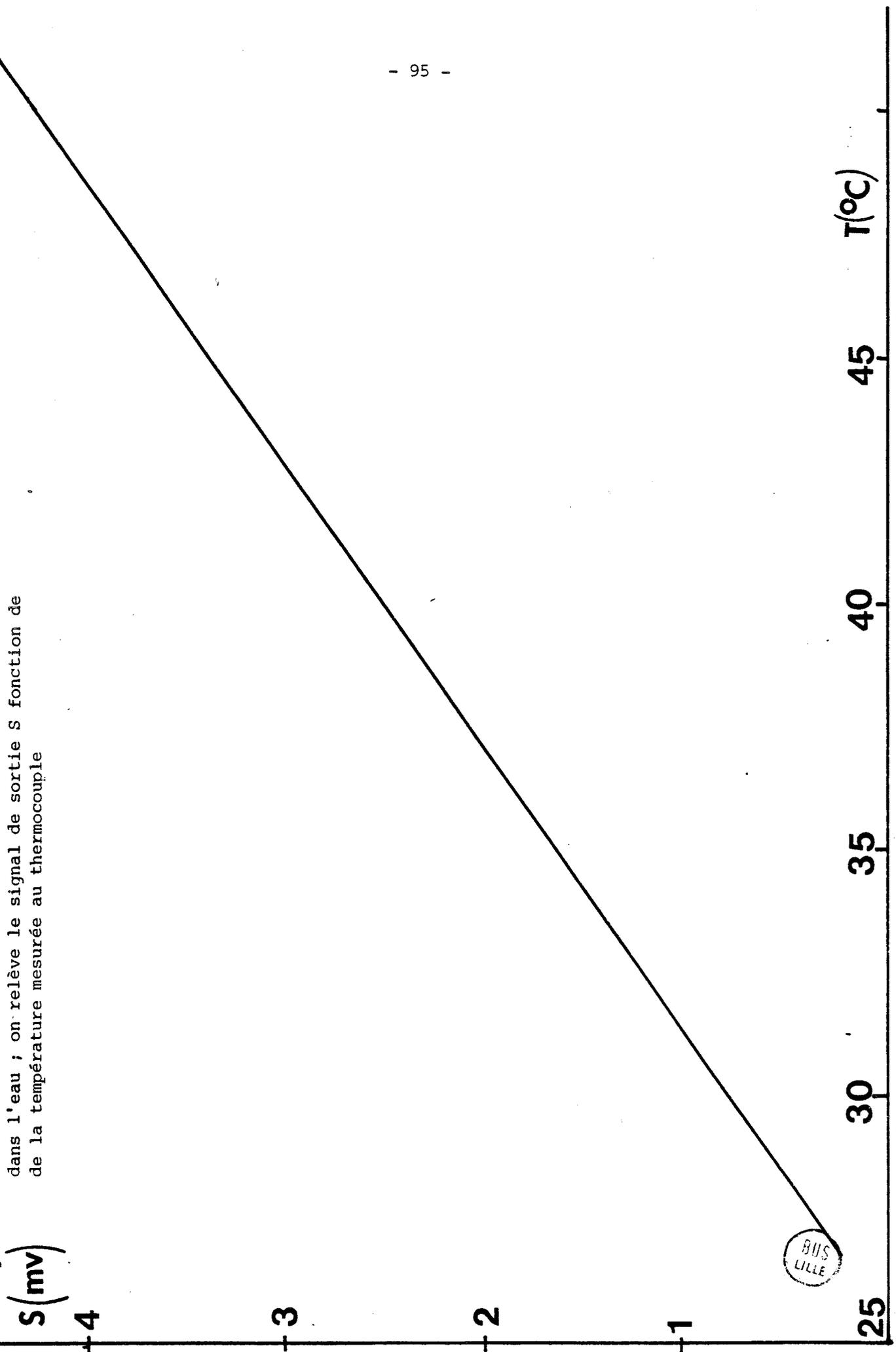


Figure 4 : Antenne coaxiale plongée dans un milieu dissipatif

III.3.1.4. Résultats des essais

Une première série d'expériences a été réalisée avec ce système. Nous vérifions d'abord que l'applicateur est pratiquement adapté (coefficient de réflexion inférieur à -10 dB aux fréquences de chauffage et de mesure). Nous procédons ensuite à l'étalonnage du récepteur en enregistrant le signal radiométrique lorsque la sonde est plongée dans une eau à température connue, en l'absence de chauffage microonde (figure 5). Une fois cet étalonnage réalisé, on peut passer à l'essai proprement dit. Dans le but d'éviter des pertes de chaleur trop importantes dues à des effets de conduction par la partie centrale de la sonde coaxiale, nous avons enveloppé celle-ci d'une gaine isolante en téflon.

Figure 5 : Courbe d'étalonnage du radiomètre ; la sonde est plongée dans l'eau ; on relève le signal de sortie S fonction de la température mesurée au thermocouple



Nous présentons , figure 6 , un exemple de résultats obtenus correspondant au signal radiométrique lorsqu'on chauffe un volume d'eau de 15 cm^3 avec 5 W. La similitude des courbes de températures obtenues par le radiomètre et le thermocouple constituent une première preuve de la validité de la méthode.

Une deuxième expérience est réalisée en implantant l'applicateur -sonde dans du tissu animal (figure 7). La concordance des mesures faites au radiomètre et au thermocouple apporte une autre preuve de la validité de la méthode. L'écart de température entre ces deux mesures s'explique par le fait que le radiomètre intègre la température dans le volume couplé à la sonde alors que le thermocouple signale l'évolution de température de l'endroit précis où il est placé.

III.3.1.5. Remarques

Nous pensons qu'il est intéressant d'insister sur les précautions qui ont dû être prises au cours de ces expériences.

Le bruit émis par l'amplificateur à T.O.P. (Tube à Ondes Progressives), qui est très important (facteur de bruit de l'ordre de 25 dB), risque de gêner la mesure. Nous avons constaté l'efficacité des procédés de filtrage et l'absence d'une intermodulation significative entre le générateur et le radiomètre quel que soit le coefficient de réflexion de la sonde (même lorsque celui-ci est voisin de un).

Par ailleurs, nous avons constaté que le niveau de l'harmonique de rang 2 est faible (son taux de réjection est de l'ordre de 20 dB) ; ainsi on ne risque pas de modifier la polarisation des diodes mélangeuses ni de modifier la sensibilité du mélangeur au cours de l'opération de chauffage.

Notons par ailleurs que la Méthode Simultanée présente les caractéristiques intéressantes :

- comme son nom l'indique, le chauffage et la mesure sont réa-

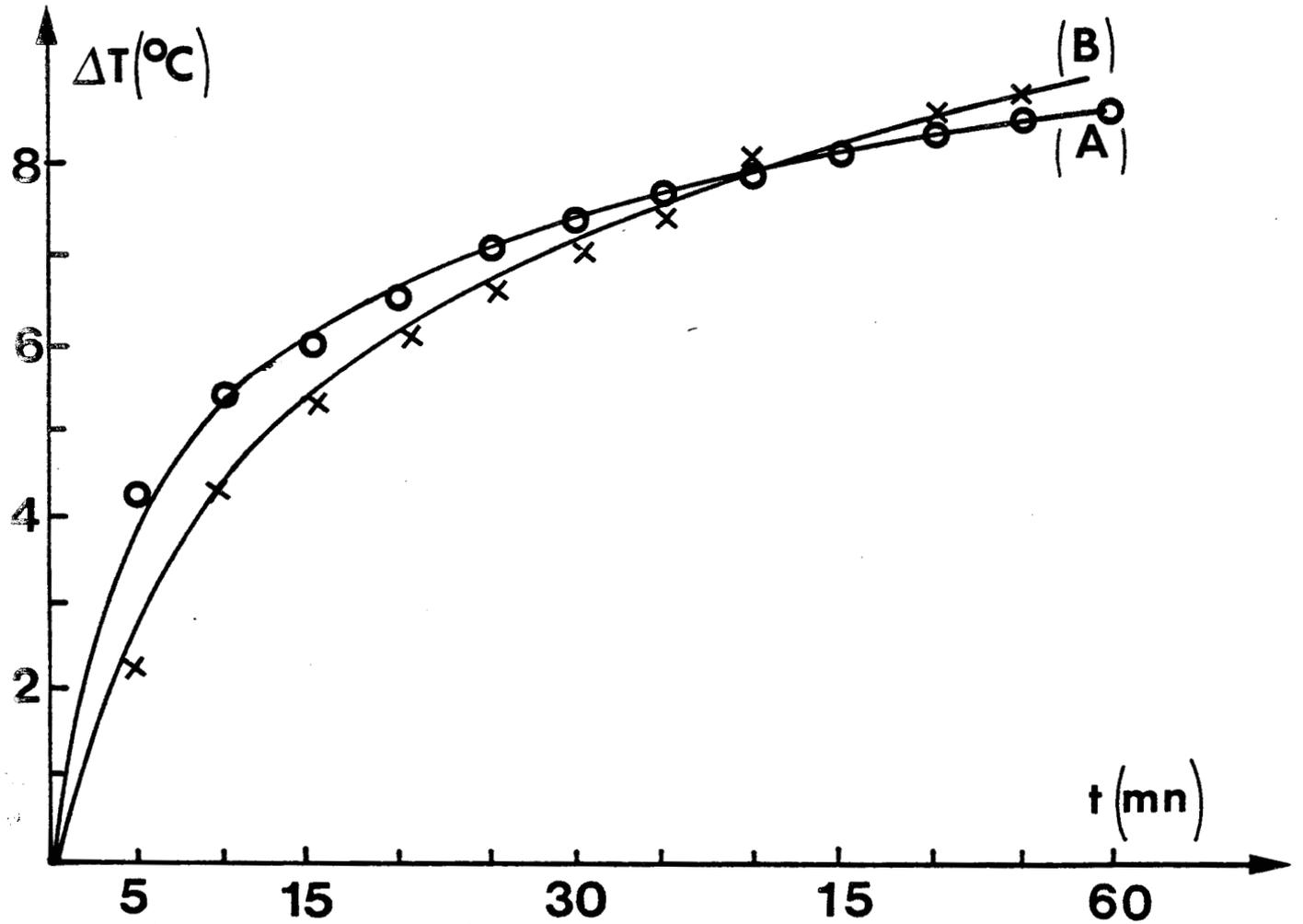


Figure 6 : Chauffage Microonde et Mesure de Température

A : par radiométrie (Méthode simultanée)

B : par thermocouple

(la sonde est placée dans l'eau, la puissance de chauffage est de 3 W).

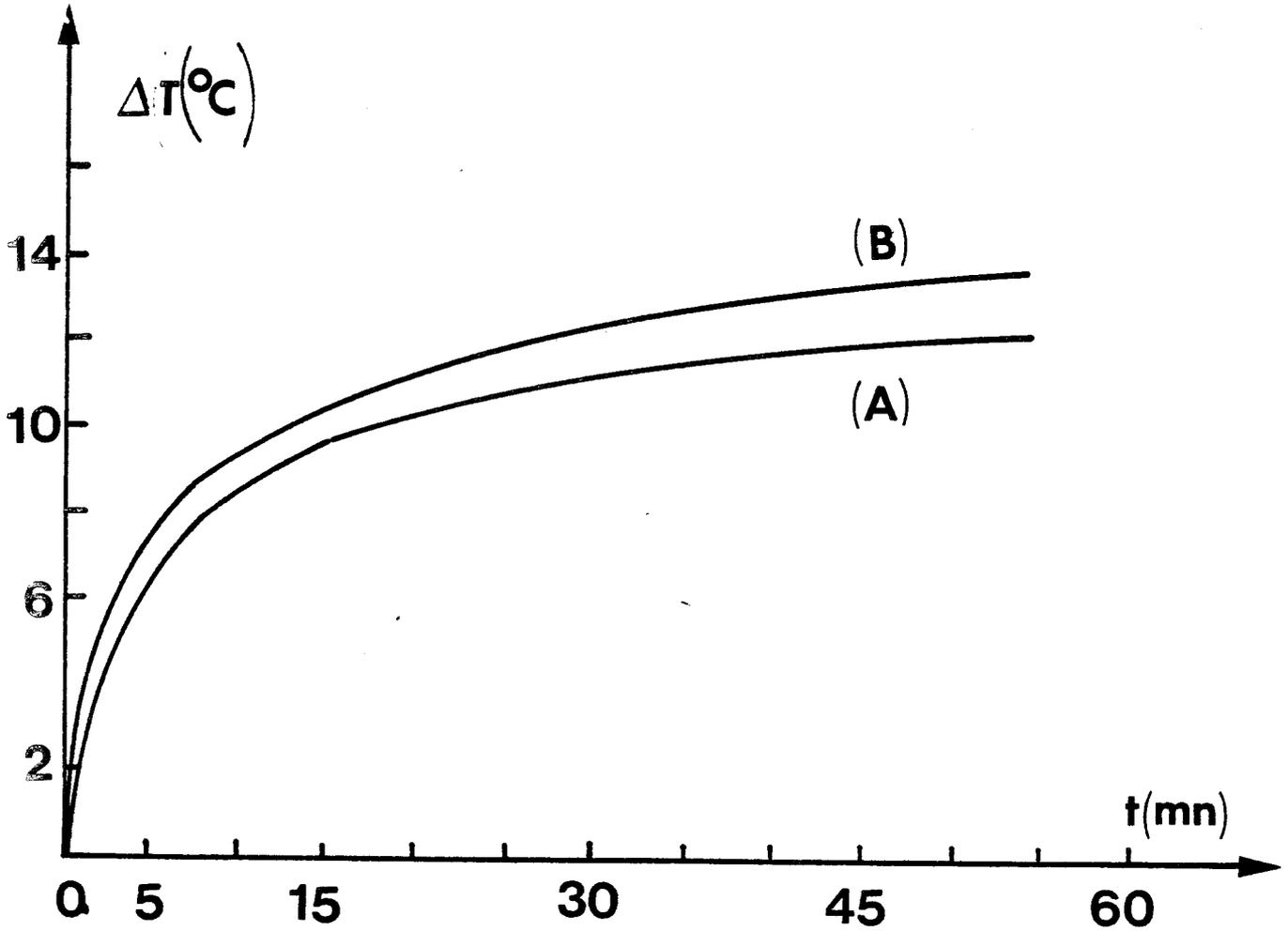


Figure 7 : Chauffage Microonde et Mesure de Température

A : Par Radiométrie (méthode Simultanée)

B : Par thermocouple

(la sonde coaxiale est implantée dans un tissu animal, la puissance de chauffage est de 5 W).



sés à tout moment.

- comme les fréquences f_1 et f_2 sont différentes, il est vraisemblable que le volume couplé au radiomètre est différent de celui où a lieu l'échange d'énergie entre le champ rayonné et le milieu dissipatif.

Cependant, cette méthode présente des inconvénients dûs au fait qu'il est difficile de trouver un circulateur et une sonde ayant des caractéristiques convenables à deux fréquences différentes.

Afin de remédier à ces désavantages, nous avons imaginé et mis au point d'autres procédés pour lesquels le chauffage s'effectue à une fréquence située au milieu de la bande passante du radiomètre (celui-ci utilise un mélangeur double bande). Les avantages de ce type de procédé sont les suivants :

. on peut maintenant utiliser les sondes atraumatiques constituées de tronçons de guides ouverts à une extrémité.

. on capte l'énergie thermique émise dans le volume qui est celui où est dissipée la puissance hyperfréquence.

. la bande passante des sondes, qui est maintenant de l'ordre du Gigahertz permet de bénéficier de la même bande passante pour le récepteur. Il en résulte une sensibilité plus grande qu'en Méthode Simultanée.



III.3.2. METHODE ALTERNEE

III.3.2.1. Principe

Dans la Méthode Alternée (figure 8), les tissus sont chauffés pratiquement à tout moment (interrupteur en 1) et la mesure de température ne s'effectue que pendant de brefs intervalles de temps (interrupteur en 0), par exemple 5 secondes toutes les minutes. Le commutateur est de type mécanique ou électronique.

COMMUTATEUR MANUEL

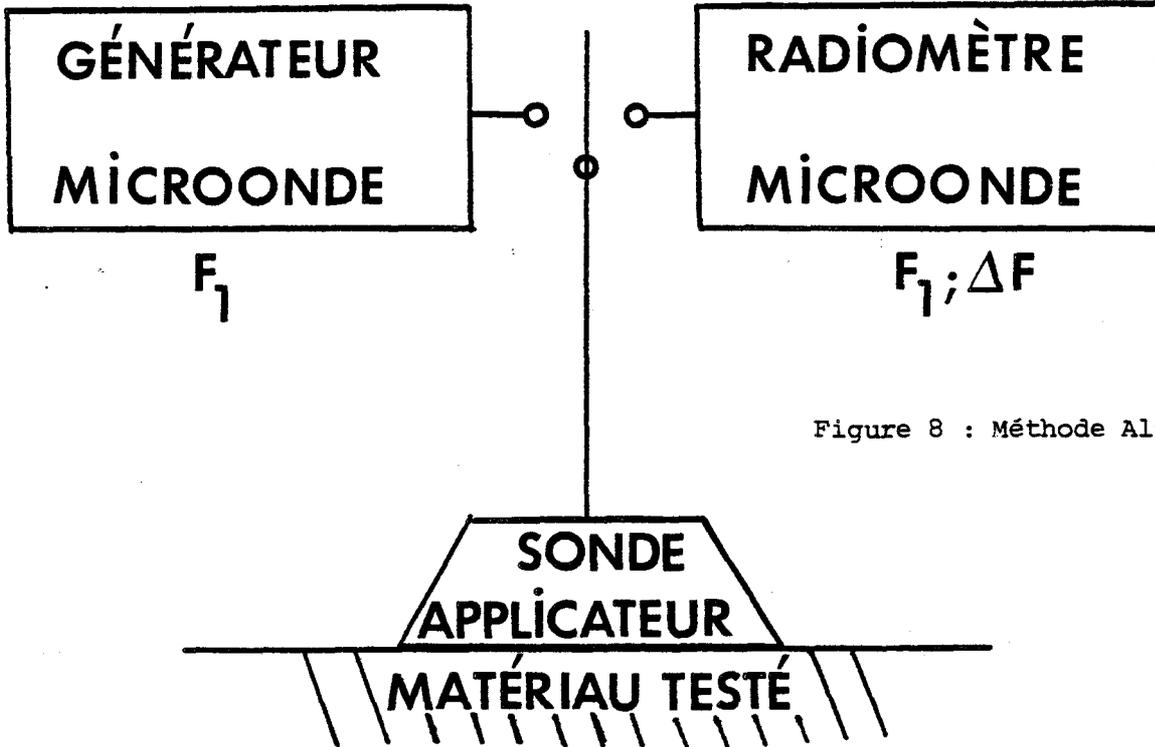


Figure 8 : Méthode Alternée

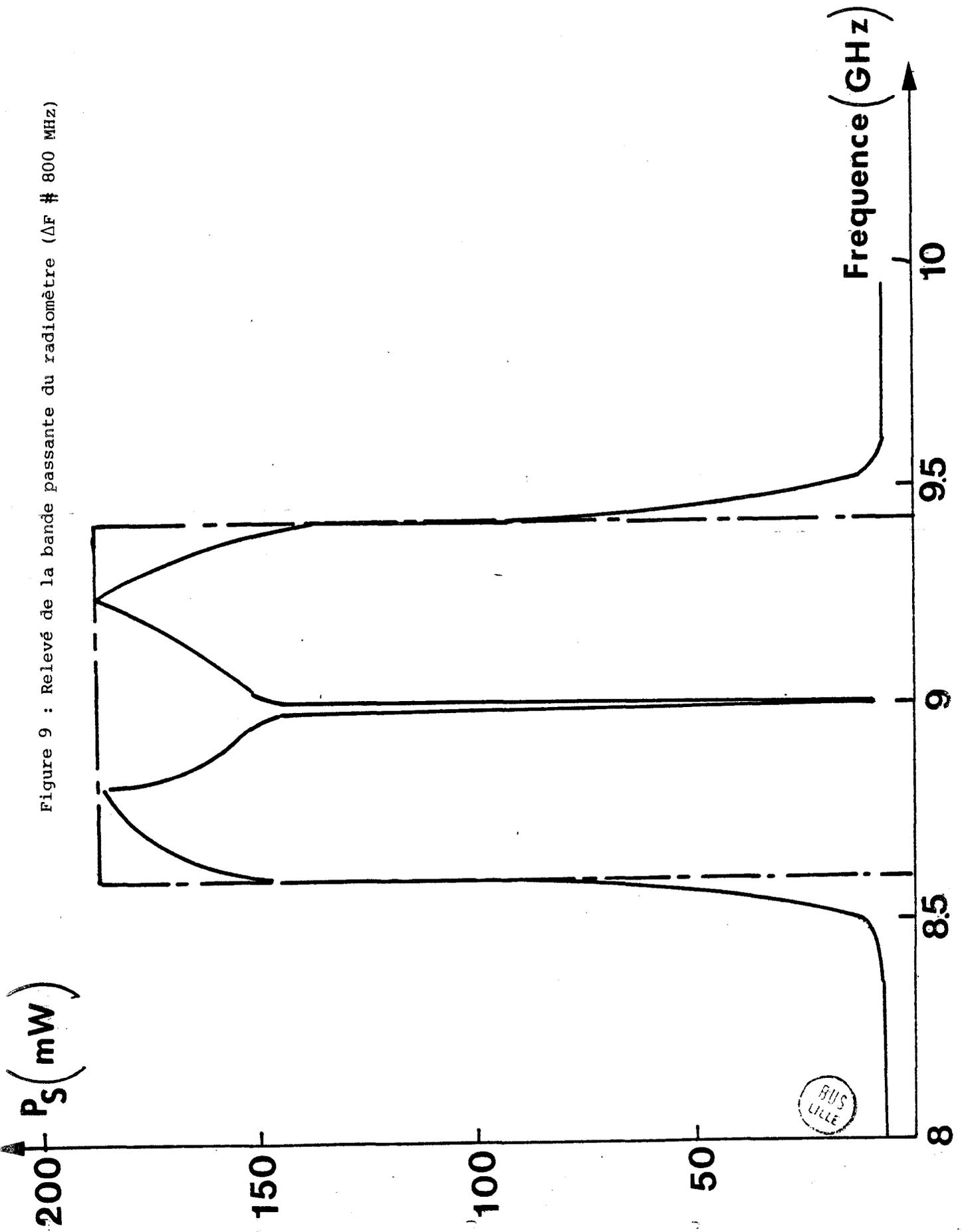
III.3.2.2. Condition d'intermodulation

Pour réaliser cette condition, nous avons mis en pratique le raisonnement suivant : on sait que le radiomètre est peu sensible à la fréquence de l'oscillateur local qui alimente le mélangeur ; dans ces conditions, il suffit de prendre une partie du signal de chauffage en tant que signal d'oscillateur local du radiomètre. Une illustration de cette remarque est donnée figure 9 (cas d'un mélangeur symétrique) :

Les puissances utilisées pour chauffer les tissus étant supérieures au Watt, il est important de connaître le niveau du signal de chauffage à partir duquel la validité de la mesure radiométrique sera affectée. A cet effet , nous avons effectué ce type de contrôle en relevant le signal de sortie fonction du signal de chauffage à l'aide du banc de mesure présenté figure 10.

A l'aide de l'atténuateur A_2 , nous affichons une température T de l'ordre de quelques degrés puis nous relevons le signal de sortie S . Ensuite, nous injectons sur l'entrée du radiomètre un signal parasite à la fréquence de l'oscillateur local en faisant varier A_1 et nous enregistrons S en fonction

Figure 9 : Relevé de la bande passante du radiomètre ($\Delta F \# 800$ MHz)



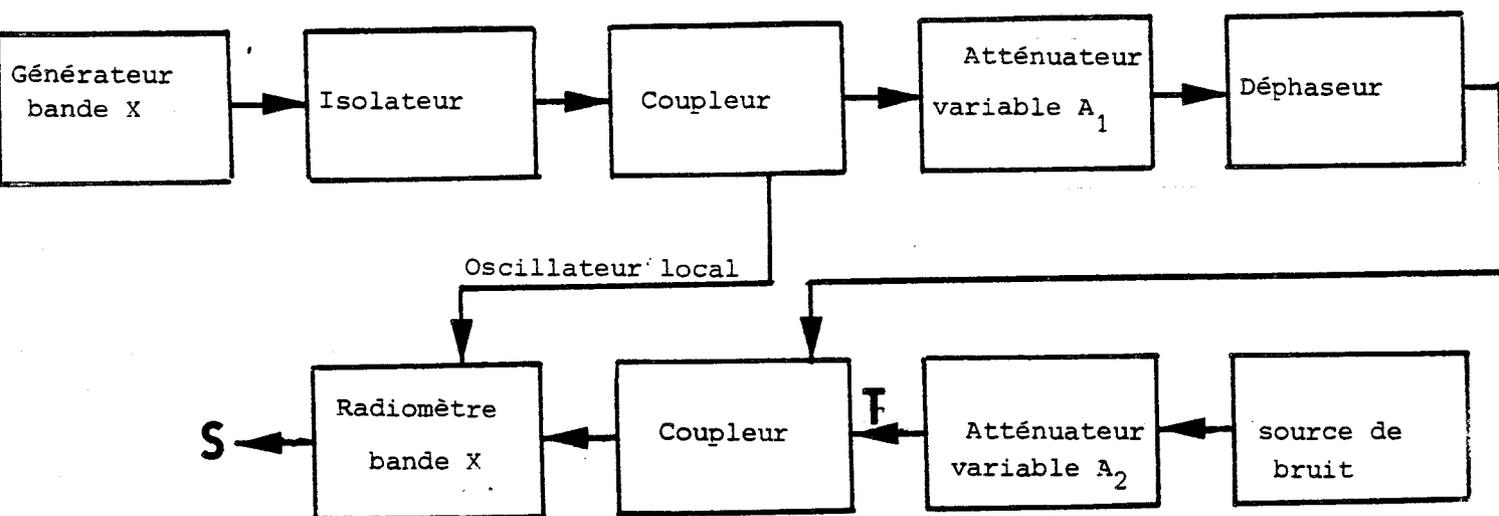


Figure 10

de A_1 . Nous déterminons ainsi le seuil \bar{A}_1 à partir duquel on peut observer une variation du signal de sortie S . Nous constatons que le signal parasite doit dépasser quelques mW pour produire une variation du signal radiométrique correspondant à une variation de température de 1°C .

III.3.2.3. Dispositif réel

Le dispositif réel utilisé en Méthode Alternée est représenté figure 11. Un générateur bande X (9,6 GHz) pilote un amplificateur à TOP qui fournit la puissance de chauffage. Une faible partie de ce signal sert d'oscillateur local du mélangeur. Un commutateur à commande manuelle connecte alternativement la sonde-applicateur soit au radiomètre soit au générateur. La partie radiomètre comporte un modulateur à diode PIN, commandé par un signal impulsionnel de fréquence 1 KHz, un mélangeur de type symétrique, dont la bande passante est de 60 MHz. La sensibilité du radiomètre utilisé pour des essais de faisabilité est de l'ordre de 1°C .

III.3.2.4. Résultats des essais

A l'aide de ce dispositif, nous avons obtenus les résultats présentés figures 12, 13, 14. La sonde est constituée soit par une antenne coaxiale recouverte d'une gaine isolante plongée dans l'eau (figures 12, 13), soit par un guide chargé d'un diélectrique à faibles pertes (figure 14) appliqué sur du tissu animal.

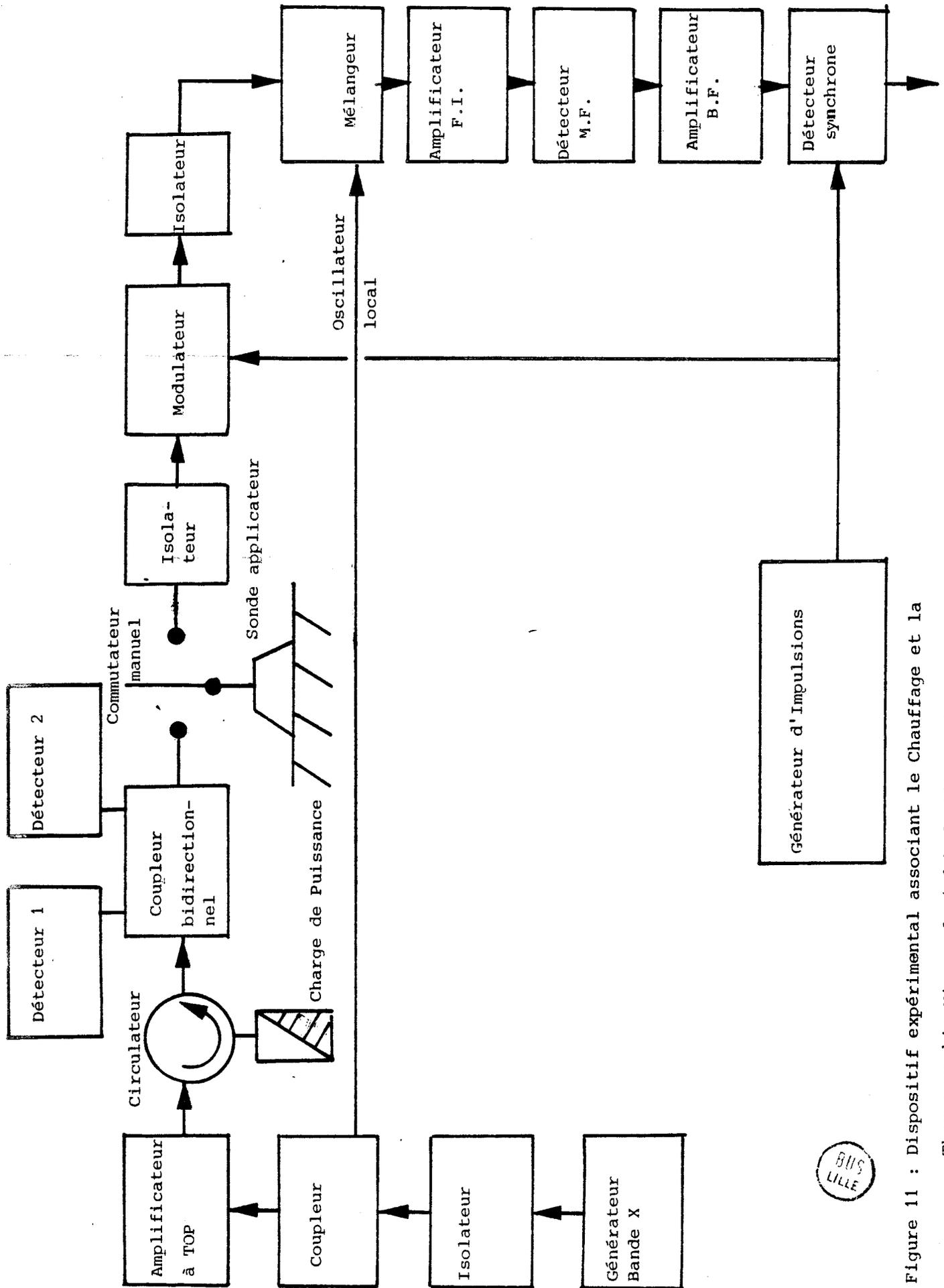
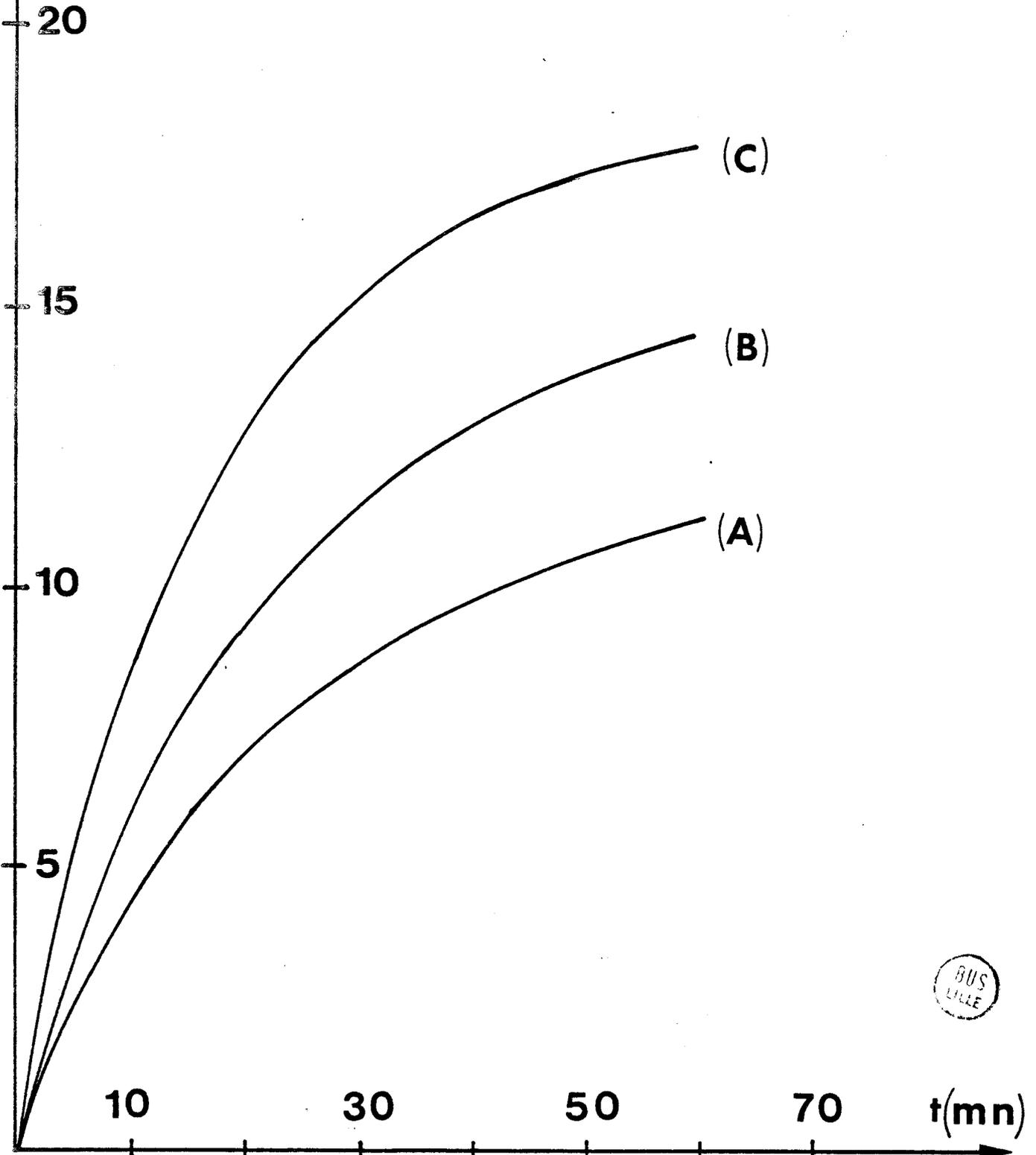


Figure 11 : Dispositif expérimental associant le Chauffage et la Thermographie Microonde (Méthode Alternée)



$\Delta T(^{\circ}C)$

Figure 12 : Chauffage microonde et Mesure de température par radiométrie en Méthode Alternée ($f_1 = f_2 = 9,6$ GHz)
La sonde coaxiale est plongée dans l'eau, les puissances de chauffage sont de 390 mW (A) 440 mW (B) et 500 mW (C)



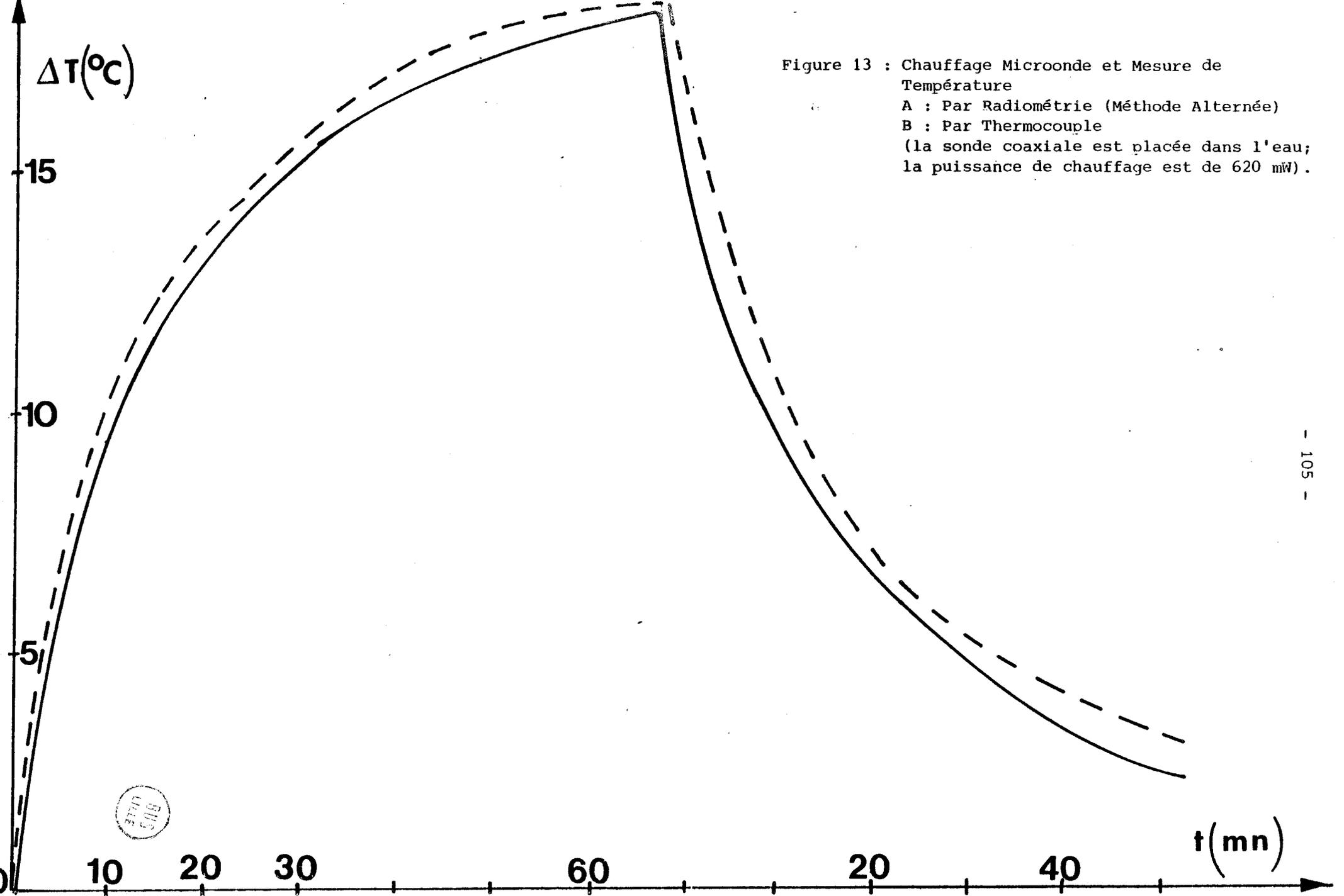
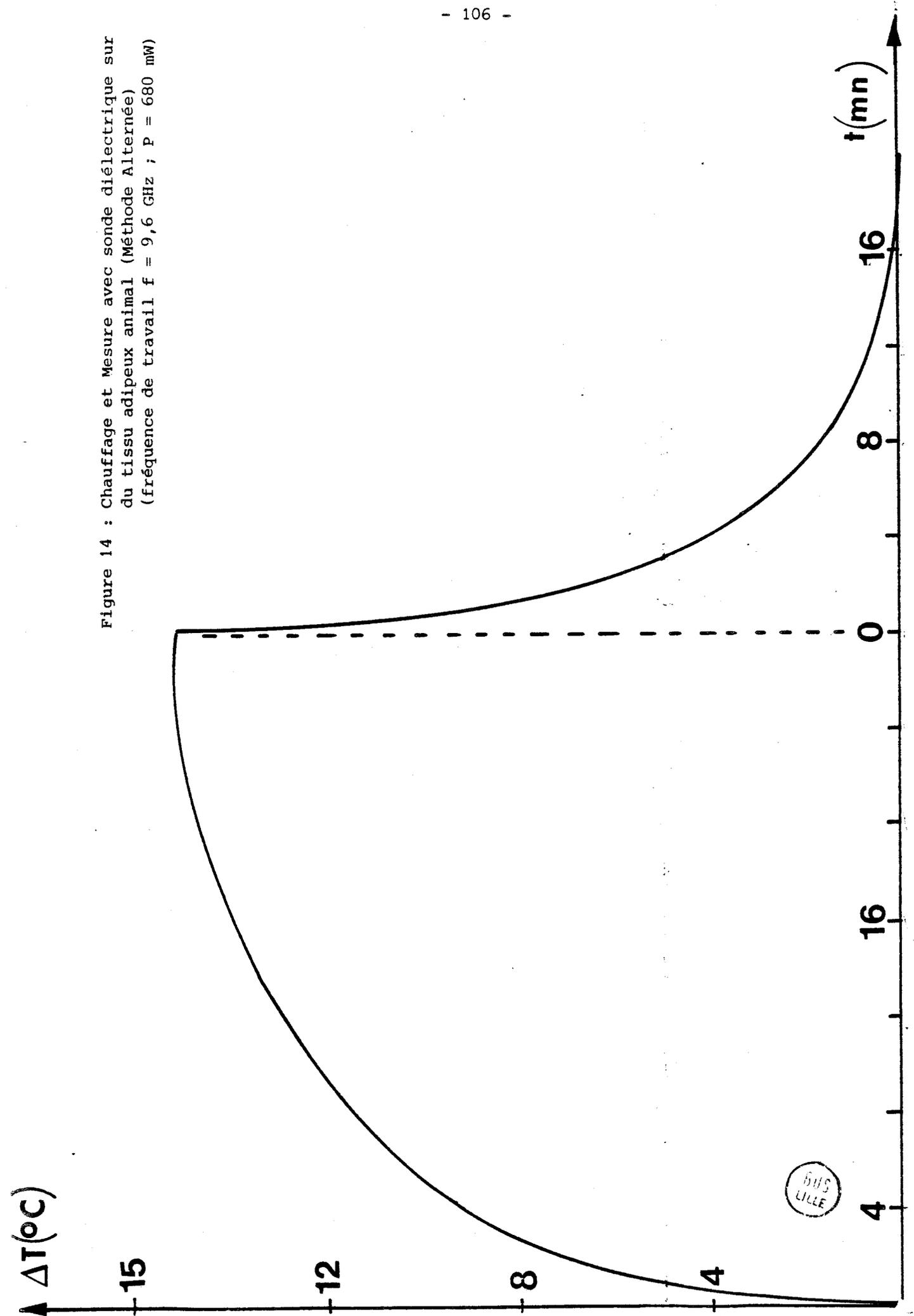


Figure 14 : Chauffage et Mesure avec sonde diélectrique sur
du tissu adipeux animal (Méthode Alternée)
(fréquence de travail $f = 9,6$ GHz ; $P = 680$ mW)



Lorsqu'on a effectué la mesure de température à la fois au thermocouple et au radiomètre (figure 13), on constate que les résultats obtenus sont assez voisins.

III.3.2.5. Remarques

Ce type de fonctionnement est très intéressant car il nécessite un nombre minimum de composants ; la mesure du signal thermique concerne exactement le volume où s'effectue l'échange d'énergie entre le signal hyperfréquence et les tissus.

III.3.3. METHODE EN TEMPS PARTAGE

III.3.3.1. Principe

Nous avons imaginé un autre procédé qui consiste à réaliser les opérations de chauffage et de radiométrie à des instants différents en opérant en régime impulsionnel. Pour cela on utilise deux modulateurs ou commutateurs commandés électroniquement par des impulsions en opposition de phase. Ainsi, ces modulateurs laissent passer respectivement le signal de chauffage et le signal thermique émis par le volume soumis à l'investigation (figure 15).

Compte tenu de la durée des impulsions de commande, qui est de l'ordre de la milliseconde, la mesure de la température est pratiquement instantanée.

III.3.3.2. Condition d'intermodulation

Le principe utilisé pour accroître le découplage entre les voies émission et réception est le même que pour la Méthode Alternée : une partie

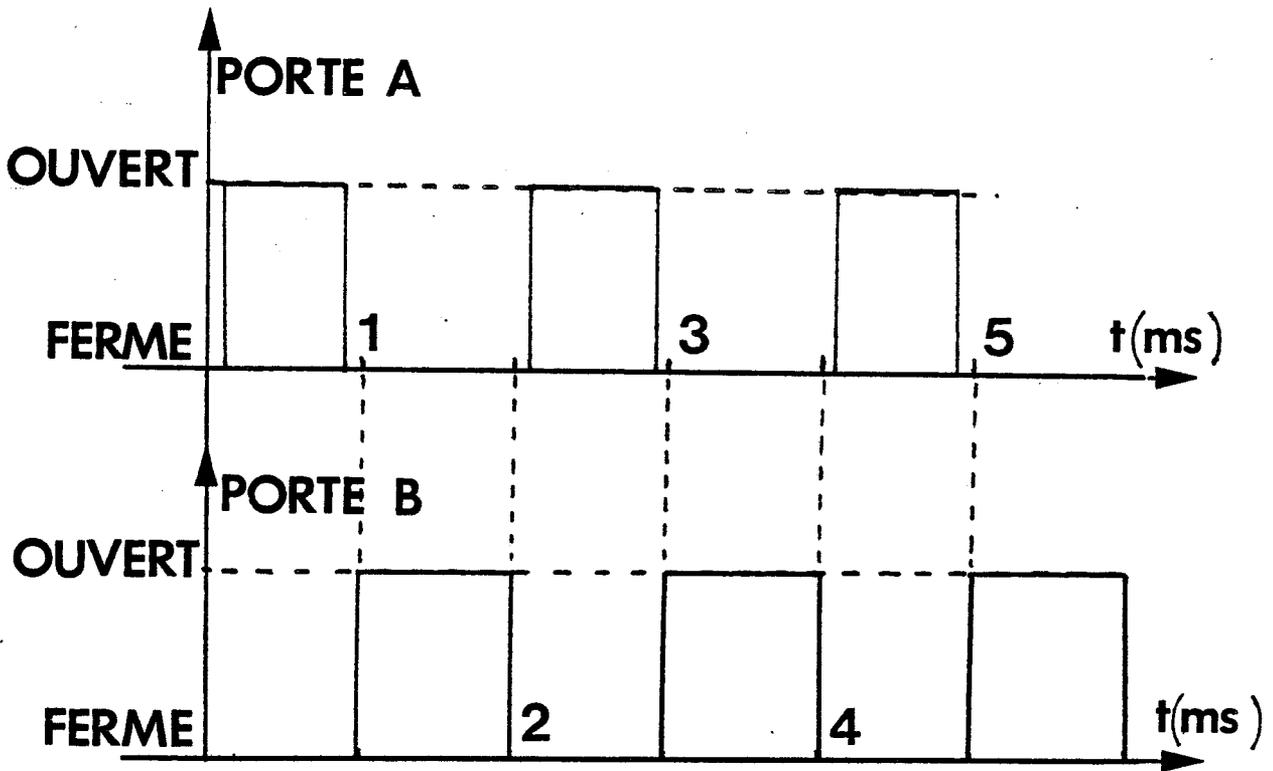
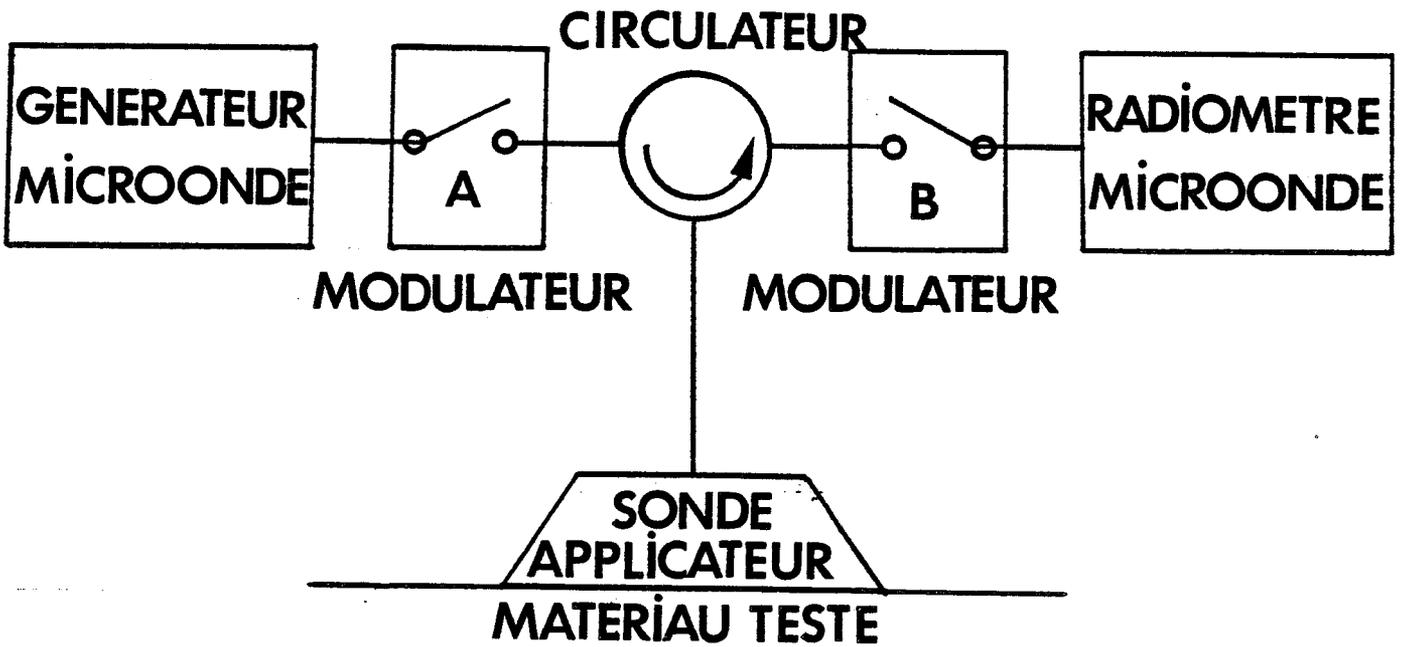


Figure 15 : Méthode en Temps Partagé

du signal de chauffage est destinée à polariser les cristaux mélangeurs. Par ailleurs, si on utilise des commutateurs identiques, commandés par des impulsions correspondant rigoureusement à des signaux logiques complémentés, le niveau de bruit de l' amplificateur à TOP qui parvient au radiomètre est pratiquement le même à tout instant, et par conséquent ne perturbe pas la mesure.



III.3.3.3. Dispositif réel

Le schéma synoptique du banc expérimental utilisé pour les essais est donné figure 16. Outre les éléments que nous connaissons déjà, il faut noter la présence d'une cavité résonnante placée à la sortie de l'amplificateur à TOP ; son rôle est de filtrer énergiquement le bruit de l'amplificateur. La réponse en fréquence de la cavité est donnée figure 17.

La présence de cette cavité est nécessaire puisque les modulateurs utilisés lors des essais préliminaires n'ont pas les mêmes caractéristiques (pertes d'insertion de l'ordre de 2 dB et isolation supérieure à 45 dB). En outre, son rôle est d'autant plus nécessaire qu'on fait en sorte que la somme des taux de remplissage des signaux de commande ne soit pas tout à fait égale à un, ceci permet d'éviter le chevauchement éventuel des deux fonctions chauffage et radiométrie.

III.3.3.4. Résultats des essais

On a réalisé des essais sur le même échantillon de tissu animal en mesurant la température soit en Méthode Alternée, soit en Méthode en Temps Partagé pour différents rapports cycliques.

La sonde-applicateur utilisée est de type guide chargé de diélectrique ($\epsilon_r = 9$). Le coefficient de réflexion à l'interface sonde-matériau est de l'ordre de 0,1.

Un tel exemple de résultats est présenté figure 18. Le fait qu'à tout instant, la variation de température soit proportionnelle à la puissance moyenne appliquée démontre la validité des méthodes.

III.3.3.5. Remarques

Après ces essais de faisabilité, nous allons utiliser ces prin-

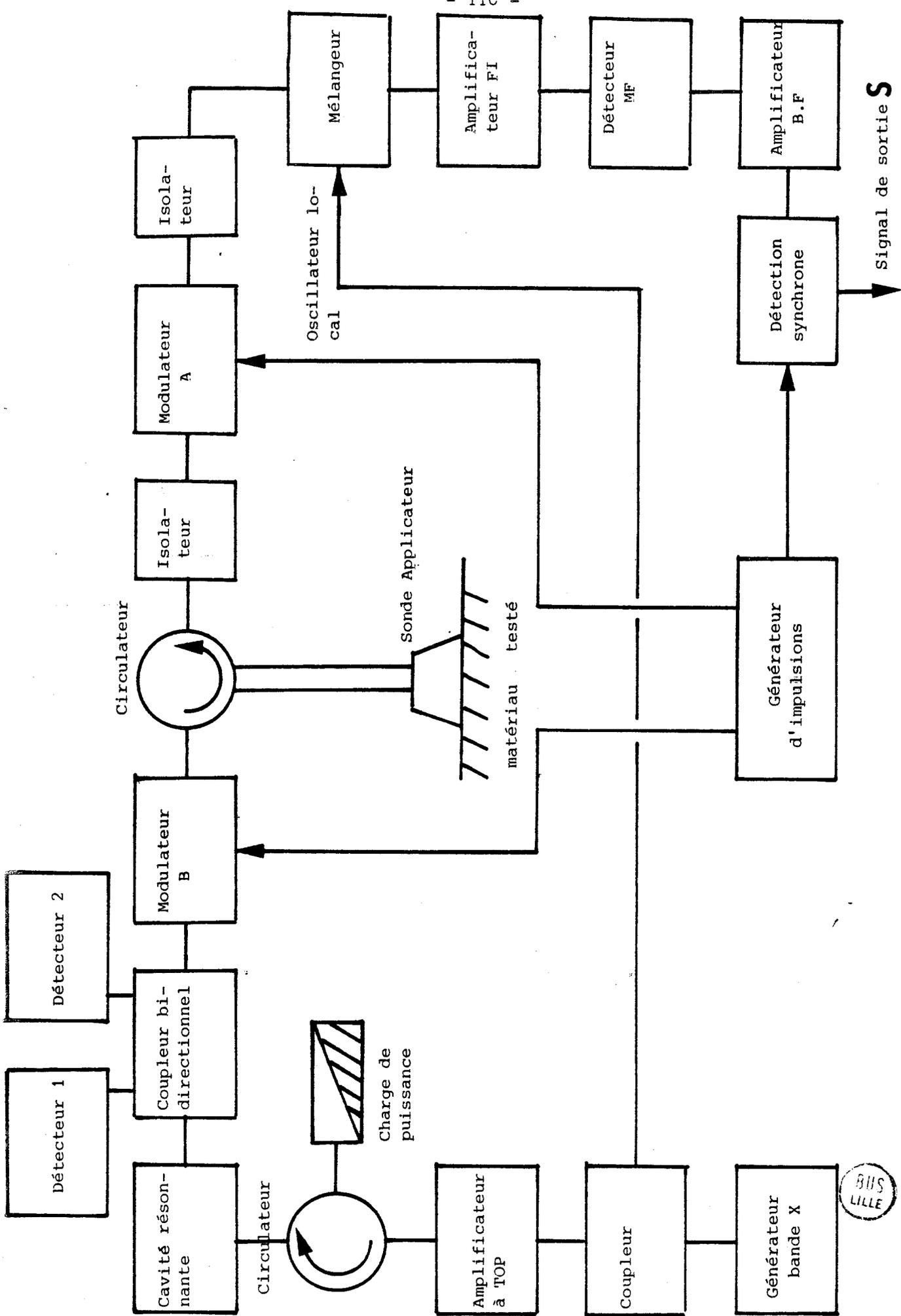


Figure 16 : Dispositif expérimental associant le Chauffage et la Thermographie Microonde (Méthode en Temps Partagé)



Figure 17 : Courbe de réponse de la cavité résonnante fonctionnant en transmission

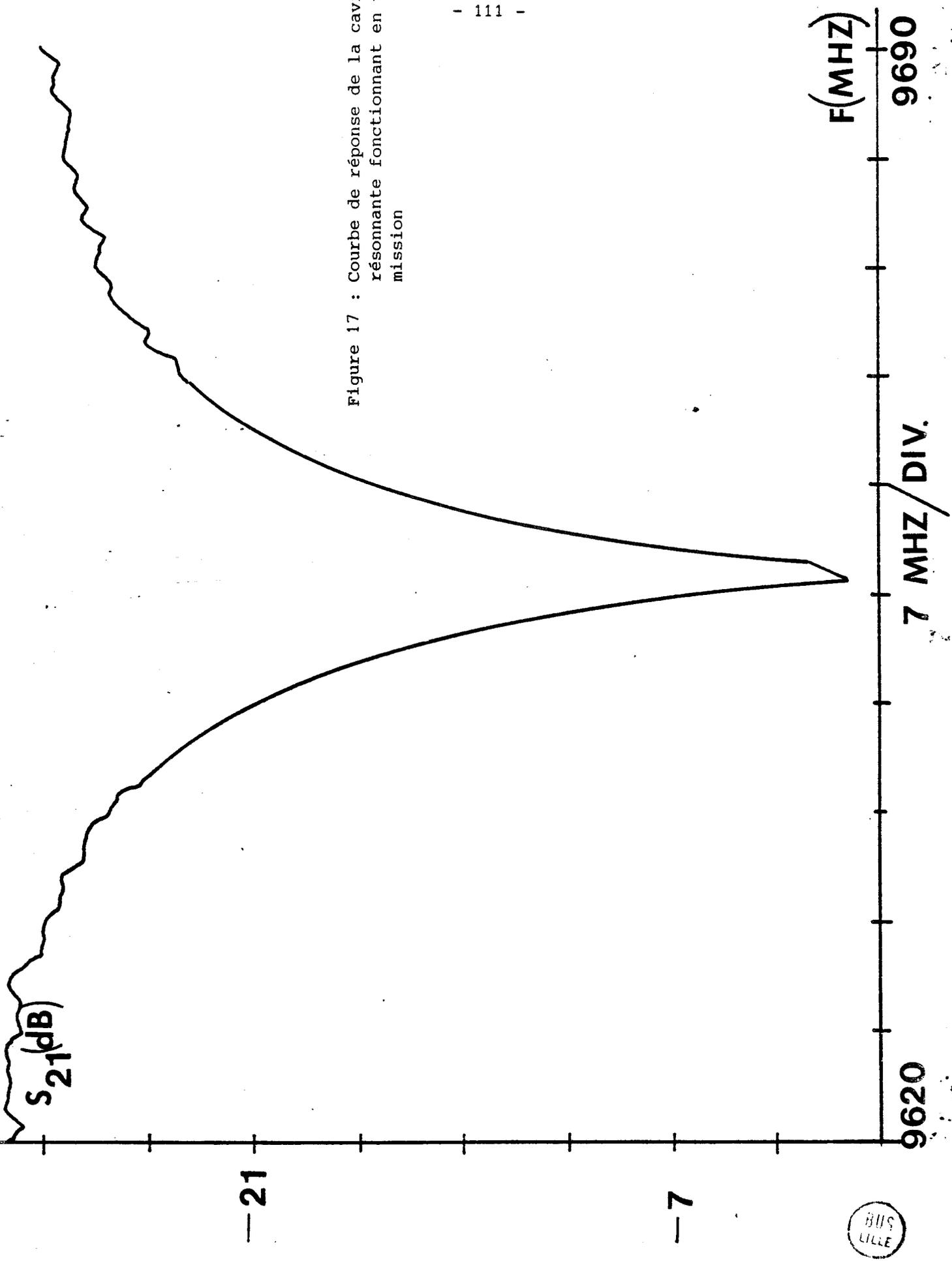
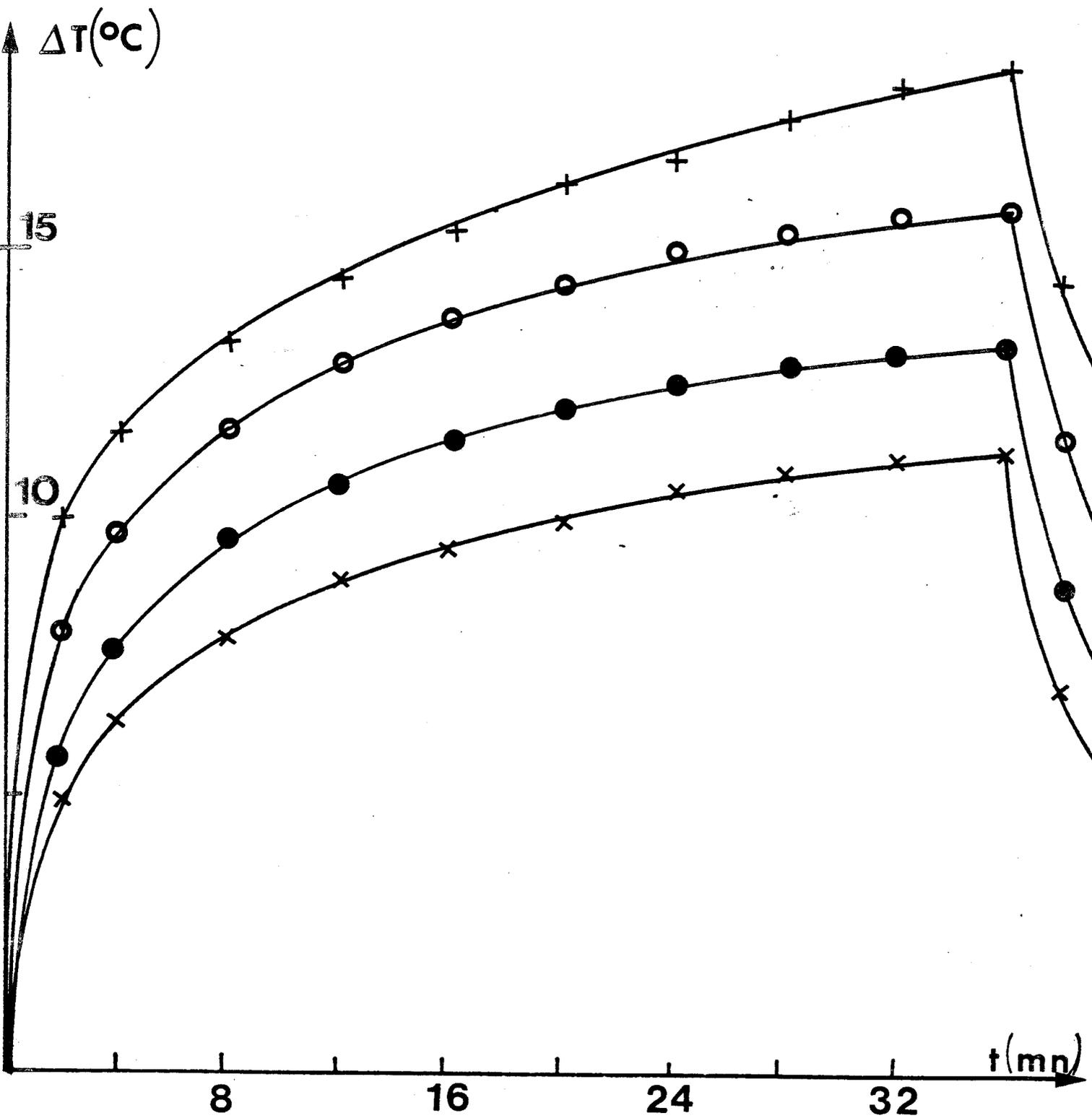


Figure 18 : Chauffage Microonde et Mesure de Température par radiométrie en bande X

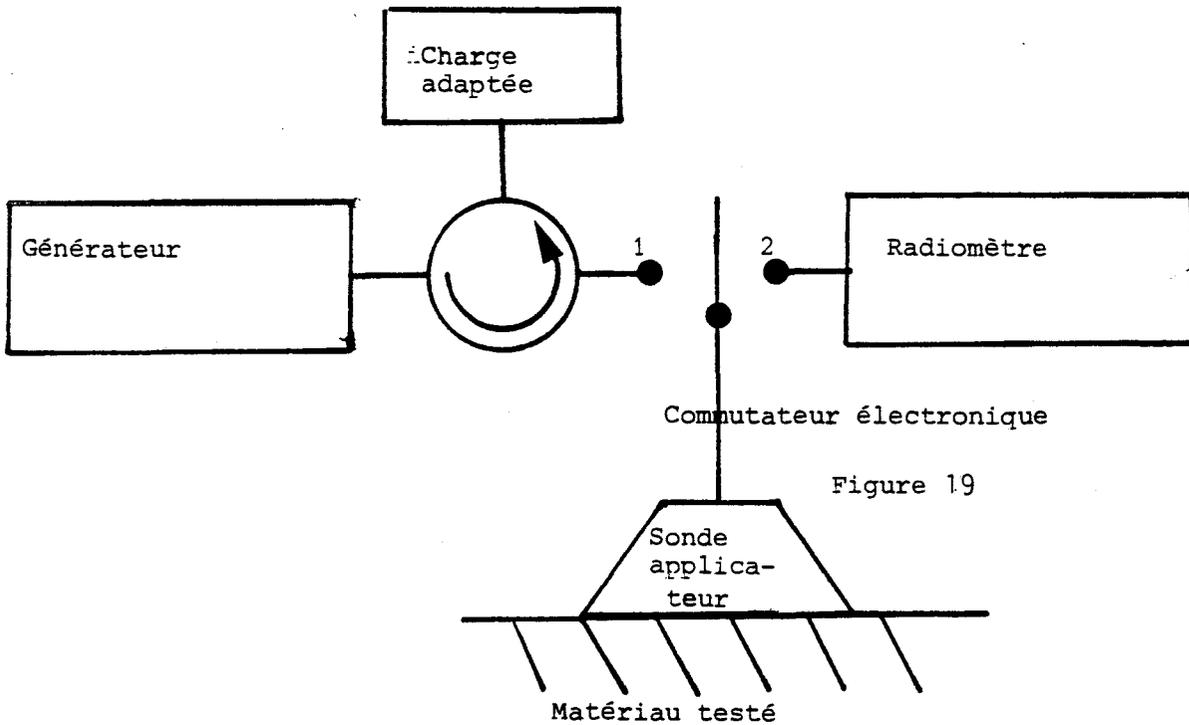
- A : Méthode Alternée (P = 750 MW)
- B : Méthode en Temps Partagé (P = 650 MW)
- C : " " " " (P = 550 MW)
- D : " " " " (P = 450 MW)



BIIS
LILLE

cipes pour construire de nouveaux appareils qui fonctionneront à des fréquences plus basses. Ces systèmes peuvent être complétés par une boucle de couplage reliant le radiomètre au générateur dans le but de commander la puissance de chauffage en fonction de l'élevation de température désirée. Cette commande peut s'effectuer par action sur la puissance de crête ou sur le rapport cyclique.

Remarquons que le système de la Méthode en Temps Partagé peut donner lieu à des montages différents de celui présenté figure 15. On peut, entre autres possibilités, essayer de n'utiliser qu'un seul modulateur (figure 19) ; par ailleurs le radiomètre peut fonctionner selon la Méthode de zéro présentée au chapitre II.



III.4. DISPOSITIF D'HYPERTHERMIE LOCALE CONTROLÉE A 2450 MHz

III.4.1. DESCRIPTION DU DISPOSITIF

Dans le but de mettre en application le nouveau procédé de production et de contrôle de l'hyperthermie locale, nous avons d'abord construit un dispositif fonctionnant selon la Méthode Alternée. Cet appareil nécessite l'emploi d'un générateur travaillant dans la bande de fréquences : 2450 ± 25 MHz (allouée aux applications I.S.M.). Le schéma complet du dispositif est présenté figure 20. Il comporte principalement les éléments suivants :

III.4.1.2. Partie Chauffage

- Oscillateur à cavité accordable MITEQ modèle OTC-2B-2327
 - . Plage de fréquence accordable : 2300 à 2700 MHz
 - . Puissance de sortie disponible (min.) : 17 dBm
 - . Taux de réjection d'harmonique 2 à 2450 MHz : 23 dB

- Amplificateur à TOP THOMSON modèle 1415
 - . Bande de fréquence de fonctionnement : 2000 à 4000 MHz
 - . Gain compris entre 40 et 50 dB
 - . Facteur de bruit : 26,5 dB
 - . Puissance de sortie disponible (max.) : 16 Watts

III.4.1.3. Partie Radiomètre

- Commutateur à diode PIN GENERAL MICROWAVE modèle SP2T F8922 (déjà décrit au chapitre II)
 - . Bande passante : 2000 à 4000 MHz
 - . Pertes d'insertion (max.) : 0,7 dB
 - . Isolation (min) : 65 dB
 - . T.O.S. (état passant) : 1,5

- Mélangeur MITEQ modèle MLO-WB
 - . Bande de fréquence de fonctionnement : 700 à 4000 MHz

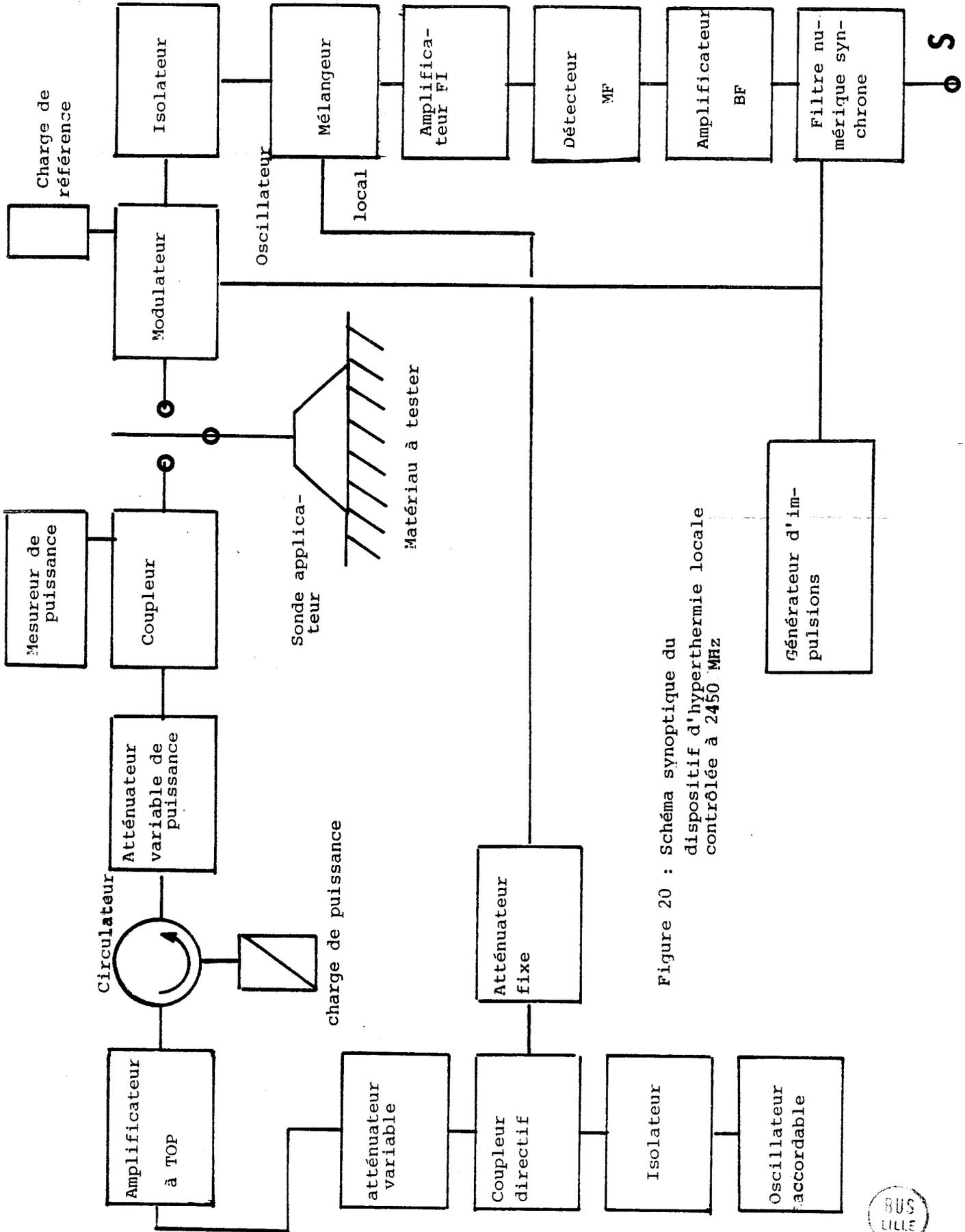


Figure 20 : Schéma synoptique du dispositif d'hyperthermie locale contrôlée à 2450 MHz

- . Pertes de conversion (max.) : 6,5 dB
(min.) : 5 dB
- . Puissance O.L. (typique) : 10 dBm
- . Isolation : entre les voies O.L. et R.F. : 30 dB (min)
entre les voies O.L. et I.F. : 20 dB (min)

- Amplificateur à fréquence intermédiaire TRONTECH
modèle W 500C

- . Bande passante : 5 à 500 MHz
- . Gain : $40 \pm 0,5$ dB
- . Facteur de bruit (max) : 1,8 dB

- Détecteur moyenne fréquence HEWLETT-PACKARD modèle 8743B

- . Bande de fréquences de fonctionnement : 10 à 18000 MHz
- . T.O.S. (max) : 1,2 (jusqu'à 12,4 GHz)
- . Sensibilité : 0,5 mV / μ W
- . Puissance d'entrée maximale admissible : 200 mW

Mentionnons que la partie basse fréquence , détection et traitement du signal est réalisée grâce à un système de filtrage numérique géré par un microprocesseur [10], identique à celle qui sert pour le radiomètre à 3 GHz .

III.4.2. SENSIBILITE DU RECEPTEUR RADIOMETRIQUE

La mesure du facteur de bruit du circuit radiométrique dans la bande des fréquences situées entre 2300 et 2700 MHz donne des valeurs égales à $7 \pm 0,5$ dB . Dans ces conditions , la relation :

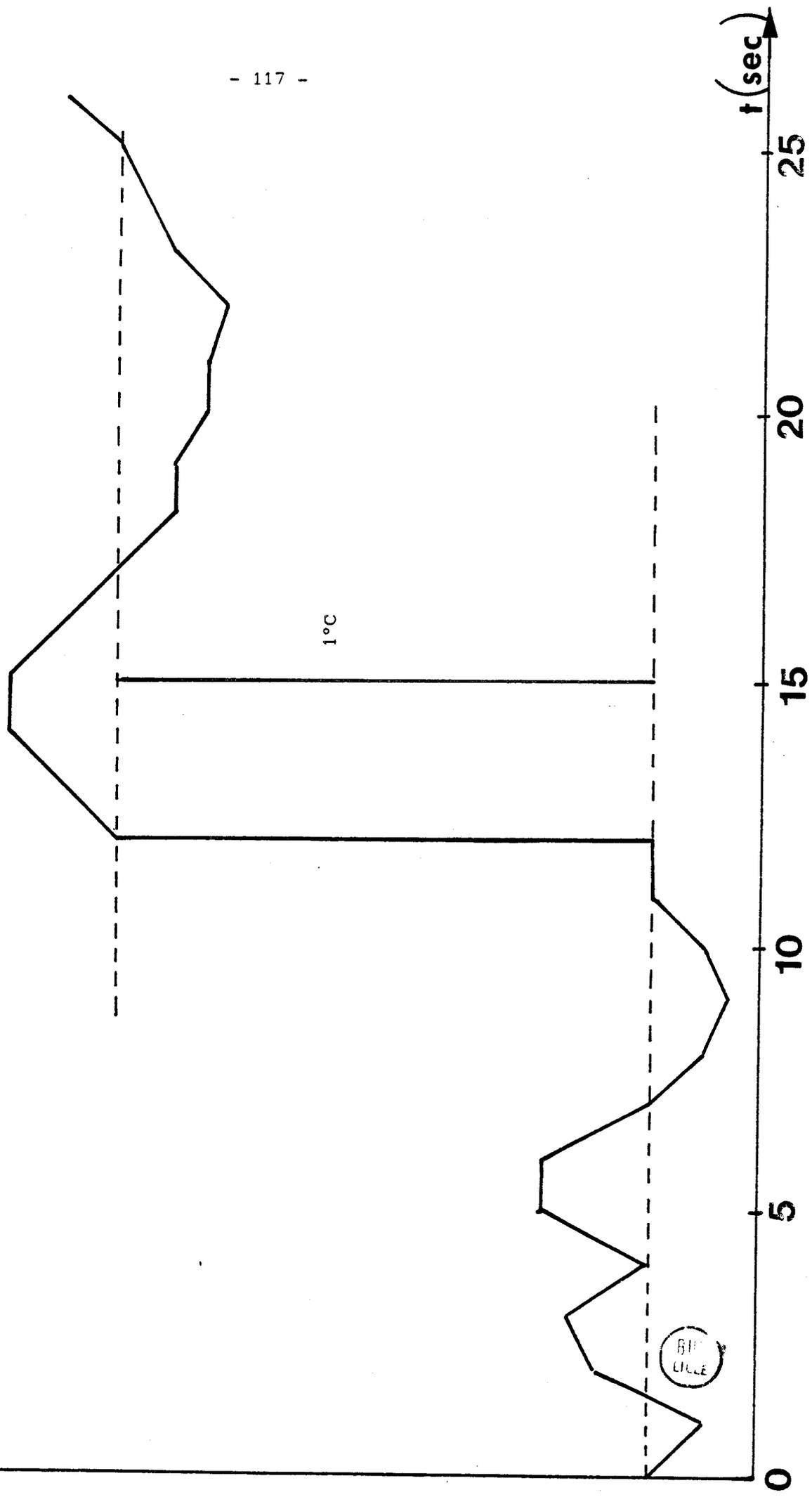
$$\Delta T_{\min} = \frac{2 \cdot T_R}{(\tau \cdot B)^{1/2}}$$

avec $T_R = T_O \times 10^{F/10}$
et F = facteur de
du dispositif

montre que la sensibilité du système doit être de l'ordre de 0,15°C pour un temps de mesure de 1 seconde et une bande passante de 1 GHz. Le relevé des

Figure 2.1 : Mesure de la sensibilité du Radiomètre inclus dans le système de Chauffage et Thermographie Microonde fonctionnant à 2,45 GHz

S(OC)



signaux de sortie pour des signaux appliqués à l'entrée correspondant à une variation de la température de bruit de 1°C (figure 21) indique que la sensibilité du récepteur est légèrement inférieure ($\Delta T_{\text{mesuré}} = 0,2^\circ\text{C}$)

III.4.3. EXPERIENCE DE CHAUFFAGE ET DE THERMOGRAPHIE MICROONDE

Avec le dispositif décrit ci dessus, nous avons réalisé une série d'expériences, au Centre Oscar Lambret (Lille), en collaboration avec le professeur G. GIAUX . Nous avons opéré soit sur des tissus animaux excisés soit sur des animaux vivants (figure 22,23,24). Les puissances mises en jeu sont comprises entre 3 et 5 Watts (densité de puissance de l'ordre de 1,2 Watts/cm²). Au cours de l'opération de chauffage, on enregistre la valeur du signal radiométrique en fonction du temps, ainsi que les températures mesurées par des thermocouples implantés. On constate que l'indication du signal radiométrique correspond à la température qui règne sous la sonde à des profondeurs comprises entre 1 et 3 cm. Par ailleurs, si l'on compare les résultats obtenus sur l'animal vivant et ceux obtenus sur l'animal sacrifié, on constate une nette influence de la circulation sanguine qui diminue la température locale (figure 23)

Ces résultats sont très encourageants car ils indiquent qu'on peut espérer réaliser effectivement un contrôle atraumatique de la température. C'est pourquoi, les essais sont actuellement poursuivis.

III.5. REMARQUE CONCERNANT L'EXISTENCE D'UN AUTRE SYSTEME COMBINANT LE CHAUFFAGE ET LA THERMOGRAPHIE MICROONDE

A notre connaissance, à part les dispositifs d'hyperthermie

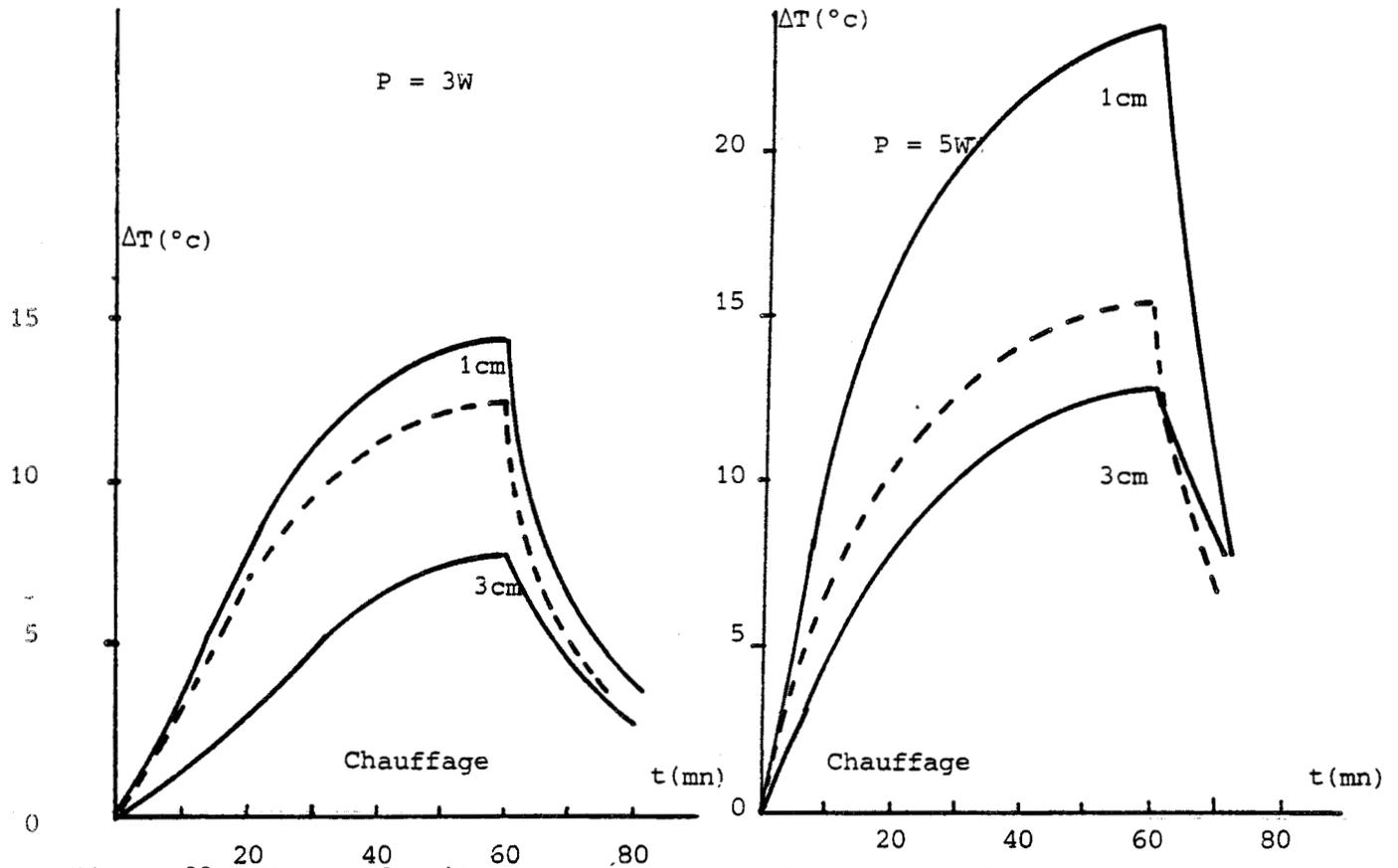


Figure 22 : Mesure de l'évolution de la température par Thermographie Microonde (courbe - - -) et par thermocouple (courbe —) implanté (la profondeur est indiquée) lors du chauffage Microonde à 2,45 GHz d'un tissu animal.

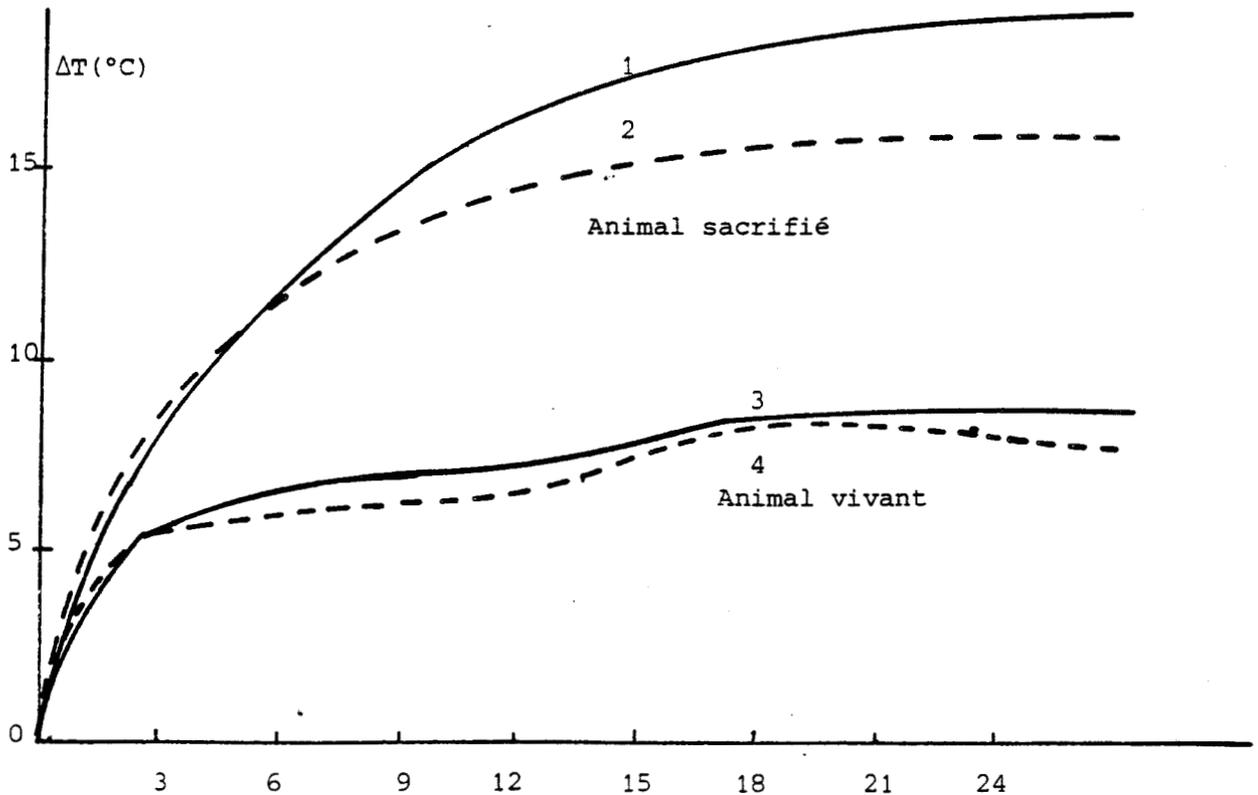
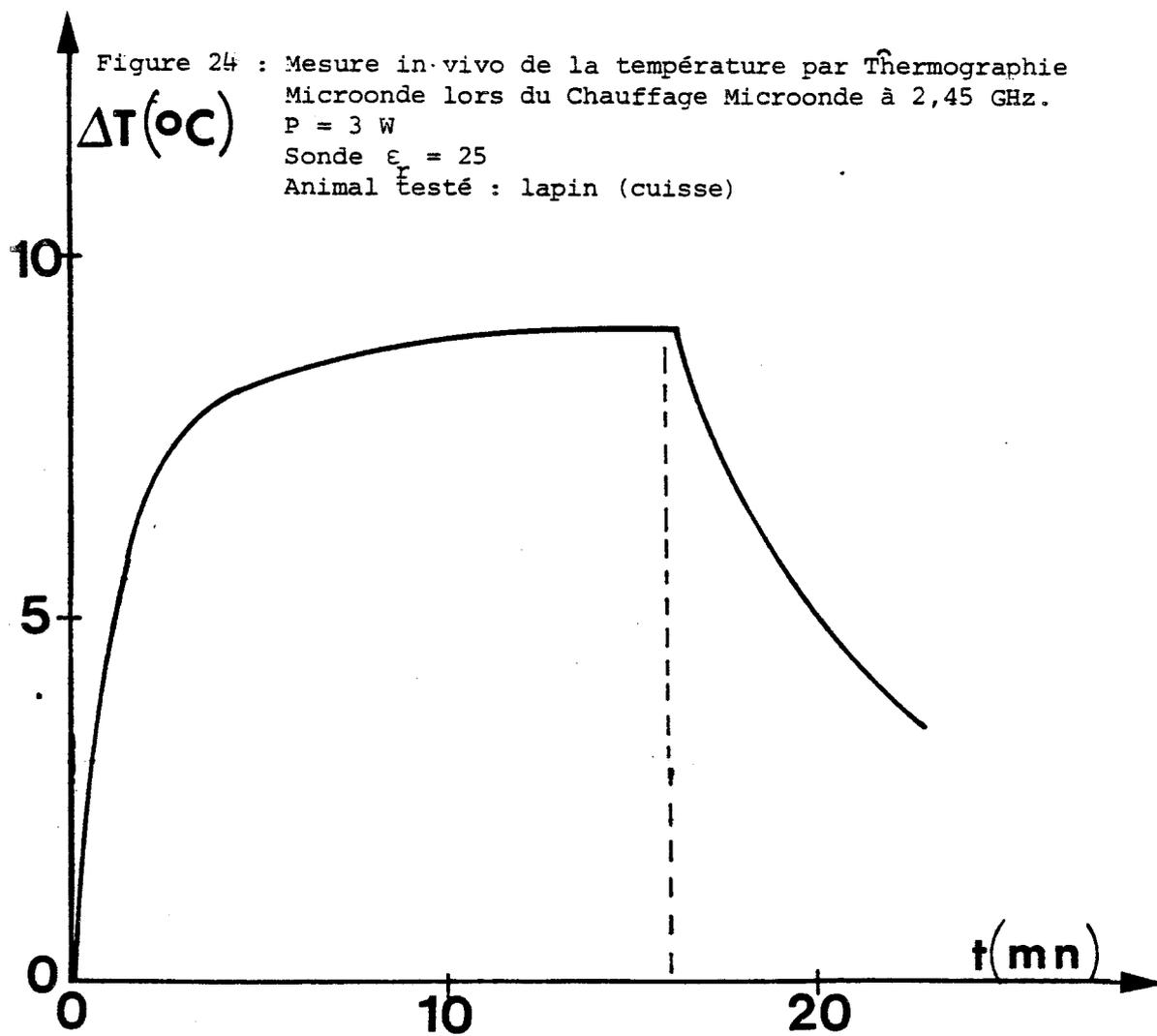


Figure 23 : Mesure in vivo de la température par Thermographie Microonde (courbe - - -) et par Thermocouple (courbe —) lors du chauffage Microonde à 2,45 GHz (Puissance 3 Watts). Sonde $\epsilon_r = 25$. Profondeur du thermocouple = 1cm, animal testé : rat (cuisse)





locale contrôlée que nous venons de décrire, il n'existe qu'un seul autre dispositif qui combine les deux fonctions de Chauffage et de Thermographie Micro-onde. Cet appareil a été mis au point par la Société Microwave Associates (Massachussets-USA) [11] . Il fonctionne suivant un principe voisin de celui de la Méthode Simultanée puisque les deux fonctions s'effectuent à tout instant et concernent des fréquences différentes.

La partie chauffage fonctionne à la fréquence de 1,6 GHz et peut fournir une puissance de 25 Watts ; elle est disposée suivant le schéma synoptique de la figure 25 : deux amplificateurs de puissance montés en cascade sont suivis d'un filtre qui élimine le bruit et les harmoniques de la fréquence de chauffage .

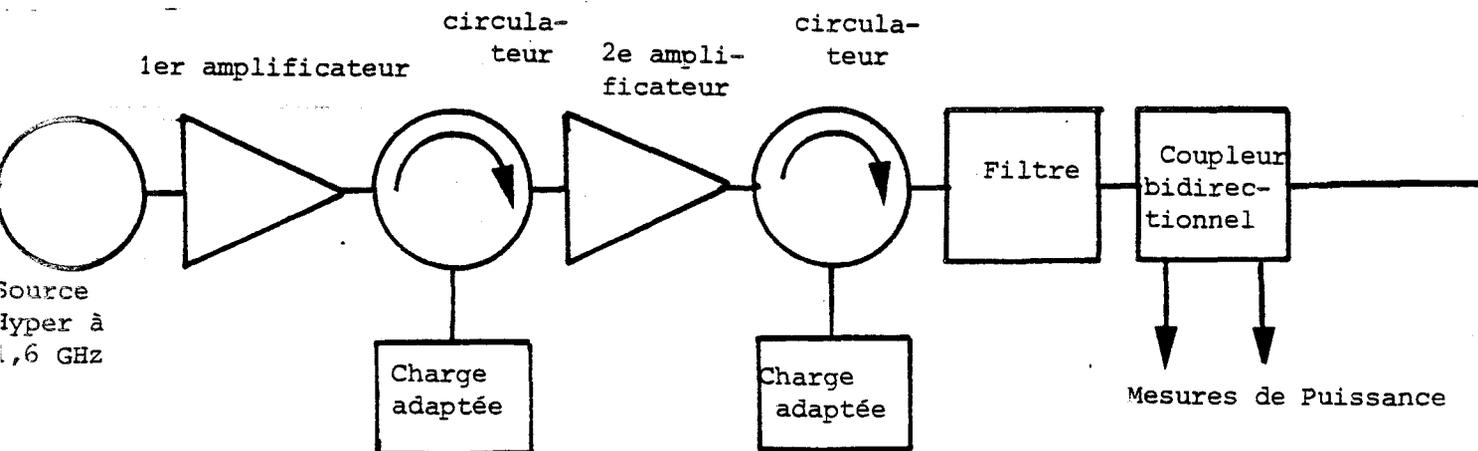


Figure 25 : Partie Chauffage du Système de Microwave Associates

Le récepteur radiométrique, du type de DICKE (figure 26), fonctionne autour de 4,7 GHz; il est à amplification directe et a une sensibilité de 0,07°C pour une constante de temps de 1 seconde (le facteur de bruit est de 4,2 dB et la bande passante de 500 MHz)

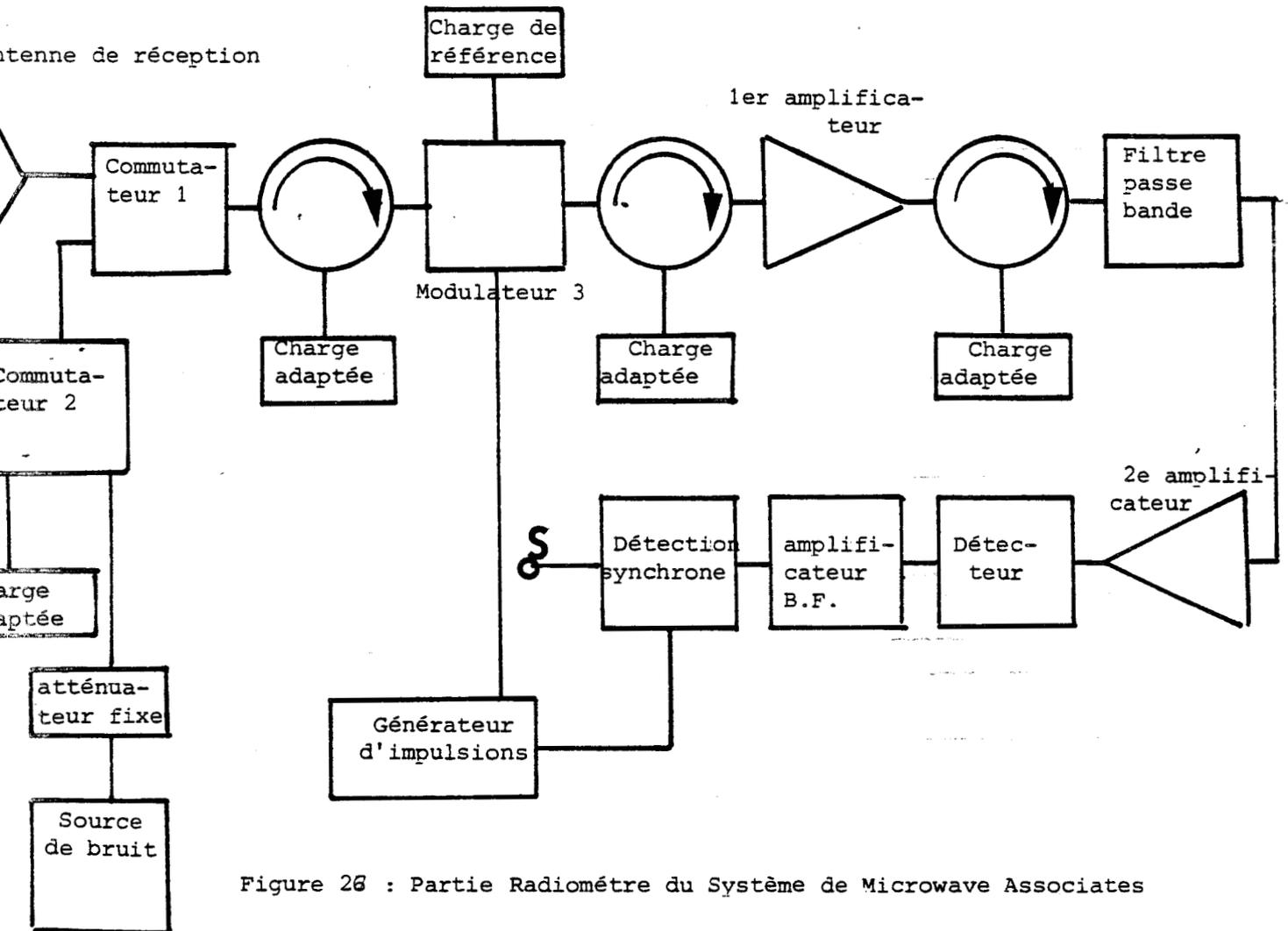


Figure 26 : Partie Radiomètre du Système de Microwave Associates

La principale particularité de ce système réside dans le fait que la sonde-applicateur est constituée d'un tronçon de guide rectangulaire (servant à la réception) imbriqué dans un tronçon de guide ridgé (servant au chauffage), les deux guides sont remplis d'un diélectrique $\epsilon_r = 9$. Remarquons qu'avec une telle sonde-applicateur, il est possible que les opérations chauffage et radiométrie concernent des volumes distincts.

Le système a été utilisé lors d'essais cliniques mais les résultats publiés à ce jour concernent uniquement l'utilisation de l'appareil pour le diagnostic par Thermographie Microonde.

III.6 CONCLUSION

Nous avons réalisé un grand nombre d'essais qui montrent qu'il est possible de réaliser des systèmes combinant le Chauffage et la Thermographie Microonde et de solutionner un difficile problème d'intermodulation. Un dispositif a été construit, qui permet de réaliser une hyperthermie locale contrôlée des tissus vivants en associant à un générateur de puissance à 2450 MHz un radiomètre hyperfréquence centré sur la même fréquence.

Des essais sur tissus excisés et sur animaux vivants ont montré le bon fonctionnement du système. Dans les conditions de ces expériences, le signal radiométrique semble correspondre aux températures mesurées par des thermocouples implantés à des profondeurs comprises entre 1 et 3 cm. Ces essais se poursuivent actuellement au Centre Oscar Lambret de Lille. Le but de ces travaux est d'aboutir à un contrôle de l'échauffement au sein des tissus traités en réduisant au maximum et même en évitant l'implantation de thermocouples chez les patients.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE III

- [1] : D.D. NGUYEN, A. MAMOUNI, Y. LEROY, E. CONSTANT
"Simultaneous microwave local heating and microwave thermography. Possible clinical applications".
Workshop on Diagnosis and Therapy - VIIIe European Microwave Conférence de Paris Septembre 1978.
Journal of Microwave Power July, 1979.
- [2] : D.D. NGUYEN, J. Ch. BOLOMEY, Ch. PICHOT, J. AUDET, M. CHIVE, Y. LEROY, E. CONSTANT
"Dosimétrie thermique et chauffage par microondes. Conception des sondes applicateurs".
Colloque I.M.P.I., Monaco, 1979
- [3] : D.D. NGUYEN, M. CHIVE, A. MAMOUNI, Y. LEROY
"Combinaison du chauffage et de la thermographie microonde"
Journées Nationales Microondes, Lille, 28 juin 1979.
- [4] : D.D. NGUYEN, M. CHIVE, Y. LEROY, E. CONSTANT
"Microwave techniques for thermography and hyperthermia" Meeting of the European Group of Hyperthermia in radiation oncology, Cambridge, Septembre 1979.
- [5] : A. MAMOUNI, D.D. NGUYEN, M. CHIVE, Y. LEROY
"Techniques de Thermographie Microonde ; Hyperthermie locale contrôlée par Thermographie Microonde"
Journée "Hyperthermie" - Société française de Biophysique et de Médecine Nucléaire, Nancy, 26 avril 1980
- [6] : Y. LEROY, A. MAMOUNI, D.D. NGUYEN, M. CHIVE
"Microwave Thermography for diagnosis and therapy" 15th annual Microwave Power Symposium, May 1980, Iowa City, U.S.A.
- [7] : D.D. NGUYEN, M. CHIVE, Y. LEROY
"Hyperthermie locale contrôlée par thermographie microonde à 25 GHz"
Symposium International URSI, Ondes Electriques et Biologie, Jouy-en-Josas, 4 juillet 1980.

- [8] : Y. LEROY, A. MAMOUNI, D.D. NGUYEN, E. CONSTANT, M. CHIVE,
"Chauffage et Thermographie Microonde"
Le marché de l'Innovation, n°38, p. 10, Janvier 1980
- [9] : D.D. NGUYEN, M. CHIVE, Y. LEROY, E. CONSTANT
"Combination of local heating and radiometry by microwaves"
I.E.E.E. Transactions on Instrumentation and Measurements, Juin 1980
Vol. IM-29, N°2, June 1980, pp 143-144
- [10] : J. BAUDET, J.C. VANDEVELDE
"Filtre numérique synchrone" Application à la mesure de la valeur effi
cace d'un signal noyé dans le bruit.
EAI 282/1-4-80
- [11] : K.L. CARR, A.M. El MAHDI, J. SCHAEFFER
"Dual Mode Microwave system to enhance early detection of cancer".
1980 MTT - S Symposium Washington, OC (USA)

CONCLUSION

C O N C L U S I O N

Le travail que nous avons réalisé a tout d'abord permis d'aboutir à la conception systématique des transitions guide coaxial des sondes que nous utilisons en Thermographie Microonde.

En outre, nous avons conçu et mis au point un Prototype de Thermographie fonctionnant entre 2 et 4 GHz qui s'ajoute au Système opérant à 9 GHz dont nous disposons déjà. Ces appareils sont actuellement utilisés à la fois pour des essais cliniques (principalement en cancérologie pour la détection des gradients thermiques associés à des tumeurs) ainsi que pour l'étude au laboratoire des Signatures d'Objets Thermiques.

Par ailleurs, nous avons démontré les possibilités d'emploi de la Thermographie en tant que moyen de contrôle d'un échauffement produit par les Microondes. Les différentes méthodes, que nous avons imaginées et testées, ont débouché sur la réalisation d'un prototype pour l'Hyperthermie Locale Contrôlée fonctionnant à 2,5 GHz. Alors que actuellement, le contrôle de Température ne peut se faire qu'à l'aide de sondes implantées, ce procédé doit permettre de rendre ce contrôle atraumatique.

La duplication industrielle des prototypes doit maintenant conduire à de nouveaux progrès en particulier grâce à l'obtention d'un nombre croissant d'informations intéressant les applications cliniques de la Thermographie Microonde.