

50376
1978
141

THESE

50376
1978
141

Présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE TROISIEME CYCLE

par

Ahmed MAMOUNI

RADIOMETRIE HYPERFREQUENCE

APPLICATION A LA MESURE ATRAUMATIQUE DE
LA TEMPERATURE AU SEIN DES TISSUS VIVANTS
(THERMOGRAPHIE MICROONDE)



030 023571 6

Soutenue le 20 Novembre 1978 devant la commission d'examen

Membres du jury :

M. CONSTANT

M. LEROY

M. GAUTHERIE

M. GAVORET

M. HOUDAS

M. MOSCHETTO

M. PRIOU

M. ROBERT

Président

Rapporteur

Examineur

Examineur

Examineur

Examineur

Examineur

Examineur

A la mémoire de mon Père,

A ma Mère,

A tous les Miens,

Ce travail a été effectué au "CENTRE HYPERFREQUENCES & SEMICONDUCTEURS" (C.H.S) de l'Université des Sciences & Techniques de LILLE, dirigé par Monsieur le Professeur CONSTANT.

J'exprime toute ma gratitude à Monsieur le Professeur CONSTANT qui a bien voulu m'accueillir dans son Laboratoire, proposé le sujet de cette thèse, et dont les conseils m'ont été d'une aide précieuse.

Monsieur le Professeur LEROY a dirigé ce travail. Son expérience me fut très utile. L'encouragement et la sympathie qu'il a su me témoigner en toutes circonstances furent pour moi très précieux. Il me fait l'honneur de juger ce travail ; qu'il soit assuré de mon sincère attachement et de ma profonde reconnaissance.

J'exprime ma vive reconnaissance à Monsieur le Docteur MOSCHETTO, Maître de Conférences INSERM, Directeur du CENTRE NATIONAL DE TECHNOLOGIE BIOMEDICALE DE LILLE, qui a bien voulu s'associer à mes recherches, pour toute son aide matérielle et morale tout au long de ce travail. Il me fait le plaisir de participer à mon Jury de thèse ; qu'il trouve ici le témoignage de ma sympathie.

Une partie du travail expérimental présenté dans ce mémoire a été réalisée dans le Laboratoire de thermorégulation dirigé par Monsieur HOUDAS, Professeur à l'Université de LILLE I. Je lui adresse, ainsi qu'à sa sympathique équipe, en particulier M. LECROART, Mme HOUDAS, Mme CARRETTE, Mlle LEDRU, tous mes remerciements pour leur amical accueil et tout le travail que nous avons effectué ensemble. Le Professeur HOUDAS me fait également l'honneur de participer à mon Jury de thèse. Je lui en suis reconnaissant.

Monsieur le Docteur GAUTHERIE, Chargé de recherche à l'INSERM, Monsieur GAVORET, Conseillé Scientifique auprès de la Direction du CNRS, Monsieur le Docteur PRIOU, Chef adjoint du DERMO-ONERA et Monsieur ROBERT, Professeur à la Faculté de Médecine de Nancy, me font l'honneur de participer à mon Jury de thèse, qu'il me soit permis de leur exprimer ma profonde reconnaissance.

.../...

Mes remerciements vont également à tous les chercheurs du Laboratoire pour la sympathie qu'ils m'ont témoignée.

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

Au personnel technique du Laboratoire et en particulier à Mme DELOS et M. PLAYEZ,

à MM. BAUDET, VANDEVELDE, EMPIS du Laboratoire d'Electronique à l'U.E.R. d'I.E.E.A.,

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

à Mlle HANNON qui a assuré l'essentiel de la dactylographie de ce travail,

à MM. DEHORTER et PLUQUET qui ont photocopié ce mémoire.

à Mlle LIBOURAUX qui a assuré une partie de la dactylographie de ce travail et au personnel du service de Mécanique du C.N.T.B. - INSERM - de LILLE.

Cette étude a bénéficié d'une aide de la part du
"Centre de Technologie Biomédicale" - I.N.S.E.R.M. -
de LILLE.

Depuis peu, elle fait partie d'un programme de re-
cherche coopératif supporté par la Délégation Géné-
rale à la Recherche Scientifique et Technique
-D.G.R.S.T.- (Génie Biologique et Médical) et
la Caisse Nationale de l'Assurance Maladie des
Travailleurs Salariés.

S O M M A I R E

	PAGES
<u>INTRODUCTION GÉNÉRALE</u>	1
<u>CHAPITRE I - PROBLEME DE LA MESURE DE TEMPÉRATURE SOUS-CUTANÉE PAR RADIOMÉTRIE HYPERFRÉQUENCE.</u>	5
I.1. Introduction	5
I.2. Le rayonnement thermique du corps noir (porté à la température des tissus)	5
I.3. Puissance captée par une antenne pointée vers un corps noir	6
I.4. Estimation de l'épaisseur des tissus soumis à l'investigation de la méthode radiométrique	8
I.5. Influence des effets de réflexion à l'interface air-tissus	13
I.6. Estimation des conséquences d'un gradient thermique au sein des tissus (carcinome par exemple) sur la température apparente mesurée	14
I.7. Définition des caractéristiques générales de la méthode radiométrique	16
I.8. Conclusion	18
<u>CHAPITRE II - ÉTUDE ET RÉALISATION D'UN DISPOSITIF RADIO-MÉTRIQUE EN BANDE X.</u>	19
II.1. Introduction	19
II.2. Mesure de la température de bruit d'une charge adaptée par radiomètre	19
II.2.1 Radiomètre à puissance totale	19
II.2.2 Radiomètre classique de DICKE	24
II.3. Réalisation pratique du banc radiométrique	27
II.3.1 Banc en structure guide rectangulaire bande X	27
II.3.2 Banc en structure coaxiale miniature	27

II.4.	Performances (calculées et expérimentales) du dispositif en structure coaxiale.	35
II.4.1	<i>Bande passante</i>	35
II.4.2	<i>Sensibilité en température</i>	37
II.4.3	<i>Dérive du dispositif</i>	40
II.5.	Faisabilité d'un radiomètre de DICKE sans mélangeur	40
II.5.1	<i>Evaluation de la puissance hyperfréquence au niveau du détecteur</i>	43
II.5.2	<i>Choix du détecteur hyperfréquence</i>	43
II.5.3	<i>Performances du radiomètre de DICKE sans mélangeur</i>	44
II.6.	Conclusion	44

CHAPITRE III - RECHERCHE D'UNE MÉTHODE PERMETTANT DE DÉTERMINER LA TEMPÉRATURE D'UN MATÉRIAU A PARTIR DU BRUIT THERMIQUE 47

III.1.	Introduction	47
III.2.	Résultats concernant la méthode radiométrique classique	48
III.2.1	<i>Expression du signal émis par un matériau absorbant porté à une température $T = T_0 + \Delta T$</i>	48
III.2.2	<i>Méthode de mesure de la permittivité d'un liquide à partir du bruit thermique</i>	49
III.2.3	<i>Conséquences relatives à l'utilisation du radiomètre classique pour effectuer une mesure de la température</i>	52
III.3.	Méthode du radiomètre modifié	55
III.3.1	<i>Principe de la méthode</i>	55
III.3.2	<i>Première vérifications expérimentales de la méthode de zéro</i>	56
III.3.3	<i>Estimation des causes d'erreur - optimisation de la méthode</i>	59
III.3.4	<i>Compensation des imperfections de la méthode de zéro; Vérifications expérimentales</i>	61
III.3.5	<i>Autres remèdes possibles pour réduire l'erreur commise sur la mesure de la température</i>	63

III.3. ₆	<i>Exemples de mesures du coefficient de réflexion par radiométrie modifiée.</i>	66
III.4.	Conclusion	69
CHAPITRE IV - MISE AU POINT D'UNE MESURE IN VIVO DE LA TEMPÉRATURE MOYENNE DANS LES TISSUS - PREMIERS RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX		70
IV.1.	Introduction	70
IV.2.	Réalisation et caractérisation des sondes	70
IV.2. ₁	<i>Câbles coaxial rigide, transition guide-guide progressive</i>	70
IV.2. ₂	<i>Transition coaxial-guide rempli de diélectrique</i>	72
IV.3.	Définition de la méthode de mesure in vivo	77
IV.3. ₁	<i>Constitution du banc de mesure</i>	77
IV.3. ₂	<i>Réglages et étalonnages de l'appareil</i>	79
IV.4.	Mesures de température in vivo	82
IV.4. ₁	<i>Vérification de la méthode (mesure sur le rat et le lapin)</i>	82
IV.4. ₂	<i>Mesure de la température sous-cutanée chez l'homme au cours d'un effort physique</i>	82
IV.5.	Bilan de l'ensemble des études réalisées actuellement en thermographie microondes	86
IV.5. ₁	<i>Téléradiométrie en gamme millimétrique</i>	86
IV.5. ₂	<i>Thermographie par contact en gamme centimétrique</i>	87
IV.6.	Conclusion sur la suite à donner aux techniques thermographiques par microondes	89
<u>CONCLUSION GÉNÉRALE</u>		91
<u>BIBLIOGRAPHIE</u>		92

I N T R O D U C T I O N G É N É R A L E

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

Les travaux de Dicke [1] sur l'absorption atmosphérique en 1946 sont à l'origine de la Radiométrie hyperfréquence. Cette technique a ensuite surtout été utilisée en radioastronomie [1-2] et aussi dans d'autres domaines : recherches fondamentales, études de la propagation des ondes électromagnétiques dans l'atmosphère [3] , méthode de recherche des victimes d'avalanche [4] , télédétection des ressources terrestres (radiomètres embarqués sur Skylab), applications météorologiques, océanographiques, glaciologiques [5] , système de guidage de missiles, thermographie biomédicale.

Les premiers radiomètres réalisés au CENTRE HYPERFREQUENCES & SEMICONDUCTEURS datent de 1966 [8,9,10]. Ils ont ensuite surtout été utilisés pour des travaux concernant les matériaux et composants semiconducteurs, en particulier : étude des phénomènes de diffusion des porteurs chauds dans le Silicium [11,12,13] , bruit dans les diodes avalanche [14,15].

Remarquons que l'apparition de nouveaux dispositifs (amplificateurs hyperfréquences faible bruit et large bande, composants millimétriques, microprocesseurs etc.) est susceptible d'étendre les possibilités d'application de la radiométrie [6,7].

L'idée d'utiliser la Radiométrie hyperfréquence pour des applications médicales et biologiques provient du fait que la détermination de la carte thermique sous-cutanée des tissus vivants est un problème préoccupant. Les centres d'intérêt correspondants peuvent être classés en trois catégories :

- * Les études physiologiques relatives à la compréhension des mécanismes tels ceux de la thermorégulation et les métabolismes.
- * L'élaboration des diagnostics. On connaît en effet des troubles pathologiques tels les tumeurs cancéreuses, certaines lésions osseuses, certains rhumatismes etc. qui sont corrélés à des gradients thermiques [16,17,18].

* Certaines thérapies. Ainsi l'hyperthermie localisée est à la base de traitements de tumeurs cancéreuses. On provoque l'échauffement des tissus pathologiques par microondes ou ultrasons [19,20,21]. Il convient alors de mesurer la température du volume tissulaire traité (volume cible) pour répondre au protocole expérimental et savoir contrôler la puissance rayonnée qui produit l'échauffement.

Les techniques qui permettent de déterminer la température superficielle des tissus vivants sont actuellement bien au point. La thermographie infrarouge et les cristaux liquides sont capables de dresser une carte thermique bidimensionnelle avec une résolution en température de l'ordre de $0,1^{\circ}\text{C}$ [22].

Les techniques sont beaucoup moins avancées en ce qui concerne la mesure de la température sous-cutanée et la détection des points chauds profonds. La seule méthode jusqu'alors disponible ne peut s'appliquer que dans un nombre limité de cas cliniques, car elle consiste à implanter des sondes thermométriques dans les tissus testés. Lorsqu'il est applicable, ce mode expérimental ne peut être répété qu'un petit nombre de fois ; en outre, il est susceptible de perturber le mécanisme que l'on veut étudier. C'est pourquoi si l'on recherche de nouveaux moyens non traumatisants d'exploration de la carte thermique sous-cutanée, on est amené à penser à la radiométrie hyperfréquence (ou thermographie microonde). En effet, en hyperfréquences (fréquences comprises entre ≈ 1 GHz et ≈ 100 GHz, c'est à dire longueurs d'ondes entre ≈ 30 cm et ≈ 3 mm) les tissus vivants sont relativement transparents (beaucoup plus qu'en infrarouge). Ainsi, un signal d'origine thermique généré au sein des tissus, est émis vers l'extérieur du corps. Il provient d'une couche de tissus sous-épidermiques dont l'épaisseur peut atteindre dans certains cas plusieurs centimètres. Si l'on sait capter et traiter ce signal, on peut espérer en extraire des informations concernant la température sous-cutanée des tissus vivants et même déceler la présence de points chauds situés à des profondeurs pouvant atteindre les valeurs précitées. Cette technique est très séduisante car elle est purement passive d'autant plus qu'il est possible de réaliser une antenne (ou sonde) destinée à capter le rayonnement thermique qui confère à l'expérience un caractère parfaitement atraumatique.

Les premières applications de la radiométrie hyperfréquence dans le domaine médical ne datent que de quelques années. Seuls, quelques travaux ont été réalisés à ce jour par des équipes pluridisciplinaires associant des technologues microondes (MIT [23], Université de Denver [24,25]) et des clini-

ciens (Hopitaux de Boston et de Denver, Universités de Nancy et de Strasbourg [26,27,28]). Aussi les possibilités de cette technique sont encore loin d'avoir été toutes exploitées.

Le présent travail concerne en premier lieu l'étude et la réalisation d'un dispositif de mesure passive de la température moyenne d'un matériau émissif.

Dans le premier chapitre, nous reprenons l'étude à ses origines et explicitons les problèmes posés par la détection d'un rayonnement électromagnétique spontané d'origine thermique dans le but de définir les tâches à réaliser.

Dans le second chapitre, nous abordons l'étude et la réalisation du détecteur radiométrique microonde destiné à mesurer la température non pas des tissus vivants mais - dans un but de simplification - d'une charge adaptée connectée à l'entrée du radiomètre. Les caractéristiques et les performances des détecteurs réalisés sont comparées. La sensibilité de notre dispositif peut atteindre $0,1^{\circ}\text{C}$; sa fréquence de travail est 9 GHz.

Dans le troisième chapitre, nous considérons la mesure de la température d'un matériau émissif dans une cellule (tronçon de guide) reliée au détecteur. Nous montrons que le radiomètre classique ne permet pas une détermination directe de la température du matériau. C'est pourquoi nous proposons une nouvelle méthode (radiomètre modifié) qui a pu être expérimentée avec succès. Nous montrons par ailleurs qu'il est possible, en plus de la mesure de la température, de mesurer le coefficient de réflexion à l'interface détecteur-matériau émissif aux fréquences situées dans la bande passante du radiomètre.

La quatrième partie est relative à la mise au point de l'expérience de mesure de la température in vivo et aux premiers résultats. Nous décrivons les sondes réalisées qui permettent un couplage électromagnétique des tissus au dispositif de mesure et définissons le protocole expérimental. La validité de la méthode est démontrée en opérant sur des liquides ayant une permittivité complexe voisine de celle des tissus vivants, puis en opérant sur des animaux en état d'hyperthermie fébrile. Le radiomètre est ensuite utilisé pour une expérience concernant les phénomènes de thermorégulation : on mesure la température moyenne sous-cutanée chez l'homme (muscle de la cuisse) au cours d'un exercice physique. D'autres possibilités d'application de la thermographie microonde dans le domaine biologique et médical sont évoquées.

Le dispositif radiométrique réalisé doit continuer à être expérimenté par des cliniciens, ses caractéristiques devront être optimisées compte tenu des suggestions et remarques de ces derniers afin d'aboutir à un prototype si une demande se manifeste.

CHAPITRE I

DÉFINITION DU PROBLÈME DE LA MESURE DE TEMPÉRATURE SOUS-
CUTANÉE PAR RADIOMÉTRIE HYPERFRÉQUENCE .

I.1. INTRODUCTION

Le problème qui nous est posé consiste à exploiter l'émission spontanée d'origine thermique, d'un rayonnement électromagnétique, générée au sein des tissus vivants dans le but de déterminer leur température sous-cutanée.

Nous examinons d'abord les caractéristiques de ce processus en ce qui concerne :

- l'émission d'un corps noir porté à une température voisine de celle du corps humain.
- la puissance captée à l'aide d'une antenne.
- l'estimation de l'épaisseur des tissus contribuant au rayonnement émis vers l'extérieur dans le cas d'un matériau émissif non réfléchissant et homogène.
- les problèmes liés au coefficient de réflexion propre au dioptre air-tissus.

On peut ainsi comparer les résultats obtenus à partir de la détection thermique en fonction de la gamme spectrale et montrer l'intérêt qui réside dans le choix des microondes.

Ceci nous conduit à élaborer le schéma synoptique d'un dispositif radiométrique hyperfréquence et à prévoir le plan des tâches à réaliser.

I.2. LE RAYONNEMENT THERMIQUE DU CORPS NOIR A LA TEMPERATURE DES TISSUS

Tout corps, porté à une température supérieure à zéro degré Kelvin, émet un rayonnement électromagnétique spontané d'origine thermique. Dans le cas du corps noir, parfaitement absorbant et non réfléchissant, la brillance spectrale (ou énergie rayonnée par unité de surface apparente et par unité d'angle solide) à la fréquence f et pour une bande passante de 1 Hz est donnée par la loi de Planck :

$$B(f) = \frac{2 h f^3}{c^2 [\exp \frac{hf}{kT} - 1]} \quad (1.1)$$

où : h est la constante de Planck

$$h = 6,62 \cdot 10^{-34} \text{ J/seconde}$$

k la constante de Boltzmann

$$k = 1,38.10^{-23} \text{ joule/}^\circ\text{K}$$

c la vitesse de la lumière

$$c = 3.10^8 \text{ m/seconde}$$

T la température absolue du corps noir (en $^\circ\text{K}$)

B s'exprime en Watt /m².Hz

Nous donnons en figure 1.1 la brillance spectrale d'un corps noir porté à une température T voisine de celle des tissus vivants ($T \neq 310^\circ\text{K}$) en fonction de la fréquence et de la longueur d'onde.

On constate que cette courbe passe par un maximum situé dans l'infrarouge (ici pour une longueur d'onde voisine de $10 \mu\text{m}$).

Aux fréquences inférieures, lorsque $hf \ll kT$ (domaine des ondes hertziennes où $f < 3.10^{11}$ Hz) et dès que T est supérieur à 10°K , on aboutit à la relation de Rayleigh-Jeans:

$$B(f) = 2 k T \frac{f^2}{c^2} \quad (1.2)$$

Dans ce cas, la brillance spectrale est proportionnelle à la température absolue du corps noir et au carré de la fréquence.

I.3. PUISSANCE CAPTEE PAR UNE ANTENNE POINTEE VERS UN CORPS NOIR

L'antenne est définie par son gain (rapport entre la puissance rayonnée par l'antenne dans une direction donnée et la puissance rayonnée par une antenne isotrope), par son diagramme de rayonnement et par sa bande passante. Soit une antenne pointée vers un corps noir supposé en équilibre thermodynamique avec le milieu extérieur et porté à une température T uniforme ; si l'angle d'ouverture (ou pouvoir séparateur, défini à mi-puissance du lobe principal, de l'antenne) est inférieur à l'angle sous lequel on voit le corps noir (figure 1.2), on montre [9] que lorsque la loi de Rayleigh-Jeans s'applique (domaine Hertzien), la puissance P captée par l'antenne, dans une bande passante Δf , est donnée par la formule de Nyquist :

$$P = k T \Delta f \quad (1.3)$$

Cette puissance est indépendante de la fréquence (les conséquences de l'augmentation fréquentielle de la brillance sont compensées par une diminution de direc-

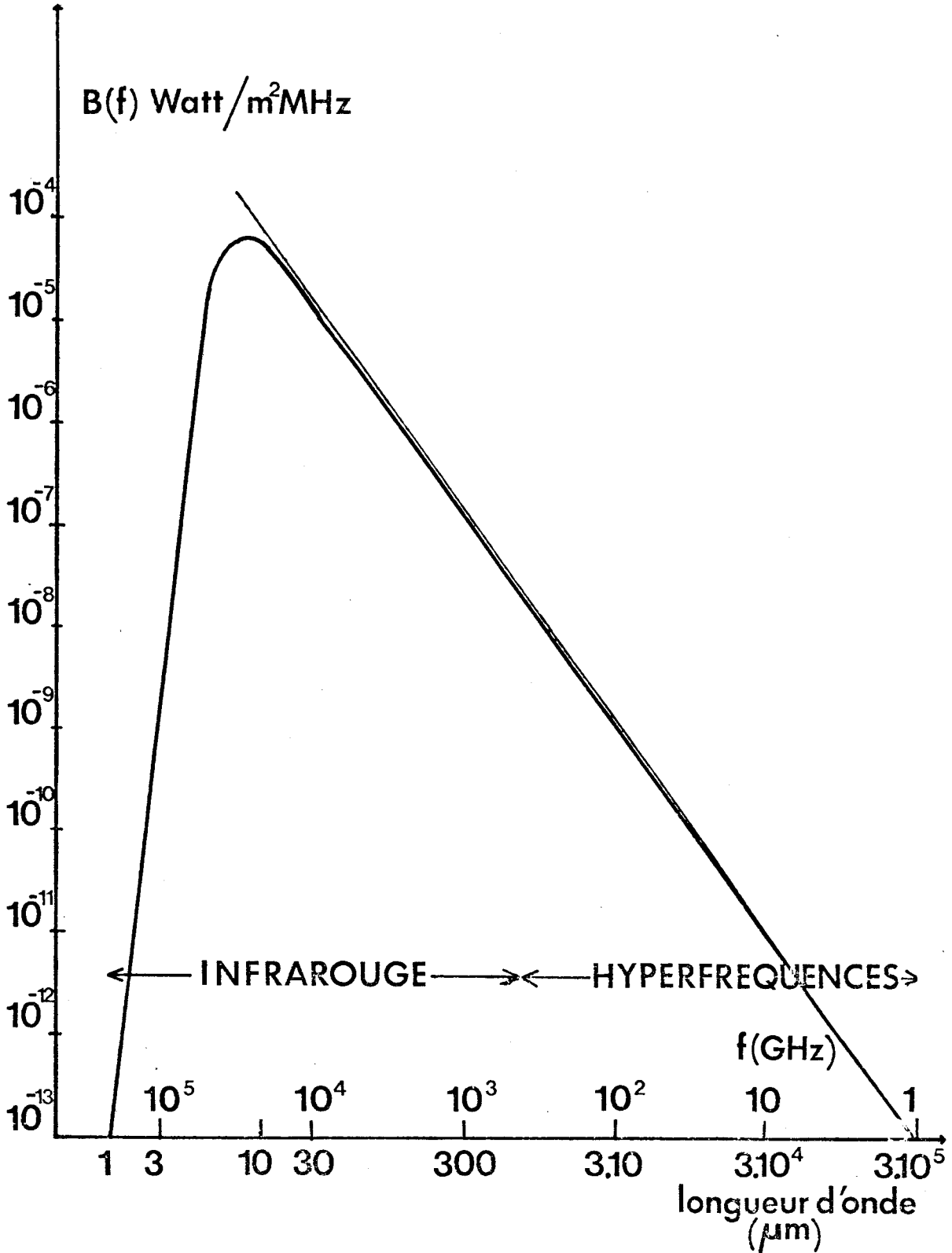


Figure I.1. Brillance spectrale d'un corps noir porté à la température du corps humain ($T \neq 310^\circ \text{K}$) en fonction de la longueur d'onde et de la fréquence.



tivité de l'antenne) ainsi que des dimensions de l'antenne ; elle ne dépend donc que de la température T du corps noir et de la bande passante de l'antenne. Si le corps noir est vu sous un angle θ inférieur à l'angle d'ouverture θ_0 (figure 1.3), la relation 1.3 devient :

$$P \approx kT \left(\frac{\theta}{\theta_0}\right)^2 \cdot \Delta f \quad (1.4)$$

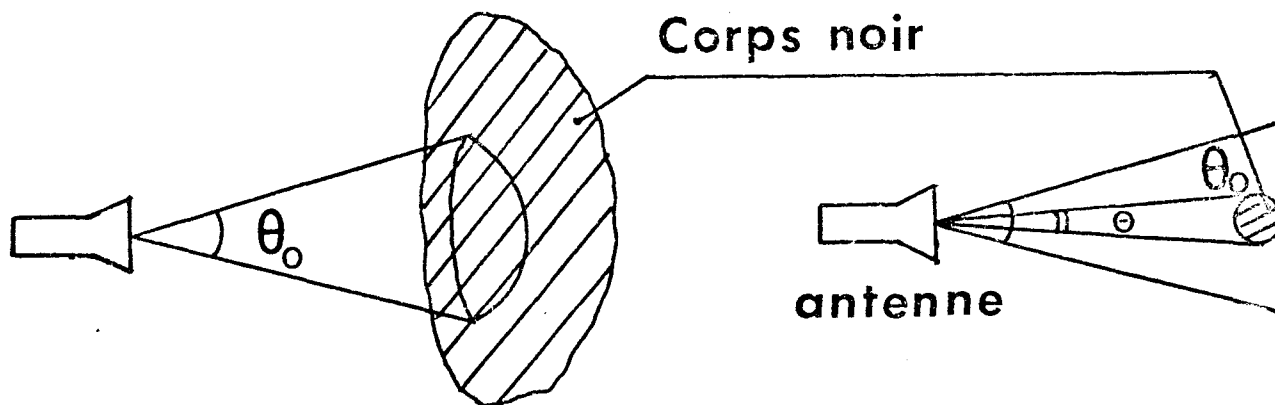


FIGURE 1.2

FIGURE 1.3

1.4. ESTIMATION DE L'ÉPAISSEUR DES TISSUS SOUMIS À L'INVESTIGATION DE LA MÉTHODE RADIOMETRIQUE

Rapprochons-nous des conditions réelles ; l'objet est supposé non réfléchissant, porté à une température T uniforme ; mais son atténuation α est finie. Si toutes les particules de matière participent à l'émission thermique la contribution de chacune d'elles au signal émis vers l'extérieur peut être très différente. En effet, le rayonnement provenant d'un point situé à une distance x de la surface est atténué dans un rapport $\exp(-\alpha x)$ avant de parvenir à l'espace libre. Ainsi, seule la couche superficielle, dont l'épaisseur est un peu supérieure à l'épaisseur de peau $\delta = \frac{1}{\alpha}$ contribue au signal perçu de l'extérieur (pour éviter toute ambiguïté, nous préférons ici donner à δ l'appellation : *profondeur de pénétration*).

Soulignons ici la dualité entre les phénomènes d'absorption d'une onde électromagnétique et d'émission thermique (pour un même matériau émissif et une même fréquence). Dans les deux cas, c'est le même volume qui est concerné par les deux mécanismes. Ainsi, en mode TEM, dans le cas de tissus homogènes (figure 1.4) la couche de tissus d'épaisseur Δx , située à une profondeur x , portée à une température $T + \Delta T$ rayonnera à l'extérieur un signal tel que la température apparente aura pour valeur $T + \Delta T_A$ avec :

$$\Delta T_A = \Delta T \left(1 - \exp\left(-\frac{\Delta x}{\delta}\right) \right) \exp(-x/\delta) \quad (1.5)$$

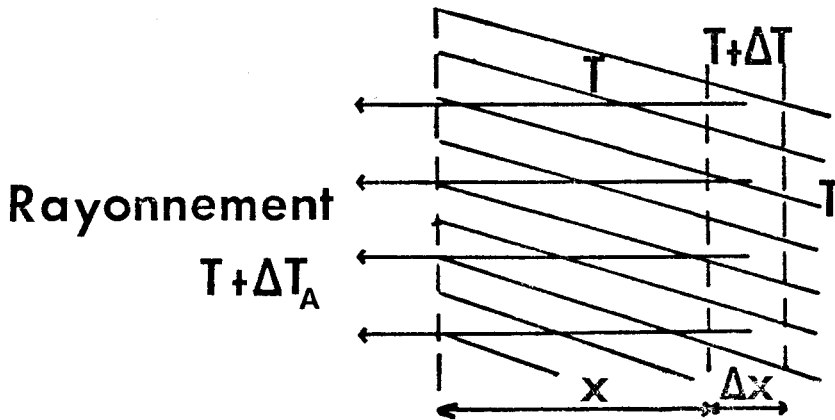


FIGURE 1.4

Ainsi, le volume du matériau (ici tissu vivant supposé homogène) soumis à l'investigation de la technique radiométrique dépend de l'atténuation α à la fréquence considérée.

En infrarouge, la profondeur de pénétration dans les tissus vivants est inférieure au millimètre ; par conséquent, on ne peut mesurer dans ce cas que la température superficielle des tissus testés.

Dans le domaine hyperfréquence, les tissus vivants sont beaucoup moins absorbants. La valeur de la profondeur de pénétration δ en fonction de la fréquence a été estimée par plusieurs auteurs [29,30,31,32]; on peut la déduire de la permittivité complexe ϵ^* donnée en figure 1.5; On sait que :

$$\epsilon^*(f) = \epsilon'(f) - j \epsilon''(f) \quad (1.6)$$

$$\sqrt{\epsilon^*(f)} = n(f) - j K(f) \quad (1.7)$$

avec $n(f)$, $k(f)$ respectivement indice de réfraction et indice d'extinction à la fréquence f ;

On a alors :

$$n^2 = \frac{\epsilon'_r}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\epsilon''_r}{\epsilon'_r}\right)^2} + 1 \right) \quad (1.8)$$

Dans le cas des tissus biologiques très absorbants (muscle, peau, organes internes) et pour des fréquences égales ou supérieures à 1 GHz, on peut en première approximation négliger le terme $\left(\frac{\epsilon''_r}{\epsilon'_r}\right)^2$ devant l'unité. L'expression 1.8 se réduit alors à $n^2 \approx \epsilon'_r$. D'autre part, la profondeur de pénétration

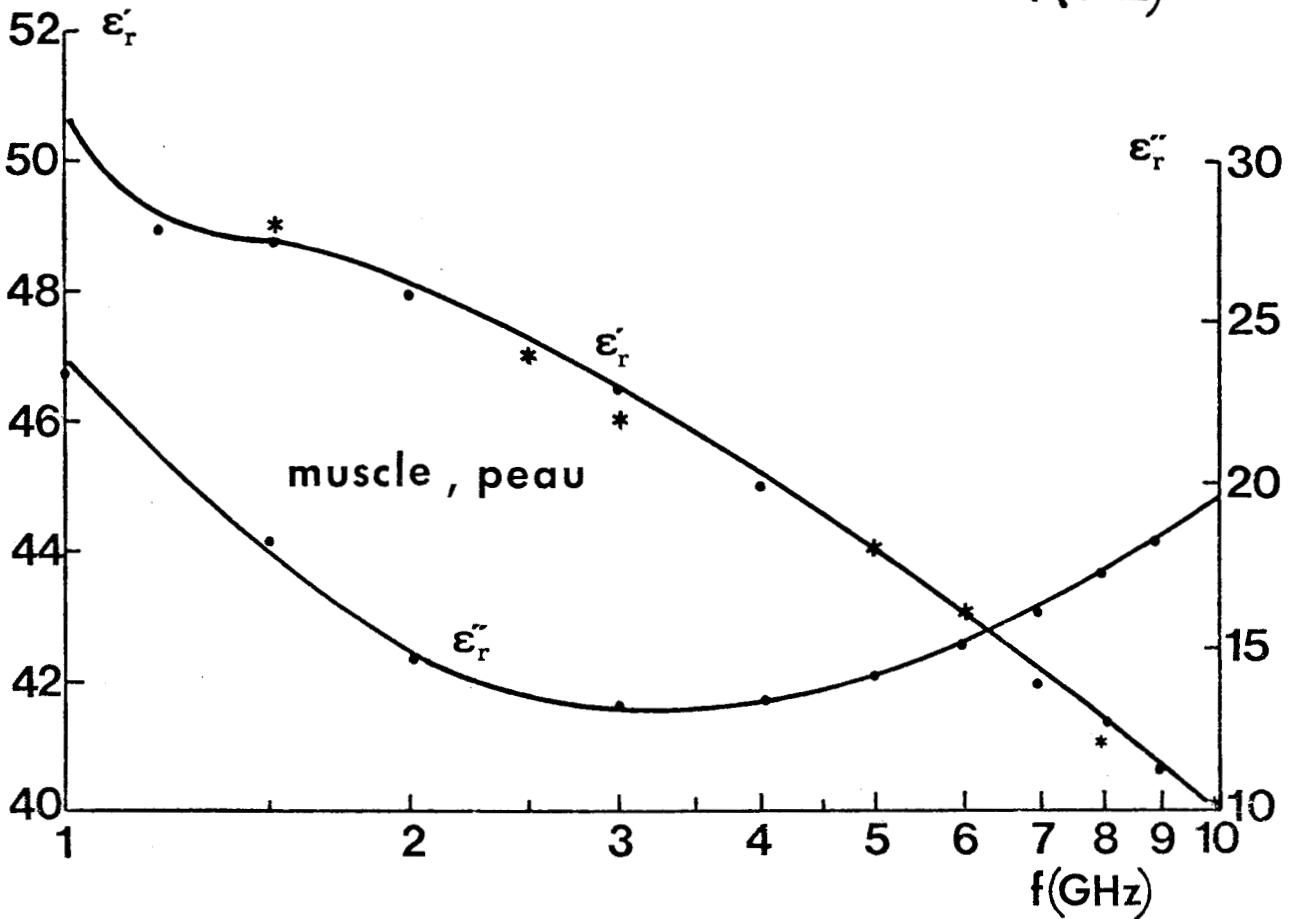
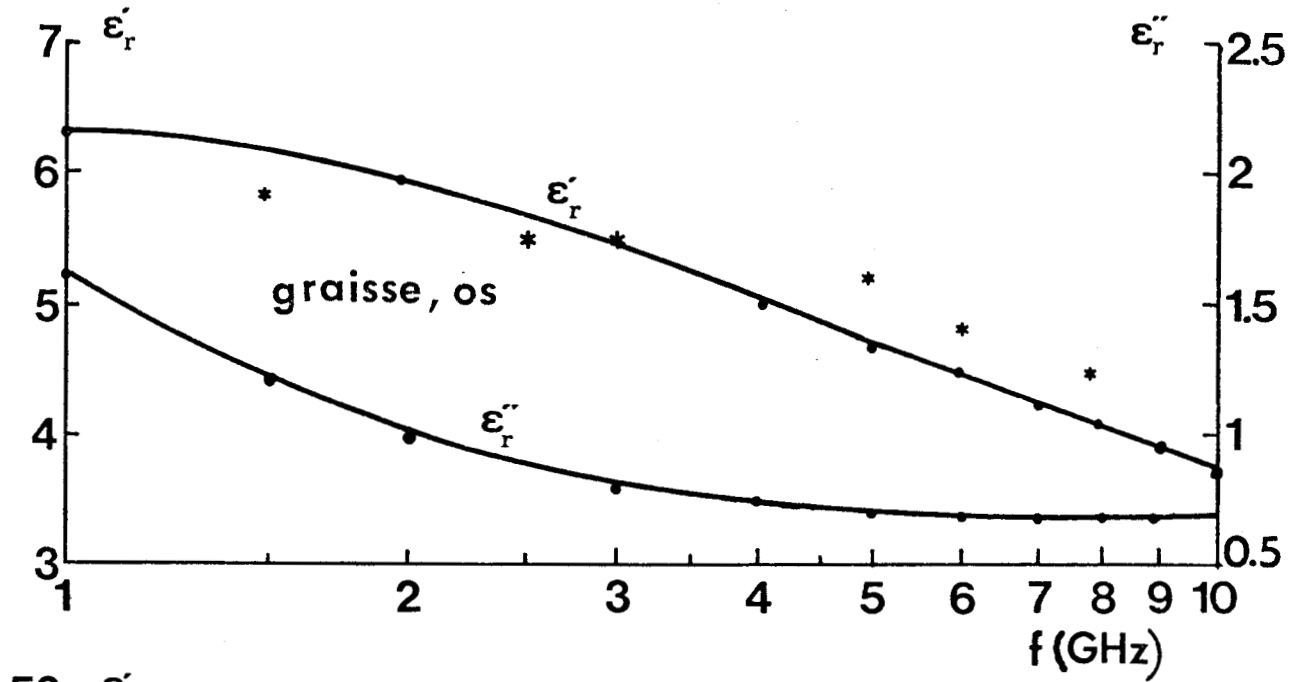


Figure 1.5 : Permittivité complexe des tissus vivants en fonction de la fréquence

* SCHWAN [29,30]; • Tell [31]



est donnée par une relation classique :

$$\delta = \frac{n.c}{\epsilon_r'' \cdot \omega} = \frac{n.c}{2 \pi f \cdot \epsilon_r''} \quad (1.9)$$

En remplaçant n par sa valeur approchée dans la relation 1.9 on obtient :

$$\delta \approx \frac{\sqrt{\epsilon_r'} \cdot c}{2 \pi f \cdot \epsilon_r''} \quad (1.10)$$

Les valeurs de la profondeur de pénétration δ pour une température voisine de celle du corps humain $T \approx 37^\circ\text{C}$, en fonction de la fréquence sont présentées figure 1.6, aux fréquences comprises entre 1 GHz et 10 GHz, pour différents types de tissus.

Mentionnons que des mesures de permittivité et de profondeur de pénétration pour des tissus adipeux et musculaires ont été aussi réalisés en gamme millimétrique [33] pour des fréquences comprises entre 40 et 90 GHz.

Ces résultats appellent les remarques suivantes : la profondeur de pénétration est comprise entre quelques millimètres (tissus très absorbants) et plusieurs centimètres (tissus adipeux et osseux) entre 1 et 10 GHz. Pour les fréquences supérieures (gamme millimétrique) cette profondeur de pénétration est de l'ordre du millimètre. Ceci justifie l'emploi des microondes (particulièrement en gamme centimétrique et décimétrique) pour l'investigation de la température sous-cutanée.

La profondeur de pénétration peut différer d'un ordre de grandeur compte tenu de la nature des tissus (ceux qui ont une forte teneur en eau, tels les muscles, la peau et les organes internes, sont les plus absorbants).

La fréquence a un rôle important; pour un matériau de conductivité constante, la profondeur de pénétration δ suit une loi en $f^{-1/2}$; ce n'est pas le cas ici et la variation de δ est approximativement en f^{-1} . Cette évolution suggère la possibilité de travailler à plusieurs fréquences afin d'explorer les strates de tissus d'épaisseurs différentes; on peut ainsi espérer déceler la présence de gradients thermiques correlés à certains troubles pathologiques.

Enfin, il convient de rappeler que les hypothèses dans lesquelles sont établies les valeurs numériques de δ (figure 16) concernent une onde plane T.E.M. et ne s'appliquent, en toute rigueur, qu'à la détection par une antenne éloignée de l'objet d'un faisceau normal au dioptre air-tissus.

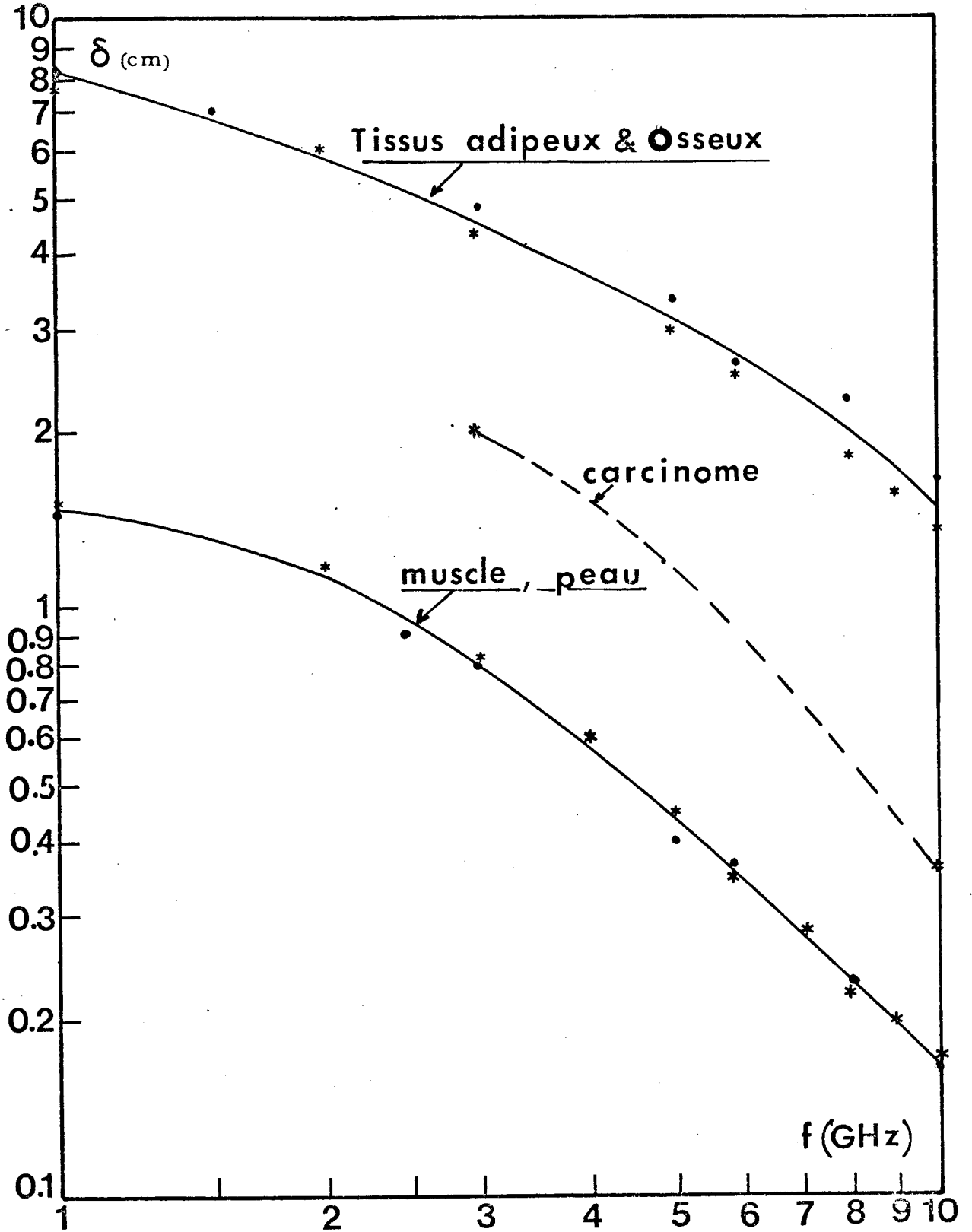


Figure 1.6 : Profondeur de pénétration δ d'une onde TEM dans les tissus vivants en fonction de la fréquence ($T \neq 37^\circ\text{C}$)

* SCHWAN [29,30] ; ● TELL [31]



I.5. INFLUENCE DES EFFETS DE REFLEXION A L'INTERFACE AIR-TISSUS

En réalité, le transfert d'énergie entre le corps émissif (ici des tissus biologiques) et l'antenne réceptrice ne se fait pas parfaitement comme dans le cas d'un corps noir. Il convient donc de tenir compte des effets de réflexion à l'interface air-tissus (coefficient de réflexion en puissance ρ). Ces effets de réflexion concernent tout d'abord l'émission thermique générée par les tissus vivants.

La relation (1.3) doit donc s'écrire :

$$P(f) = k.T \left(1 - \rho(f) \right) \cdot \Delta f \quad (1.11)$$

puisque ρ exprime le pourcentage de puissance qui ne franchit pas le dioptré air-tissus et est renvoyé vers l'intérieur. La quantité $(1 - \rho)$ est parfois appelée émissivité.

La température T de l'objet émissif, vue de l'extérieur, est donc réduite dans un rapport $1 - \rho$.

Le coefficient de réflexion en tension Γ à l'interface entre deux milieux de propagation est relié directement aux permittivités complexes de ces deux milieux par une relation classique :

$$\Gamma = \frac{\sqrt{\epsilon_1^*} - \sqrt{\epsilon_2^*}}{\sqrt{\epsilon_1^*} + \sqrt{\epsilon_2^*}} \quad (1.12)$$

avec ϵ_1^* et ϵ_2^* , respectivement, permittivité complexe du milieu d'émission et de réception.

Dans le cas présent, (dioptré tissus-air) le module du coefficient de réflexion en puissance est, compte tenu de la relation 1.7, relié à l'indice de réfraction n et d'extinction K par la relation :

$$\rho(f) = \frac{\left(n(f) - 1 \right)^2 + K^2(f)}{\left(n(f) + 1 \right)^2 + K^2(f)} \quad (1.13)$$

Une autre conséquence de ces effets de réflexion réside dans le fait que l'antenne peut recevoir, comme le montre la figure 1.7, des signaux provenant d'autres sources.

En outre, d'autres effets de réflexion peuvent apparaître au sein des tissus lorsqu'ils sont différents ; les coefficients de réflexions correspondants (tirés des travaux de Johnson et Guy [34]) en fonction de la fré-

quence sont donnés figure 1.8.

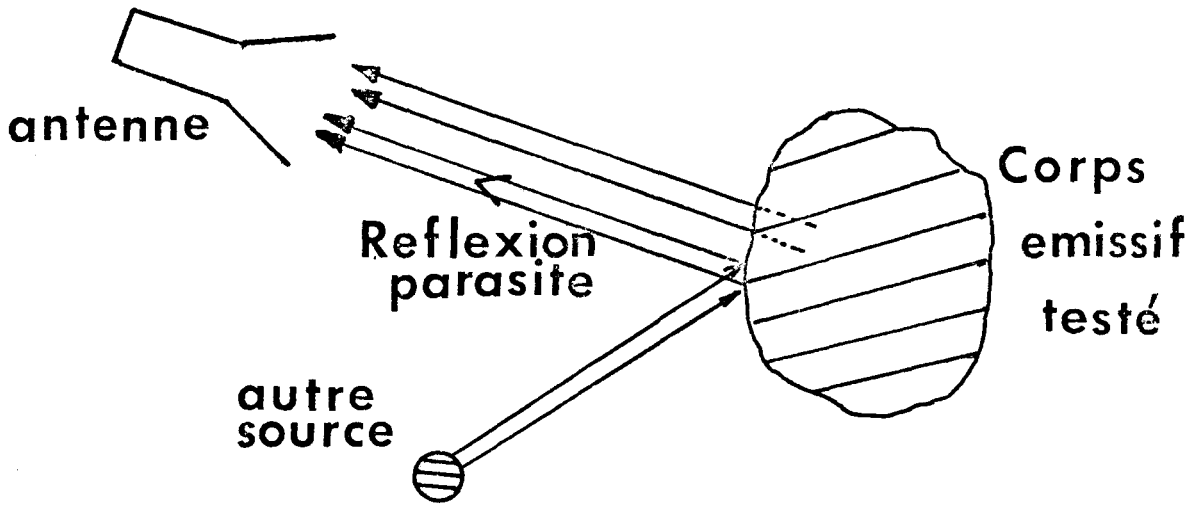


Figure 1.7.

I.6. ESTIMATION DES CONSEQUENCES D'UN GRADIENT THERMIQUE AU SEIN DES TISSUS
(CARCINOME PAR EXEMPLE) SUR LA TEMPERATURE APPARENTE MESUREE.

Si, tout d'abord, nous considérons les tissus portés à une température constante T , le radiomètre détecte un certain niveau de puissance. Mais si un gradient thermique existe à partir d'une certaine profondeur (c'est le cas correspondant à l'existence d'une tumeur), une couche d'épaisseur Δx_t portée à la température $(T + \Delta T)$ va générer un accroissement de la température apparente :

$$\Delta T_A = \Delta T \left[1 - \exp(-\alpha_t \Delta x_t) \right] \exp \left\{ -\alpha_g (x - x_p) \right\} (1 - \rho_{gp}) \exp(-\alpha_p x_p) \quad (1.14)$$

avec : ρ_{gp} coefficient de réflexion en puissance à l'interface grasse-peau,
 α_t coefficient d'absorption en puissance de la tumeur,
 α_g " " " de la grasse,
 α_p " " " de la peau
 Δx_t épaisseur de la couche de tissu tumoral,
 x_g " " de tissu adipeux,
 x_p " " constituée de la peau.
 x position de la couche tumorale considérée.

L'expression (1.14) est appliquée ici dans les hypothèses suivantes :

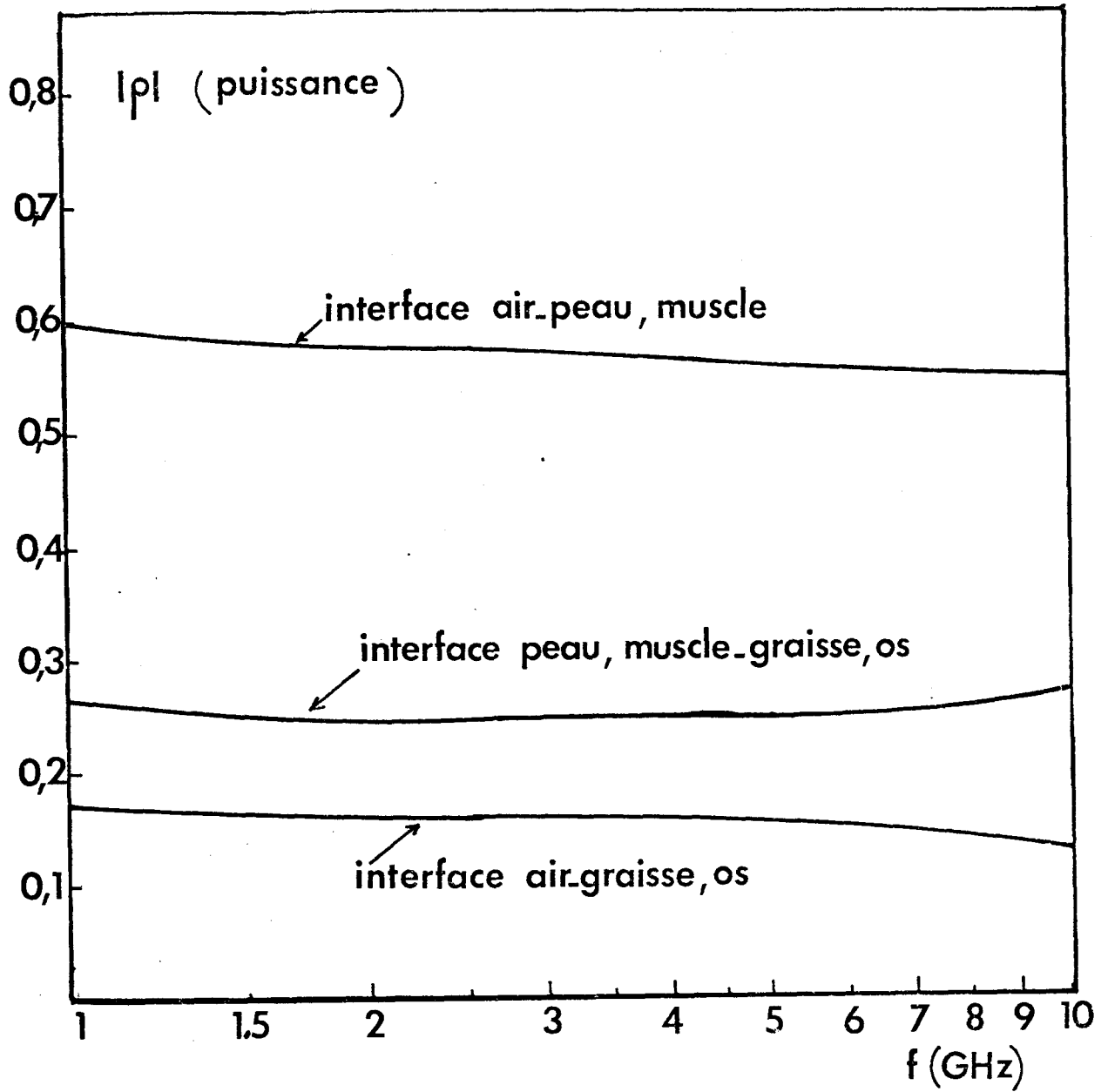


Figure 1.8 : Coefficient de réflexion ρ caractérisant différents interfaces de tissus vivants en fonction de la fréquence (JOHNSON et GUY [34])



. On utilise un modèle simplifié de tissus multicouches planes [35], les couches sont généralement au nombre de trois (tissu tumoral suivi d'une couche de tissu adipeux et enfin, une couche constituée de la peau).

. On suppose que le volume de tissu à une température supérieure à T, situé dans la couche de tissu adipeux, a les mêmes caractéristiques électriques que la graisse (en réalité les caractéristiques d'un carcinome pris comme exemple sont intermédiaires entre celles des tissus musculaires et celles des tissus adipeux[29,30])

. On admet que la résolution spatiale de l'antenne est supérieure aux dimensions latérales de la tumeur.

Pour illustrer ce qui vient d'être dit, nous prenons comme exemple les caractéristiques électriques des tissus considérés à 9 GHz (figures 1.6 et 1.8) :

$$\begin{aligned}\rho_{gp} &= 0,25 \\ \alpha_t &= \alpha_g = 0,5 \text{ cm}^{-1} \\ \alpha_p &= 5 \text{ cm}^{-1} \\ x_g &= 1 \text{ cm} \\ x_p &= 0,1 \text{ cm}\end{aligned}$$

Pour $\Delta T = 2^\circ\text{C}$ par exemple, nous obtenons $\Delta T_A \neq 0,55^\circ\text{C}$

Remarquons que ce type de calcul est très approché car en réalité on n'est pas certain d'opérer sur des tissus parfaitement stratifiés avec une onde en propagation libre.

I.7. DEFINITION DES CARACTERISTIQUES GENERALES DE LA METHODE RADIOMETRIQUE.

Les valeurs numériques concernant les profondeurs de pénétration d'une onde électromagnétique plane dans les tissus vivants (figure 1.6) justifient le choix d'une fréquence située entre 1 et 10 GHz. C'est pourquoi le premier dispositif que nous avons étudié a été réalisé à 9 GHz.

D'autre part, la limite pratique de la sensibilité en température dans le domaine médical est probablement fixée par les fluctuations aléatoires de la température des tissus (bruit physiologique). L'amplitude de ce bruit, estimée en variations équivalentes de la température, est souvent supérieure à $0,1^\circ\text{C}$ [36]. Notre détecteur doit donc pouvoir déceler un écart de température apparente T_A voisin de $0,1^\circ\text{C}$; sa sensibilité, dans le cas d'une adaptation parfaite, entre les tissus et l'antenne est donnée par la relation $\Delta P = k \cdot \Delta T_A \Delta f$, soit pour une bande passante de 1 GHz, $\Delta P \neq 10^{-15}$ watts.

Dans ce projet, on souhaite ainsi obtenir en sortie du détecteur un signal permettant de mesurer directement la température moyenne apparente dans le volume cible.

En ce qui concerne l'antenne que nous préférons ici appeler "sonde détectrice", deux possibilités nous sont offertes :

- sonde à distance de l'objet-cible,
- sonde au contact de l'objet-cible.

Nous pensons que la première solution pose trop de problèmes à cause des effets de réflexion analysés brièvement au paragraphe précédent, et que nous allons rappeler ici.

Ces problèmes de réflexions concernent :

. Les réflexions parasites provenant du milieu ambiant mettant en jeu des signaux dont l'intensité n'est pas négligeable devant celle des signaux thermiques générés par les tissus vivants que nous voulons détecter. La situation est particulièrement aggravée si la contribution des sources extérieures n'est pas constante (allumage et extinction des néons par exemple etc.). L'éta-
lonnage du dispositif radiométrique devient alors délicat.

. L'émissivité à l'interface air-tissus n'est pas optimale aux fréquences considérées, et il est très difficile de réaliser une adaptation entre les tissus testés et la sonde à distance.

. La non planéité du dioptré air-tissus peut également entacher la validité des mesures. En effet, l'interprétation des thermogrammes est fondée sur l'hypothèse d'une émissivité uniforme sur toute la surface corporelle explorée. Cette approximation est valable dans de nombreuses applications, à condition toutefois de tenir compte de l'influence non négligeable de la direction d'observation, en particulier lors de l'examen de régions corporelles à forte courbure (sein, face, cerveau etc.). Des travaux récents[36bis]montrent qu'en infrarouge, le facteur d'émission de la peau humaine varie notablement en fonction de l'angle d'émission ; l'erreur ainsi introduite sur la mesure de la température peut atteindre 0,5°C. Il y a tout lieu de penser que des effets du même type peuvent se produire en gamme hyperfréquence. C'est pour ces raisons que nous préférons actuellement opérer avec une sonde placée directement au contact des tissus examinés.

1.8. CONCLUSION

En conclusion, les problèmes que nous comptons résoudre sont les suivants :

- * La réalisation d'un détecteur radiométrique hyperfréquence de grande sensibilité.
- * La mise au point d'une méthode de mesure directe de la température moyenne dans un volume donné de matériau émissif.
- * La réalisation de sondes permettant d'assurer un couplage électromagnétique satisfaisant entre le matériau émissif et le détecteur radiométrique.
- * La mise au point d'une méthode de mesure de température in vivo.

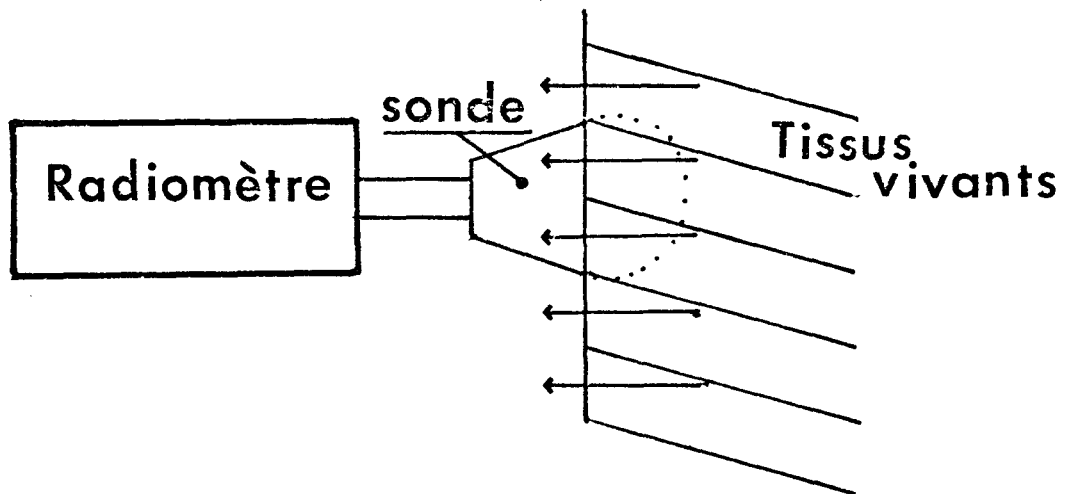


FIGURE 1.10

SCHEMA SYNOPTIQUE DU DISPOSITIF RADIOMETRIQUE A REALISER.

CHAPITRE II

ETUDE ET RÉALISATION D'UN DISPOSITIF RADIOMÉTRIQUE
EN BANDE X

MESURE DE LA TEMPÉRATURE D'UN DIPÔLE RÉSISTIF

II.1. INTRODUCTION

Ce chapitre est consacré au rappel des principes de base de la radiométrie hyperfréquence ainsi qu'à l'étude et la réalisation d'un dispositif en bande X, ayant une sensibilité suffisante ($\Delta T_{\min} = 0,1^{\circ}\text{C}$) pour résoudre le problème qui nous est posé.

II.2. MESURE DE LA TEMPERATURE DE BRUIT D'UNE CHARGE ADAPTEE PAR RADIOMETRE

II.2.1 RADIOMETRE A PUISSANCE TOTALE

a) Principe

Le schéma de principe du dispositif tel qu'on le concevait au début de la radiométrie est donné en figure 2.1.

Le signal de bruit contenant l'information, qui est ici la température T de la charge, est envoyé directement à l'entrée d'un mélangeur associé à un oscillateur local (fréquence f_{OL}). Après translation de fréquence, le signal moyenne fréquence obtenu est ensuite amplifié et détecté avant d'être envoyé sur un appareil de lecture ou d'enregistrement.

b) Sensibilité du dispositif

Le dispositif de la figure 2.1. est caractérisé par :

- sa bande passante Δf
- son gain G
- sa température de bruit propre T_R

La puissance de bruit produite par la charge adaptée portée à la température T est donnée par la relation de Nyquist :

$$P = k T \Delta f \quad (2.1)$$

Après amplification, nous avons à la sortie du détecteur :

$$P_S = G k (T + T_R) \Delta f \quad (2.2)$$

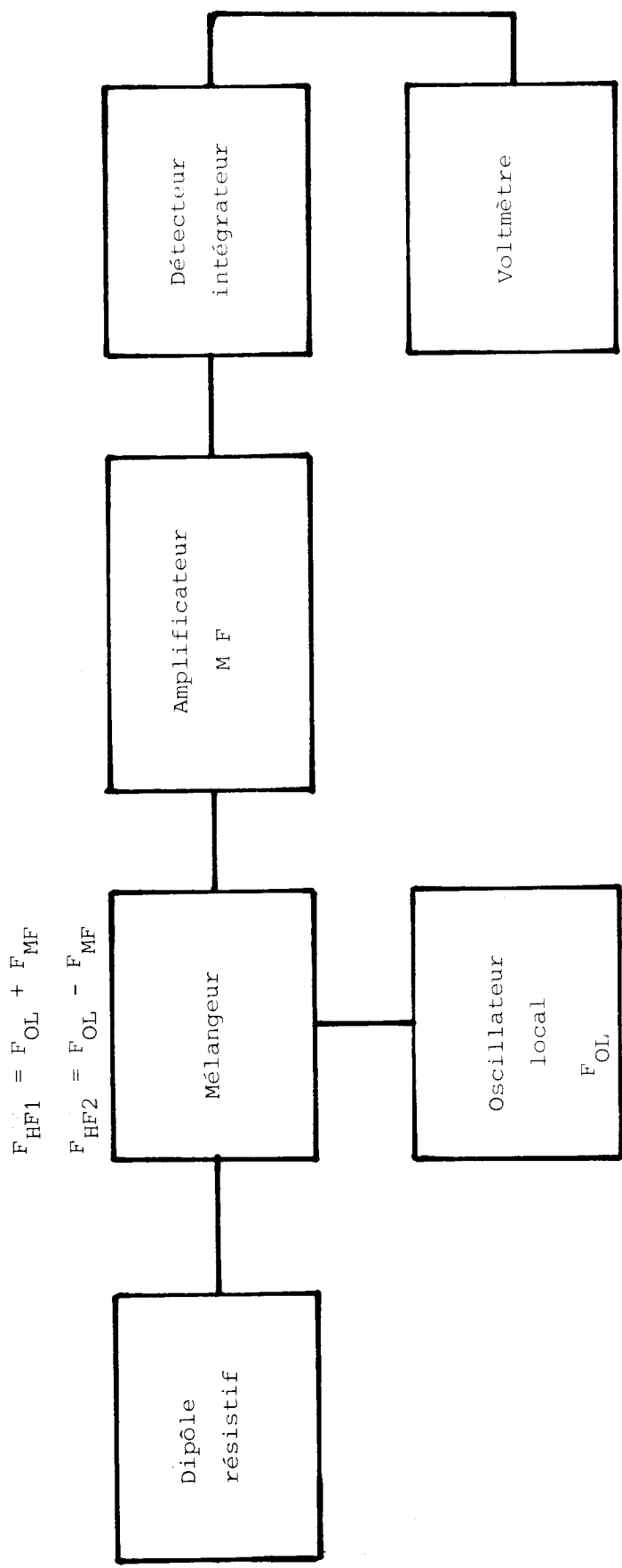


FIGURE 2.1. - RADIOMETRE A PUISSANCE TOTALE



Compte tenu des fluctuations des paramètres G, T, T_R , la variation ΔP_S de la puissance de sortie (pour 1 Hz de bande passante) est donnée par la relation :

$$\Delta P_S = kG [\Delta T + \Delta T_R] + k (T + T_R) \Delta G \quad (2.3)$$

On constate donc que la variation ΔP_S de la puissance de sortie P_S est provoquée non seulement par une variation de la température de la charge ΔT , mais aussi par une variation de la température propre du récepteur ΔT_R et une fluctuation aléatoire du gain de la chaîne d'amplification ΔG .

Dans ces conditions, si le détecteur présente une réponse quadratique, on montre [37,38] que la sensibilité du détecteur radiométrique (en d'autres termes la température minimale décelable) est donnée par la relation :

$$\Delta T_{\min} = \frac{T + T_R}{\sqrt{t \cdot \Delta f}} + (T + T_R) \frac{\Delta G}{G} \quad (2.4)$$

Cette relation montre que pour réunir les conditions nécessaires à l'obtention d'une sensibilité intéressante, il faut disposer d'un récepteur ayant :

- . une température de bruit propre T_R la plus faible possible,
- . une bande passante Δf aussi grande que possible,
- . un gain G important,
- . une fluctuation ΔG du gain, de la chaîne d'amplification, la plus faible possible.

Quant à la constante de temps t d'intégration introduite par la direction synchrone, un compromis doit être réalisé entre la sensibilité et la rapidité de la mesure.

Dans l'état actuel de la technologie, les trois premières conditions sont réalisables :

- On peut optimiser la température de bruit propre T_R du récepteur en plaçant, entre l'entrée du détecteur radiométrique et du mélangeur, un amplificateur paramétrique ou un autre type d'amplificateur faible bruit, par exemple à transistors FET GaAs.
- Des gains importants peuvent être réalisés.
- Une bande passante de l'ordre du GigaHertz peut être également réalisée.

Par contre, malgré les stabilisations internes des tensions d'alimentation dans les amplificateurs actuels, on n'arrive pas à s'affranchir entièrement des fluctuations du gain ; aussi, pour les amplificateurs FET GaAs actuels, on a généralement un terme $\frac{\Delta G}{G}$ de l'ordre de 2.10^{-3} . Si l'on reprend l'expression (2.4) on voit qu'il est difficile de remédier à la dégradation de la sensibilité du dispositif, due aux fluctuations du gain, même par un choix judicieux des composants.

Ainsi, pour un récepteur dont les caractéristiques sont :

- facteur de bruit $F = 5$ dB , $T_R \neq 630^\circ\text{K}$
- température de la charge $T = 310^\circ\text{K}$ (voisine de celle du corps humain)
- bande passante $\Delta f = 1$ GHz
- variation du gain $\frac{\Delta G}{G} = \pm 2.10^{-3}$
- constante d'intégration $t = 4$ secondes.

L'erreur quadratique moyenne ou la sensibilité théorique (sans tenir compte des effets de fluctuations du gain) serait :

$$\Delta T_{\min} = \frac{T + T_R}{\sqrt{t \cdot \Delta f}} \neq 0,015^\circ\text{K}$$

Alors que la sensibilité réelle, résultant simplement des fluctuations du gain est de :

$$\Delta T_G = \frac{\Delta G}{G} (T + T_R) \leq 2^\circ\text{K}$$

Si la sensibilité du radiomètre est diminuée, il en est de même de la précision relative des mesures de la température T de la charge qui seront affectées d'une incertitude ΔT_M égale à ΔT_G :

$$\frac{\Delta T_M}{T} \leq \frac{\Delta G}{G} \left(1 + \frac{T_R}{T}\right) = 0,6 \%$$

Comme il est pratiquement impossible d'avoir un gain rigoureusement constant, il faut faire en sorte que l'influence de ses fluctuations sur la sensibilité soit réduite.

C'est pourquoi il est intéressant de réaliser un autre type de dispositif proposé par Dicke [1] dès 1946.

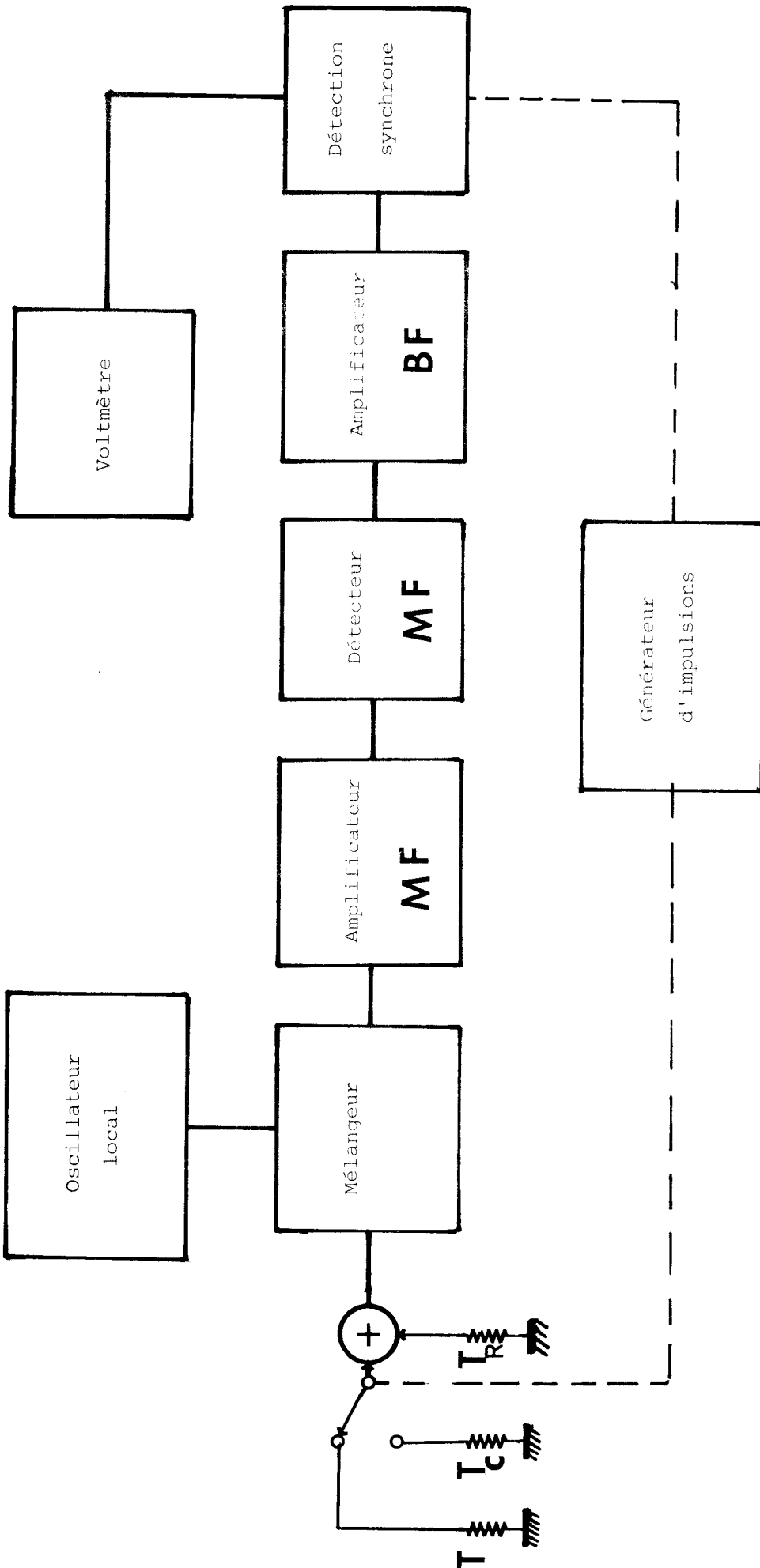


FIGURE 2.2. - RADIOMETRE CLASSIQUE DE DICKE -



II.2.2 RADIOMETRE CLASSIQUE DE DICKE

a) Principe

Dans le souci de minimiser l'effet des fluctuations du gain de la chaîne sur la sensibilité et la précision relative des mesures, Dicke a introduit entre l'antenne (ici charge adaptée) et le mélangeur, un commutateur mécanique (qui sera plus tard remplacé par un modulateur électronique dans le but d'augmenter la fréquence de commutation). Le rôle de ce modulateur est de connecter alternativement le détecteur à la charge portée à la température T et une charge adaptée portée à une température T_C (figure 2.2) (généralement T_C égale l'ambiante).

Si la fréquence de commutation est grande par rapport à la fréquence des fluctuations aléatoires du gain, on peut admettre que le gain est constant pendant chaque cycle.

Dans ce cas, après changement de fréquence et amplification moyenne fréquence, le signal de bruit recueilli pendant chaque demi-période est proportionnel à $(T + T_R)$ et $(T_C + T_R)$ (figure 2.3).

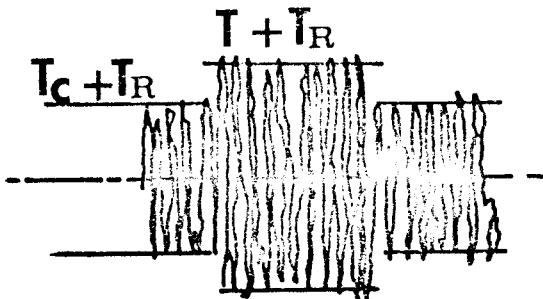


FIGURE 2.3

cas où $T > T_C$

Le signal (figure 2.3) est ensuite détecté. Après filtrage et amplification basse fréquence, on effectue une détection synchrone. Le signal est enfin intégré avant lecture ou enregistrement. La figure 2.4 représente les différentes phases de traitement du signal contenant l'information, de la sortie de l'amplificateur moyenne fréquence à la lecture.

b) Sensibilité du radiomètre de Dicke [39]

La puissance à la sortie du détecteur (pour un Hertz de bande passante) est :

$$P_S = kG (T + T_R) - kG (T_C + T_R)$$

soit :

$$P_S = kG (T - T_C) \tag{2.5}$$

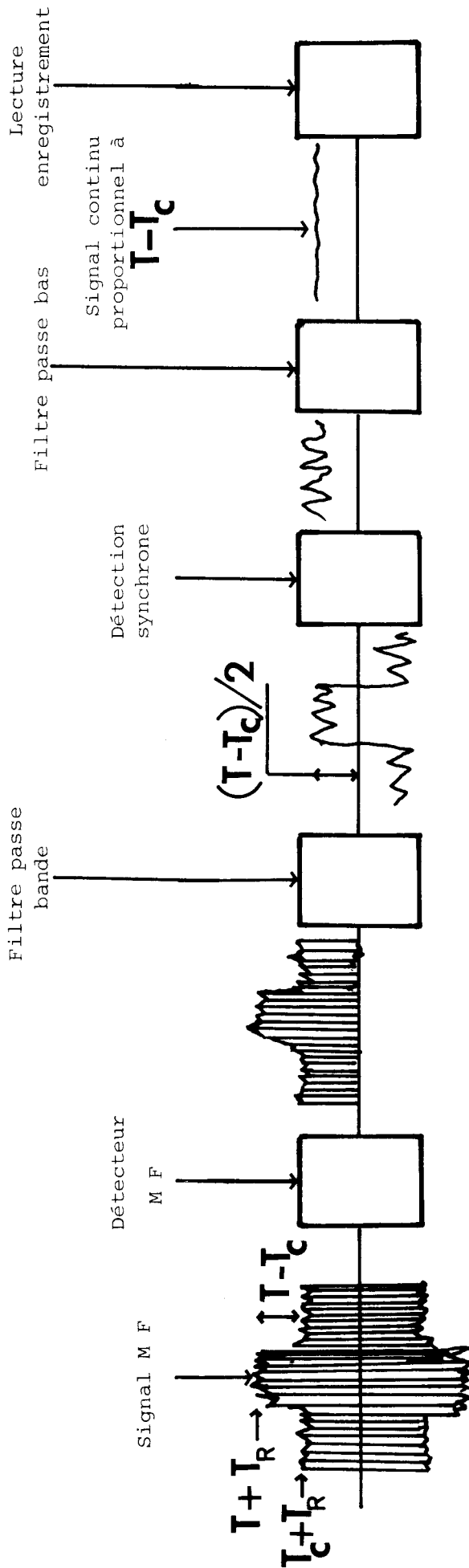


FIGURE 2.4 - FORME DES SIGNAUX DANS LA PARTIE MOYENNE ET BASSE FREQUENCE DU RADIOMETRE DE DICKE -



$$\Delta P_s = k[G (\Delta T - \Delta T_C) + \Delta G(T - T_C)] \quad (2.6)$$

L'expression (2.6) montre alors que la variation du signal à la sortie du radiomètre est directement liée à :

- la variation ΔT de la température T inconnue à mesurer.
- la fluctuation ΔT_C de la température T_C de la charge adaptée de référence .

Il subsiste néanmoins, comme dans le cas du radiomètre à puissance totale, des fluctuations ΔG du gain. Cependant, le dispositif de Dicke présente un avantage certain car si l'on réalise une méthode de zéro (en égalant T_C à T) on s'affranchit entièrement de l'erreur consécutive à la fluctuation du gain (expression 2.6).

Dans les cas pratiques où l'égalité de T et T_C n'est pas tout à fait réalisée, l'effet de ΔG sur la variation de la puissance ΔP_s résultante est néanmoins fortement réduit.

Si l'on reprend les valeurs numériques précédentes et si l'on se fixe $T_C = 290^\circ\text{K}$ (température ambiante), la contribution de l'effet de fluctuation du gain est de :

$$\Delta T_G = (T - T_C) \frac{\Delta G}{G} = 0,04^\circ\text{K}$$

et la précision relative sur la détermination de T est :

$$\frac{\Delta T_M}{T} = \frac{\Delta T_G}{T} \leq \left(1 - \frac{T_C}{T}\right) \frac{\Delta G}{G} = 0,013 \%$$

La comparaison de ces résultats avec ceux obtenus dans le cas du radiomètre à puissance totale, montre que, même sans réaliser une méthode de zéro, le dispositif de Dicke est nettement plus performant.

Il faut toutefois signaler un léger inconvénient inhérent au radiomètre de Dicke : dans le cas où la commutation correspond à une modulation en crénaux, l'antenne ne fournit de l'énergie que pendant la moitié du temps. La sensibilité théorique du récepteur, à gain constant et à démodulation en crénaux, se trouve donc diminuée d'un facteur 2. L'expression 2.4 devient :

$$\Delta T_{\min} = 2 \frac{(T + T_R)}{\sqrt{t \cdot \Delta f}} \quad (2.7)$$

II.3. REALISATION PRATIQUE DU BANC RADIOMETRIQUE

II.3₁ BANC EN STRUCTURE GUIDE RECTANGULAIRE BANDE X

Un premier dispositif (figure 2.5) a été réalisé sur la base d'éléments existants au laboratoire. C'est un radiomètre classique fonctionnant selon le même principe que le radiomètre de Dicke [11].

Les principales caractéristiques de ce dispositif, qui nous a permis de faire les premiers essais, sont les suivantes :

- . gamme de fréquence RF 8-11 GHz
- . bande passante FI 60 MHz
- . facteur de bruit 11 dB
- . sensibilité en température $\pm 0,5^{\circ}\text{C}$ (fig. II.6)
- . constante d'intégration t 10 secondes.

Au vu des caractéristiques de ce premier banc, il s'avère que si l'on veut aboutir à un dispositif destiné à l'expérimentation prévue, ce système présente les inconvénients suivants :

- . une sensibilité en température insuffisante.
- . un poids et un encombrement trop importants (les expériences envisagées nécessitent que l'appareil soit portable).

Pour ces raisons, il s'est avéré nécessaire de mettre au point un banc radiométrique en structure guide coaxial miniature et de faire en sorte que l'on réalise une meilleure sensibilité.

II.3₂ BANC EN STRUCTURE GUIDE COAXIAL MINIATURE

Le schéma synoptique du dispositif est montré en figure 2.7.

Nous allons considérer successivement les différents éléments constitutifs du dispositif de la figure 2.7 et examiner ce qui détermine ses performances.

* Le modulateur

Deux dispositifs ont été envisagés, l'un à ferrite (monté sur structure guide rectangulaire), l'autre à diodes PIN (monté sur structure coaxiale miniature).

Pour des raisons liées à l'encombrement des composants, notre choix s'est arrêté-

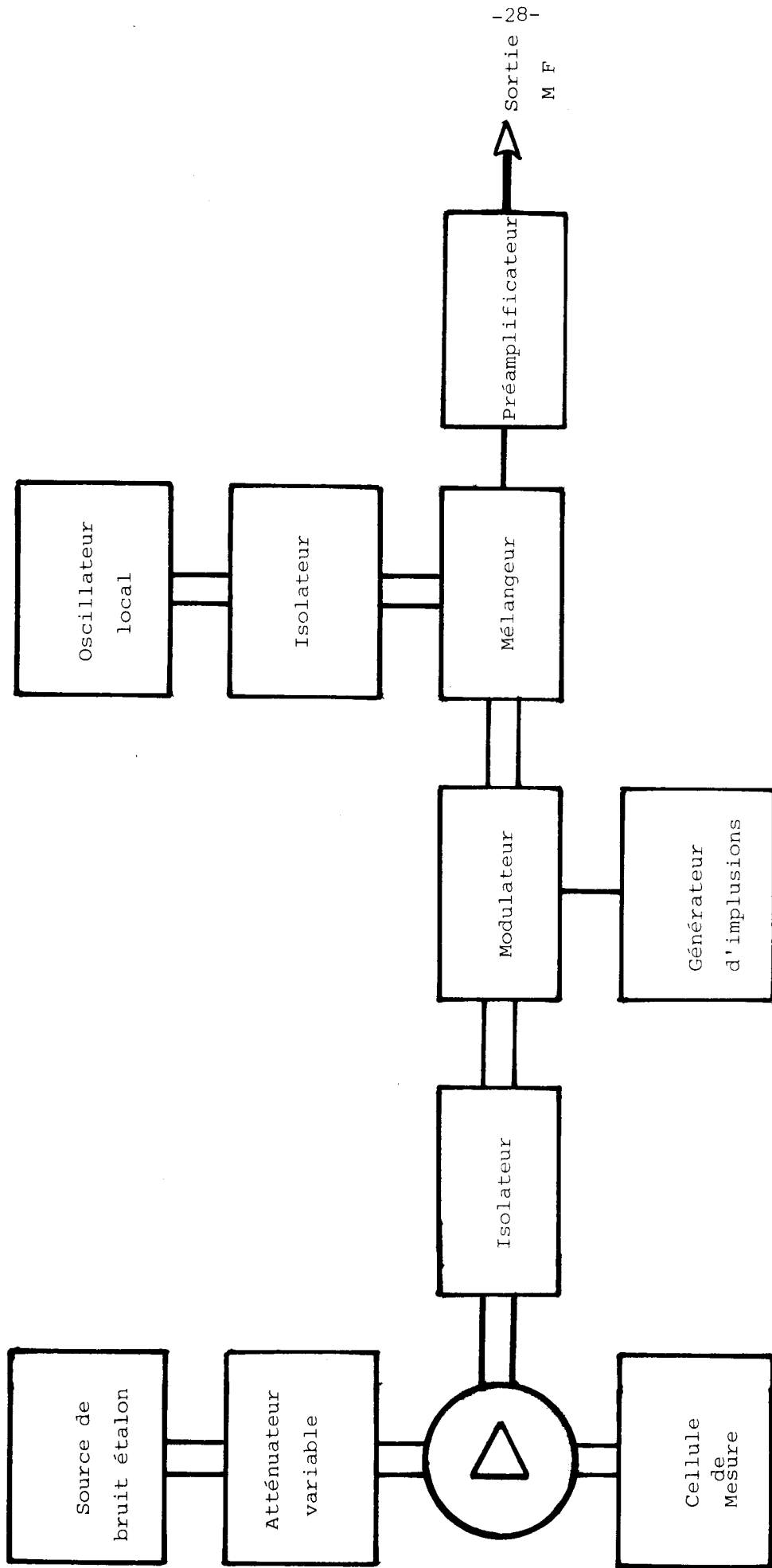


FIGURE 2.5. - SCHEMA DE LA TETE HYPERFREQUENCE DU RADIOMETRE DE DICKE
(= STRUCTURE GUIDE RECTANGULAIRE BANDE X)



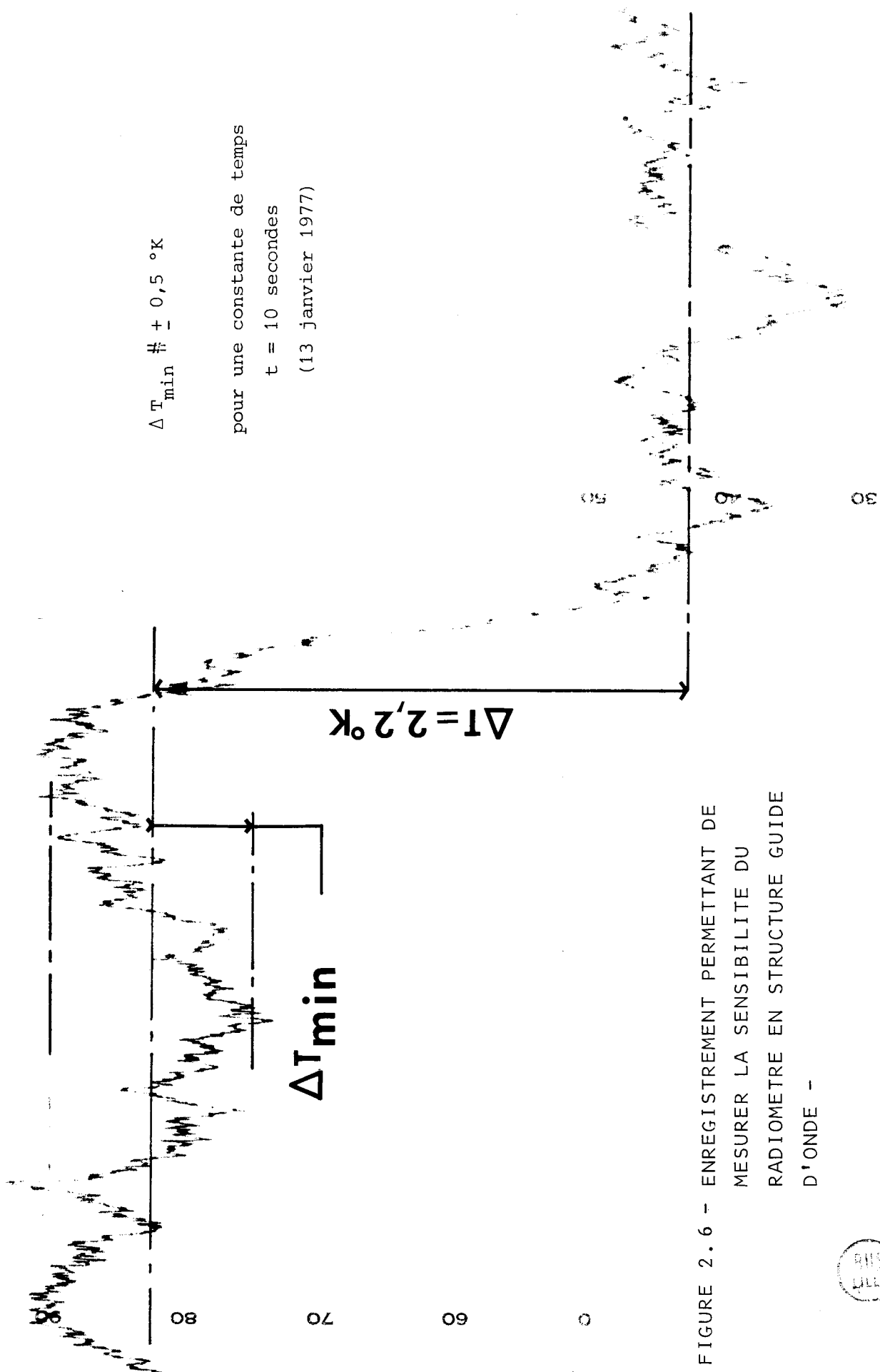


FIGURE 2.6 - ENREGISTREMENT PERMETTANT DE
MESURER LA SENSIBILITE DU
RADIOMETRE EN STRUCTURE GUIDE
D'ONDE -



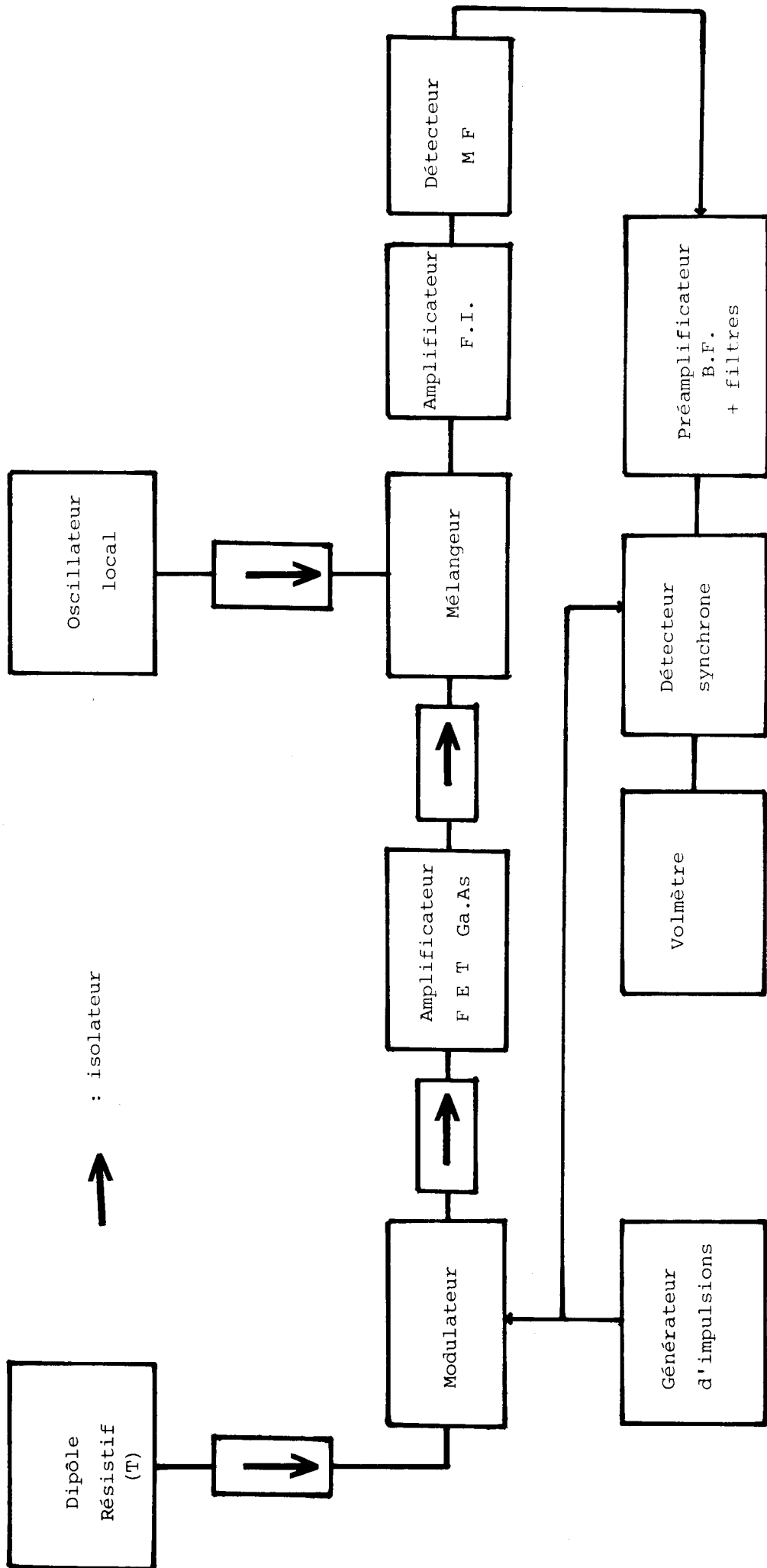


FIGURE 2.7 - BANC RADIOMETRIQUE EN STRUCTURE COAXIALE -



té sur un modulateur à diodes PIN.

En principe, soit ce modulateur est passant, soit il se comporte comme un court-circuit ; en réalité, dans le premier cas, il présente des pertes d'insertions, dans l'autre son coefficient de réflexion est différent de l'unité.

Voici les paramètres caractéristiques donnés par le constructeur :

Modulateur à diodes PIN type HP 33104 A (Hewlett-Packard)

. gamme de fréquence	0,1 - 12,4 GHz
. pertes d'insertion	2 dB ($8 \leq f \leq 12$ GHz)
. puissance continue	2 W
. puissance crête	80 W
. T.O.S.	2, ($8 \leq f \leq 12$ GHz)
. courant d'alimentation	-200 mA

Les caractéristiques que nous avons mesurées sur analyseur de réseau dans la bande passante du radiomètre sont les suivantes :

. Modulateur passant ($I = 0$)	
coefficient de transmission	: 0,8 ($8 \leq f \leq 10$ GHz)
. Modulateur non passant ($I \geq 50$ mA)	
coefficient de réflexion R	: 0,9 ($8 \leq f \leq 10$ GHz)

* L'amplificateur hyperfréquence

En supposant que l'on dispose d'un modulateur performant (pertes d'insertions négligeables) et en vertu de la formule classique de FRIIS, c'est l'amplificateur hyperfréquence placé en aval (figure 2.7) qui fixe en grande partie la température de bruit propre de la chaîne, et par là, la sensibilité du dispositif radiométrique. Cet élément doit être judicieusement choisi et doit en particulier avoir :

- un facteur de bruit aussi faible que possible
- un gain important.

Nous avons pensé aux solutions suivantes :

- amplificateur MASER
- " paramétrique
- " faible bruit à transistors FET GaAs.

Les deux premiers éléments ont des performances excellentes : leur facteur de bruit est très faible (de l'ordre de 1 dB pour le MASER et de 1,5 à 2,5 dB pour l'amplificateur paramétrique), mais ils sont très coûteux. L'amplificateur faible bruit à transistors FET GaAs a des performances en bruit légèrement inférieures (4 dB à 6 dB en bande X). Peu encombrant (100 x 25 x 20 (mm)), d'utilisation facile et de coût raisonnable, il représente un excellent compromis.

Nous disposons actuellement de deux amplificateurs faible bruit FET GaAs, dont les caractéristiques sont les suivantes :

. NARDA type N 62 445-18

Gamme de fréquence	8,5 - 9,6 GHz
Facteur de bruit	5,5 dB max
Gain en faible signal	16 dB min
variation du gain ΔG	$\pm 0,4$ dB
Puissance de sortie	+ 7 dBm
T.O.S. entrée-sortie	2 max
Alimentation	+ 15 V continu

. NARDA type N 6 2055-76

Gamme de fréquence	8-12 GHz
Facteur de bruit	6 dB max
Puissance de sortie	10 dBm
Gain à faible signal	40 dB
Variation du gain ΔG	$\pm 1,5$ dB
T.O.S. entrée-sortie	2 max
Alimentation	+ 15 volts continu

* Mélangeur - Préamplificateur FI incorporé

Le mélangeur est constitué de deux cristaux appariés et de polarité contraire; le signal issu de l'oscillateur local les polarise. Comme le montage est symétrique, le bruit dû à l'oscillateur local est minimisé. Un préamplificateur faible bruit à entrée symétrique est directement incorporé au boîtier du mélangeur. Les caractéristiques de ces deux éléments sont :

. Mélangeur - Préamplificateur type RGH-DM1 - 18/10HH

gamme de fréquence RF	1-18 GHz
gamme de fréquence IF	10-390 MHz
gain	23 dB
pertes de conversion	10 dB, (1 < f < 12 GHz)
impédance	50 Ω

* Oscillateur local

Il est réalisé à l'aide d'une diode GUNN montée sur une transition guide-coaxial du commerce. La fréquence et la puissance de sortie sont fixées par la polarisation de la diode et par accord mécanique.

La fréquence doit être stable afin de minimiser la dérive du dispositif radiométrique.

Les caractéristiques de cet oscillateur sont :

gamme de fréquence	8,5 - 9,6 GHz
puissance de sortie	6,5 mW for $f_{OL} = 9,05$ GHz
dérive en fréquence	< 300 KHz/°C
alimentation	8 V ; 130mA

* Amplificateur moyenne fréquence

Toujours dans le souci de miniaturiser le banc, nous avons retenu un amplificateur commercial dont les caractéristiques sont les suivantes :

. amplificateur NUCLETUDES type 5-35-2

Gamme de fréquence	10-500 MHz
Gain	35 dB
Puissance de sortie	+ 12 dBm
Facteur de bruit	3,5 dB
Alimentation	24 V continu - 110 mA
Dimensions (mm)	(55x30x11)

* Détecteur moyenne fréquence

C'est un détecteur à diode Schottky (LBSD) qui convient particulièrement à la détection de signaux de faible puissance grâce à sa grande sensibilité (> -50 dBm).

Ce type de détecteur présente un très faible bruit en raison de l'absence de tension de polarisation extérieure de la diode.

Les caractéristiques du détecteur retenu sont :

. Détecteur type HP 423 B (HEWLETT-PACKARD)

Gamme de fréquence	0,01 - 12,4 GHz
Sensibilité	> 0,5 mV/ μ W
T.O.S (50 Ω)	1,3
Puissance d'entrée max	200 mW
Réponse quadratique pour $P_e \leq -10$ dBm	

* Partie basse fréquence

Cette partie comprend :

- un préamplificateur sélectif faible bruit,
- un amplificateur à gain réglable
- un détecteur synchrone.

Après détection moyenne fréquence, le signal contenant l'information ($T-T_C$) est amplifié sélectivement à la fréquence de modulation. L'amplificateur basse fréquence utilisé est à gain et bande passante réglables. Il possède les caractéristiques suivantes :

. Préamplificateur

- impédance d'entrée	:	100 K Ω
- gain fixe	:	20 dB
- bruit à l'entrée	:	5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- bande passante	:	10 Hz - 5 MHz
- tension d'entrée max	:	25 mV crête

. Filtres

- Passe - haut	- 3dB (320Hz)
	- 40dB (115 Hz)
- réjecteur	400 Hz
- Passe - bas	3 kHz ; 30 kHz ou 300 kHz.

. Amplificateur

- gain : 0 dB , 10 dB, 20 dB au choix
- réglage continu du gain de $1/3$ à 1
- impédance de sortie : $500\Omega < R_s < 750 \Omega$

Nota : cet amplificateur est pourvu d'un indicateur de saturation.

Malgré les amplifications successives, le signal basse fréquence à mesurer reste de faible amplitude ; il est noyé dans un bruit de fond important. Ce signal est cohérent et de rapport de phase constant avec le signal basse fréquence qui alimente le modulateur. Aussi, pour extraire du bruit de fond le signal utile proportionnel à $(T-T_c)$, nous utilisons une détection synchrone dont les caractéristiques sont les suivantes :

- déphasage réglable de : 0 à 2π en 4 gammes
- constante d'intégration t : 1 , 4 ou 10 S
- réglage d'Offset de : - 32 à + 26 mV
- impédance de sortie : 1 k Ω ; 220 nF

Signalons que cette partie basse fréquence a été particulièrement soignée dans le but de minimiser le bruit basse fréquence (préamplificateur faible bruit à l'entrée) et surtout d'éventuelles dérives qui peuvent être très gênantes pour des expériences de longue durée.

II.4. PERFORMANCES, CALCULEES ET EXPERIMENTALES, DU DISPOSITIF EN STRUCTURE COAXIALE

Maintenant que nous disposons de toutes les caractéristiques des éléments composant la chaîne radiométrique, nous allons évaluer les performances du dispositif.

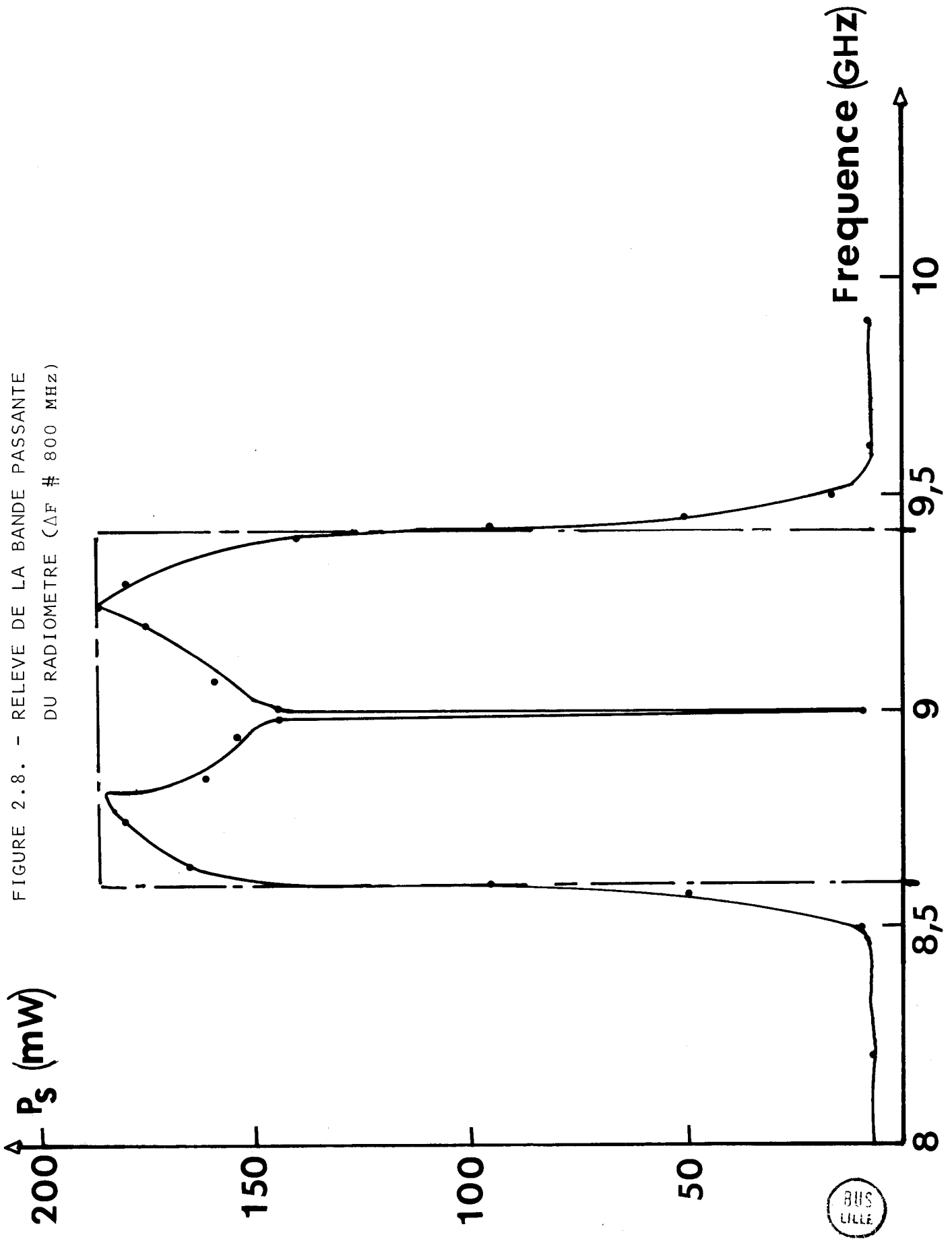
Nous allons nous intéresser successivement à l'étude de :

- la bande passante réelle du radiomètre
- la sensibilité en température
- la dérive du dispositif.

II.4.1 BANDE PASSANTE

Elle est fixée ici par le préamplificateur incorporé au mélangeur. Comme nous utilisons un mélangeur de type symétrique, la bande passante réelle (à - 3dB) du dispositif est le double de celle du préamplificateur. Le relevé de ce diagramme (figure 2.8) est obtenu en plaçant à l'entrée du banc un générateur monochromatique de fréquence réglable et en relevant point par point la puissance à la sortie du radiomètre. Rappelons que la loi de détection (moyenne fréquence) est quadratique.

FIGURE 2.8. - RELEVÉ DE LA BANDE PASSANTE
DU RADIOMETRE ($\Delta F \# 800$ MHz)



II.4₂ SENSIBILITE EN TEMPERATURE

La sensibilité ou température minimale décelable par le radiomètre de Dicke est donnée par l'expression 2.7 :

$$\Delta T_{\min} = \frac{2(T + T_R)}{\sqrt{\Delta f \cdot t}}$$

T , t , et ΔF sont connues ; il reste à calculer la température de bruit propre T_R du récepteur. Le schéma de principe du dispositif montré en figure 2.7 peut se mettre sous la forme synoptique de la figure 2.9 en vue de calculer le facteur de bruit de l'ensemble du dispositif, ramené à l'entrée.

Comme les gains de l'amplificateur hyperfréquence FET GaAs d'une part, et du mélangeur d'autre part, sont relativement importants, nous négligeons la contribution de la partie moyenne fréquence dans le calcul du facteur de bruit.

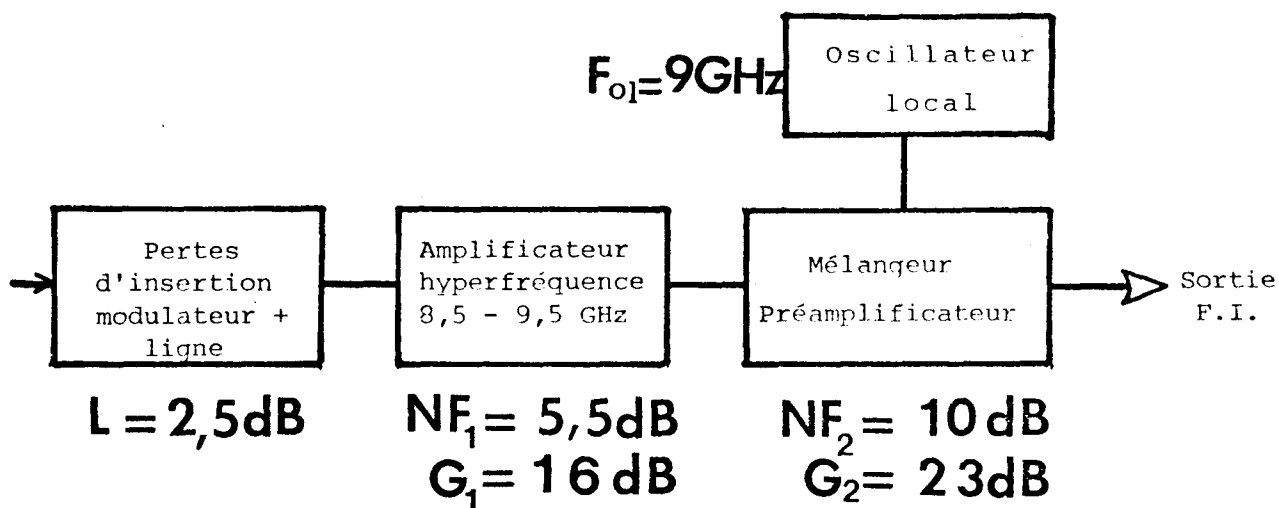


FIGURE 2. 9

Le facteur de bruit du modulateur et de la ligne est donné par une relation classique :

$$F_{ML} = \frac{(1/L - 1) \cdot T_{ML}}{T_O} + 1 \quad (2.8)$$

Généralement, T_{ML} , la température physique du modulateur et de la ligne, est proche de $T_O = 290^\circ K$ (température ambiante).

Dans le cas présent $F_{ML} = 1,8$.

Le facteur de bruit propre total du récepteur est donné par la relation de FRIIS :

$$F_R = F_{ML} + \frac{F_1 - 1}{L} + \frac{F_2 - 1}{L G_1} \quad (2.9)$$

En reportant les valeurs numériques dans cette formule, on obtient $NF_R = 8,3\text{dB}$.

Ce facteur de bruit a été d'autre part relevé expérimentalement par la méthode de la double puissance. Les valeurs relevées en fonction de la fréquence sont portées sur le tableau ci-dessous :

F GHz	8	8,5	8,8	9	9,2	9,5	9,7
NF dB	10	8,8	9,0	9,0	9,0	8,8	8,8

TABLEAU 2.1

Ce tableau montre que le facteur de bruit mesuré est légèrement supérieur (9,0dB à $f = 9$ GHz) à celui obtenu par calcul. Cet écart peut s'expliquer en partie si l'on tient compte, dans le calcul, du bruit supplémentaire généré par les diodes PIN du modulateur. Pour tenir compte de toutes les contributions, nous considérons le facteur de bruit mesuré dans le calcul de la température propre du récepteur radiométrique.

Cette température est donnée par une relation classique :

$$T_R = (F_R - 1) T_0 \quad (2.10)$$

Dans le cas présent $T_R \neq 2000^\circ\text{K}$, et la température minimale décelable, calculée à partir de l'expression 2.7, est :

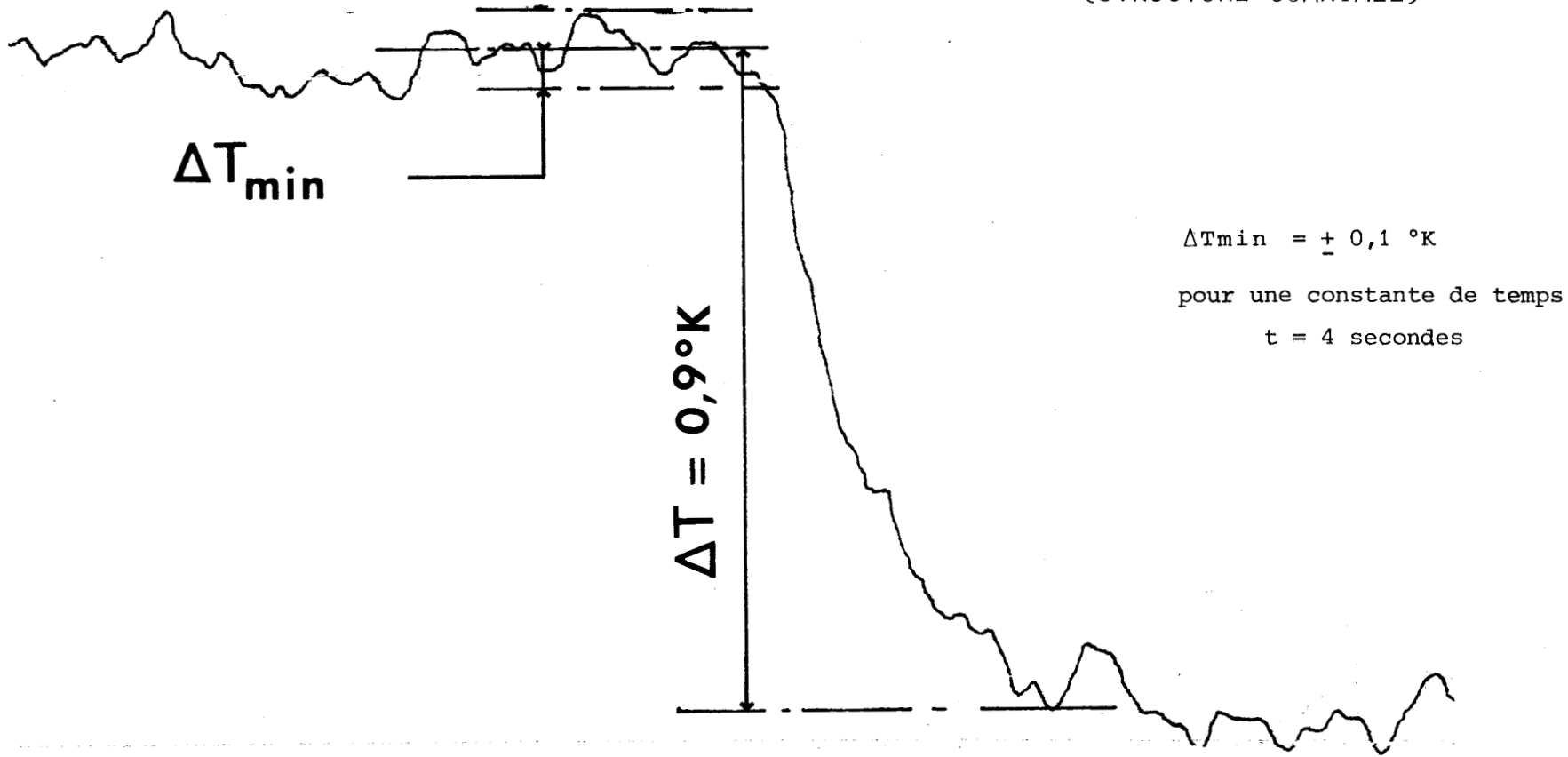
$$\Delta T_{\text{min}}^{\text{calculée}} = \frac{2(T + T_R)}{\sqrt{t \cdot \Delta f}} \neq 0,08^\circ\text{K}$$

avec $T = 290^\circ\text{K}$, $t = 4\text{s}$, $\Delta F = 800\text{ MHz}$

Ce résultat est tout à fait compatible avec l'expérience puisque la valeur de la sensibilité où la température minimale obtenue sur l'enregistrement de la figure 2.10 est de :

$$\Delta T_{\text{min}}^{\text{mesurée}} = \pm 0,1^\circ\text{K} \quad (t = 4 \text{ secondes})$$

FIGURE 2.10 - ENREGISTREMENT PERMETTANT DE MESURER
LA SENSIBILITE DU RADIOMETRE
(STRUCTURE COAXIALE)



II.4₃ DERIVE DU DISPOSITIF

Pour des expérimentations de longue durée (par exemple les expérimentations d'hyperthermie animale peuvent durer plus de deux heures), il est important que les dérives ne faussent pas les mesures.

C'est pour cette raison que nous avons particulièrement veillé à minimiser les dérives du dispositif.

Nous avons effectué plusieurs enregistrements pour vérifier l'évolution de cette dérive.

La première expérience concerne un enregistrement discret sur voltmètre. On opère en affichant un ΔT donné fixe, ce qui correspond à une tension donnée à la sortie du radiomètre. On relève alors l'évolution de cette tension en fonction du temps. Les résultats obtenus sont montrés sur la figure 2.11.

Une autre expérience réalisée dans les mêmes conditions mais en enregistrant directement le signal de sortie en fonction du temps (figure 2.12) montre que la dérive du dispositif est inférieure à $0,1^\circ\text{C}/\text{heure}$.

II.5. FAISABILITE D'UN RADIOMETRE DE DICKE SANS MELANGEUR (MESURE EN FREQUENCE INSTANTANEE).

Si l'on dispose d'un détecteur ultrasensible et d'un amplificateur hyperfréquence FET GaAs à gain suffisant, il est possible de réaliser un dispositif radiométrique basé sur le principe de Dicke, sans transposition de fréquence (suppression du mélangeur). En opérant ainsi, on aboutit à une simplification du dispositif et à une meilleure miniaturisation. C'est pour cette dernière raison que nous avons cherché à étudier la faisabilité d'un radiomètre sans mélangeur dont le schéma synoptique est montré en figure 2.13.

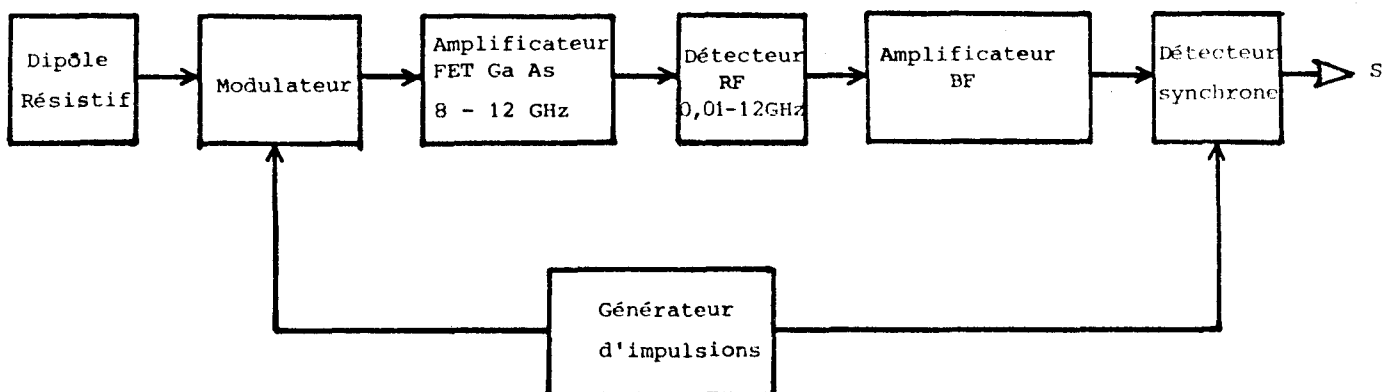


FIGURE 2.13 : RADIOMETRE A AMPLIFICATION DIRECTE

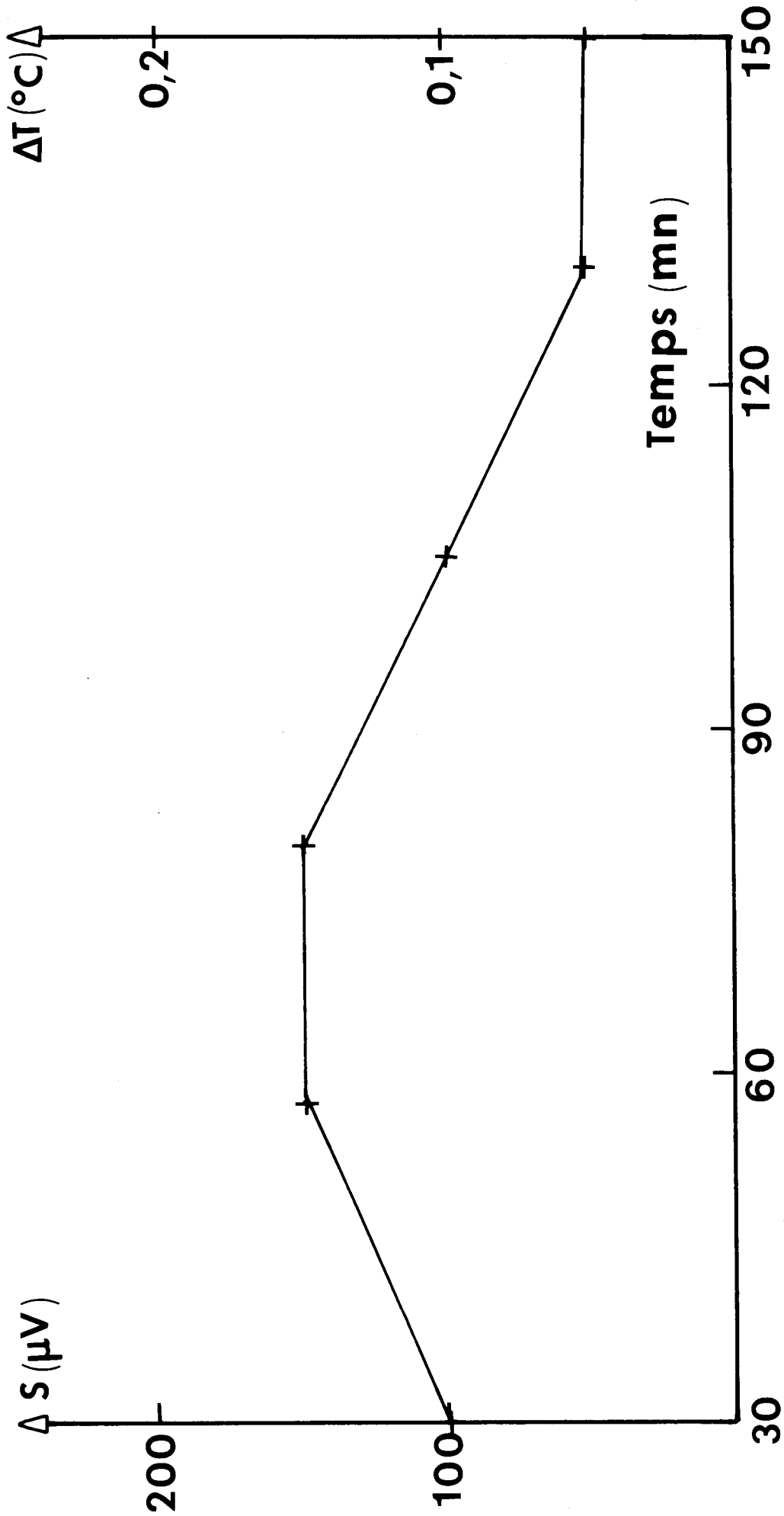


FIGURE 2.11 - EVOLUTION DE LA DERIVE EN FONCTION DU TEMPS
INITIALEMENT ON AFFICHE $\Delta T = 0,1 \text{ } ^{\circ}C$ -
(TEMPERATURE DU LABORATOIRE $T_0 = 20^{\circ}C$)



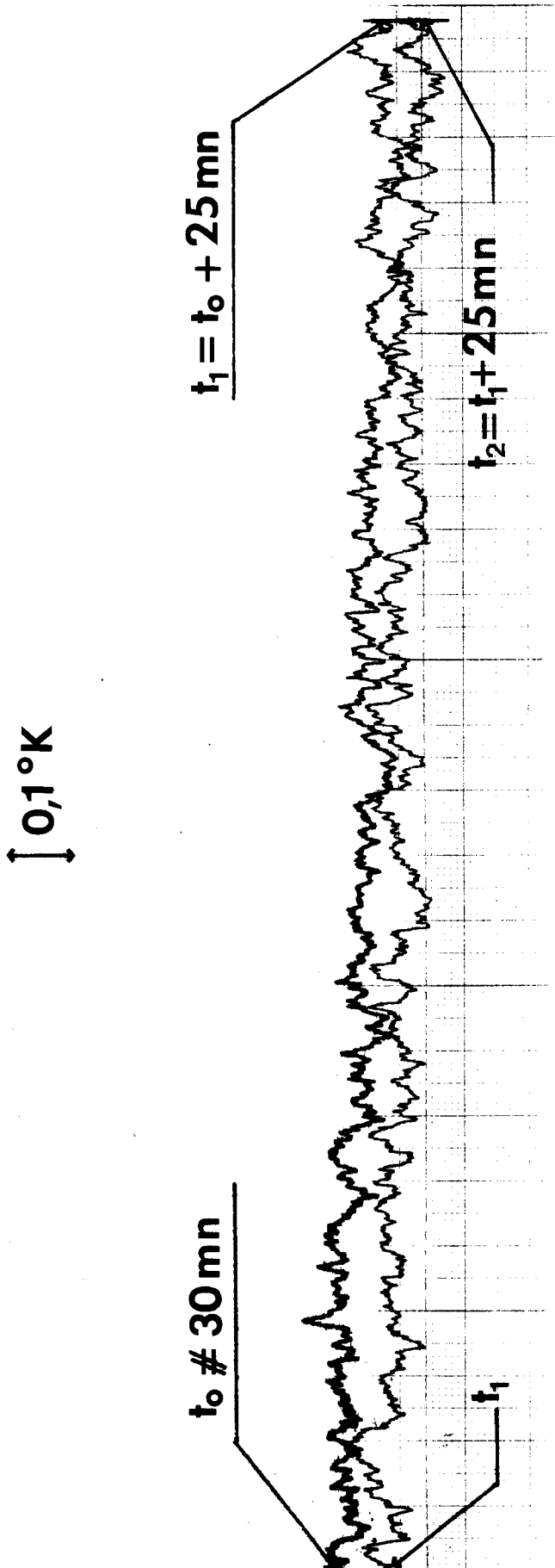


FIGURE 2.12 - ENREGISTREMENT DE LA DERIVE DU DISPOSITIF (2X25 mn)

ΔT affiché = 0,1°K

Température du laboratoire T. # 20°C



II.5₁ EVALUATION DE LA PUISSANCE HYPERFREQUENCE AU NIVEAU DU DETECTEUR

$$P = \frac{1}{2} G.k \Delta f (T+T_R) \tag{2.11}$$

Nous disposons d'un amplificateur hyperfréquence dont le gain G = 40 dB et la bande passante Δf = 4 GHz.

Si l'on calcule la puissance produite par une charge adaptée portée à température ambiante et compte tenu de la température de bruit du récepteur (T_R ≠ 2000°K), on trouve une puissance au niveau de l'entrée du détecteur de :

$$P = 0,6 \mu W \text{ soit } \neq -35 \text{ dBm}$$

Il faut donc disposer d'un détecteur capable de déceler cette puissance.

II.5₂ CHOIX DU DETECTEUR HYPERFREQUENCE

La puissance minimale décelable par un détecteur hyperfréquence (on parle alors de la sensibilité tangentielle du signal TSS) dépend des caractéristiques de la diode détectrice et de celles de l'amplificateur de charge du détecteur [40].

On montre par ailleurs [41,42] qu'au voisinage de la température ambiante et pour un détecteur sans polarisation extérieure, la sensibilité tangentielle du signal est donnée par la formule approchée suivante :

$$TSS_{(mW)} = \frac{3,22 \cdot \sqrt{\Delta f \cdot F \cdot R_V} \cdot 10^{-7}}{K_O} \tag{2.12}$$

- avec Δf = Bande passante de l'amplificateur vidéo (Hz)
- F = facteur de bruit de l'amplificateur vidéo
- R_V = résistance continue de la diode du détecteur (Ω)
- K_O = sensibilité en tension en circuit ouvert (mV/mW)

Nous avons retenu un détecteur à diode Schottky qui convient à la détection des très faibles signaux dont l'impédance continue est faible, généralement comprise entre 100 et 500 Ω et dont la sensibilité est importante (> - 50 dBm). L'expression (2.12) montre aussi que la sensibilité du détecteur est d'autant meilleure que la bande passante de l'amplificateur vidéo est étroite (ce qui est notre cas vu l'utilisation d'une détection synchrone). On peut donc s'attendre à déceler ainsi des écarts de températures inférieurs à l'unité.

II.5₃ PERFORMANCES DU RADIOMETRE DE DICKE SANS MELANGEUR

Nous avons réalisé et expérimenté un tel dispositif. Dans les meilleurs des cas (charge parfaitement adaptée au récepteur radiométrique), nous obtenons les performances calculées et mesurées portées sur le tableau ci-dessous :

performances	facteur de bruit dB	bande passante	sensibilité en température (t=4s)
calculées	9	4 GHz	0,04°K
mesurées	10	---	$\pm 0,4^\circ\text{K}$ (fig.2.14)

TABLEAU 2.2

Nous signalons enfin que ce radiomètre n'a pas encore été utilisé pour les expérimentations réelles qui nous intéressent (mesure in vivo de la température des tissus) à cause de sa sensibilité médiocre.

Nous pouvons prévoir néanmoins que dans le cas d'une expérimentation réelle (antenne non parfaitement adaptée au matériau émissif et dont la bande passante est inférieure à celle de l'amplificateur FET GaAs), l'écart de température décelable sera vraisemblablement supérieur à 0,4°K.

II.6. CONCLUSION

Dans l'étape actuelle, le radiomètre classique de DICKE avec mélangeur est retenu ~~pour~~ sa meilleure sensibilité en température ($\pm 0,1^\circ\text{C}$). Le radiomètre à amplification directe pourrait être intéressant pour des applications biomédicales à cause de son encombrement réduit. Mais il faudrait alors améliorer sa sensibilité en réduisant les pertes d'insertion du modulateur et le facteur de bruit de l'amplificateur FET GaAs tout en améliorant le gain de ce dernier. Nous rappelons ci-dessous (tableau 2.3) les performances des deux dispositifs.

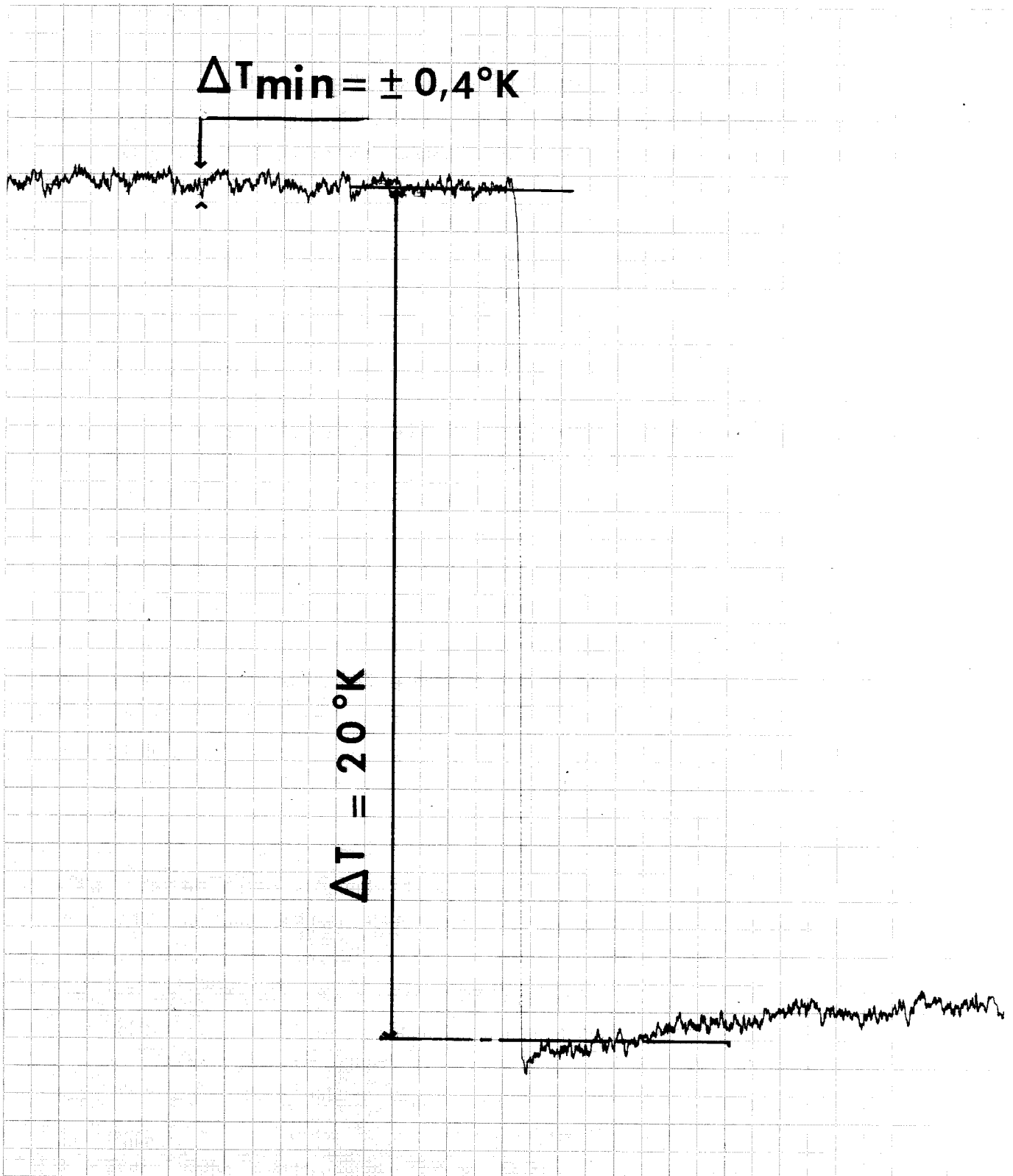


FIGURE 2.14 : ENREGISTREMENT PERMETTANT DE MESURER LA SENSIBILITE DU RADIOMETRE SANS MELANGE.

$\Delta T_{\text{mm}} = \pm 0,4^{\circ}\text{K}$ pour une constante de temps $t = 4$ secondes.

	Facteur de bruit (dB)	Bande passante	Gamme de Fréquence (GHz)	Sensibilité en température (°K)
radiomètre classique	9	800 MHz	8,5 - 9,6	$\pm 0,1$ (t=4s)
radiomètre à amplification directe	10	4 GHz	8 - 12	$\pm 0,4$ (t=4s)

TABLEAU 2.3 Performances expérimentales comparatives du radiomètre classique et à amplification directe (cas de la mesure de la température d'une charge adaptée à une température voisine de 310°K).



CHAPITRE III

RECHERCHE D'UNE MÉTHODE PERMETTANT DE DÉTERMINER
LA TEMPÉRATURE D'UN MATÉRIAU À PARTIR DU BRUIT THERMIQUE

III.1. I N T R O D U C T I O N

Dans le chapitre précédent, nous avons envisagé le cas où l'on connecte une charge adaptée à l'entrée du radiomètre. Si cette charge est portée à la température $T = T_0 + \Delta T$ (T_0 est la température ambiante), nous avons vu que l'on obtient en sortie du radiomètre un signal de la forme :

$$S = C.\Delta T \quad (3.1)$$

où C est une constante d'étalonnage.

Dans le cas où l'on connecte une charge quelconque à l'entrée du radiomètre, et si l'adaptation entre ce dernier et la charge n'est pas réalisée, le signal à la sortie devient :

$$S = C[1 - \rho(f)] \Delta T \quad (3.2)$$

où $\rho(f)$ est le coefficient de réflexion en puissance à l'interface détecteur-charge à la fréquence de travail f du détecteur.

Dans le but de nous rapprocher du problème qui nous intéresse, et qui consiste à élaborer une méthode de mesure in vivo de la température moyenne des tissus biologiques, nous allons étudier l'influence du coefficient de réflexion ρ sur la mesure de la température.

Dans un but de clarification, nous considérons le cas d'un matériau absorbant (par exemple un liquide polaire), porté à une température uniforme, que l'on place dans une cellule matérialisée par un guide d'onde.

Nous allons constater que, déjà dans ce cas simplifié (matériau homogène, ondes guidées), la mesure de l'écart de température ΔT n'est pas facile. Nous montrons par ailleurs que dans certaines conditions le radiomètre classique peut permettre une mesure de la permittivité du matériau considéré.

Enfin, pour faciliter la détermination directe de ΔT , nous présentons une nouvelle méthode radiométrique dont la validité est vérifiée expérimentalement.

III.2. RESULTATS CONCERNANT LA METHODE RADIOMETRIQUE CLASSIQUE

III.2.1 EXPRESSION DU SIGNAL EMIS PAR UN MATERIAU ABSORBANT PORTE A
UNE TEMPERATURE $T = T_0 + \Delta T$

Le matériau absorbant est contenu dans une cellule connectée à l'entrée du radiomètre comme le montre la figure 3.1. Cette cellule est matérialisée par un tronçon de guide d'onde rectangulaire, court-circuité par un piston, et de hauteur h variable.

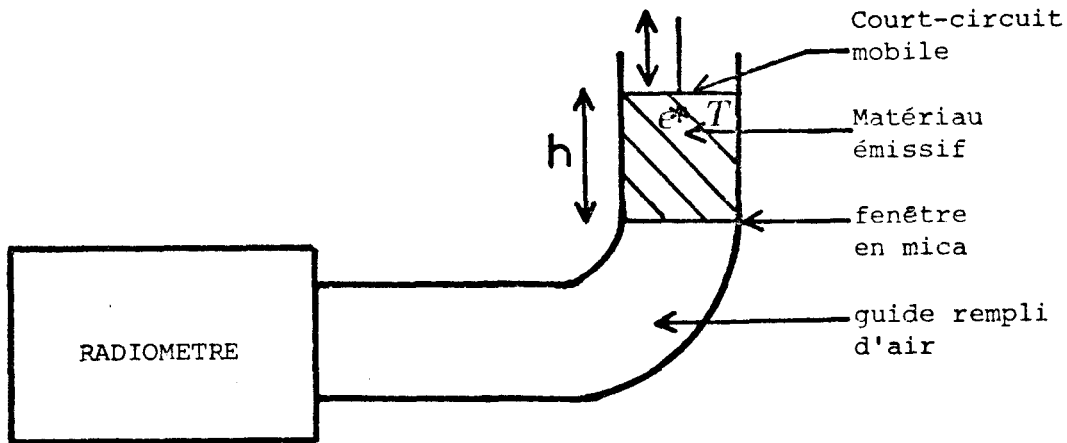


FIGURE 3.1 - Banc de mesure radiométrique

L'admittance réduite de la cellule remplie du liquide est donnée par :

$$y = (B - jA) \coth \gamma'h = g + jb$$

avec :

$$\gamma' = (A + jB) \frac{2\pi}{\lambda g}$$

$$A + jB = j\sqrt{\frac{\epsilon_r^* - d}{1 - d}}$$

$$\epsilon_r^* = \epsilon'_r - j\epsilon''_r$$

(ϵ_r^* = permittivité complexe réduite du liquide).

$$d = \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2$$

où λg = longueur d'onde dans le guide rempli d'air
 λ = longueur d'onde en propagation libre
 $\lambda c = 2b$, longueur d'onde de coupure (mode TE_{01})
 b = grand coté du guide.

On sait que l'expression du signal radiométrique pour une fréquence donnée f s'écrit :

$$S = C \Delta T(1-\rho) \quad (3.2)$$

où $\rho = |\Gamma|^2$ est le coefficient de réflexion en puissance.

Or
$$\Gamma = \frac{1-y}{1+y}$$

$$|\Gamma|^2 = \left| \frac{1-y}{1+y} \right|^2 = \frac{(1-g)^2 + b^2}{(1+g)^2 + b^2}$$

soit $1 - \rho = \frac{4g}{(1+g)^2 + b^2}$

Par conséquent, l'expression (3.2) devient :

$$S = C \cdot \Delta T \frac{4g}{(g+1)^2 + b^2} \quad (3.3)$$



Ce signal S dépend de ΔT et également de plusieurs autres paramètres tels que :

- la fréquence
- la permittivité complexe ϵ^* du matériau à cette fréquence pour la température considérée.
- les dimensions de la cellule (b et h).

Avant d'aborder la mesure de température, nous allons montrer que l'analyse du signal radiométrique émis par un matériau se prête bien à l'élaboration d'une méthode passive de détermination de sa permittivité.

III.2₂ METHODE DE MESURE DE LA PERMITTIVITE D'UN LIQUIDE A PARTIR DU BRUIT THERMIQUE

L'expression (3.2) montre que si la constante d'étalonnage C du radiomètre et la température T du liquide sont connus, on obtient facilement

le coefficient de réflexion ρ .

Les relations qui viennent d'être citées montrent que l'enregistrement correspondant aux variations de ρ en fonction de l'épaisseur h de l'échantillon est constitué par un système de franges amorties [43]. On peut donc en extraire facilement la permittivité ϵ^* du matériau puisque la longueur d'onde est reliée à la partie réelle de l'indice de réfraction et la loi de décroissance des franges à l'atténuation. Cette détermination de $\epsilon^*(f)$ à partir du relevé de ρ fonction de h s'effectue habituellement par une méthode qui nécessite une source hyperfréquence (techniques réflectométriques) [44][45].

Signalons cependant que la méthode radiométrique (figure 3.1) et la méthode réflectométrique (figure 3.2) opèrent dans des conditions différentes.

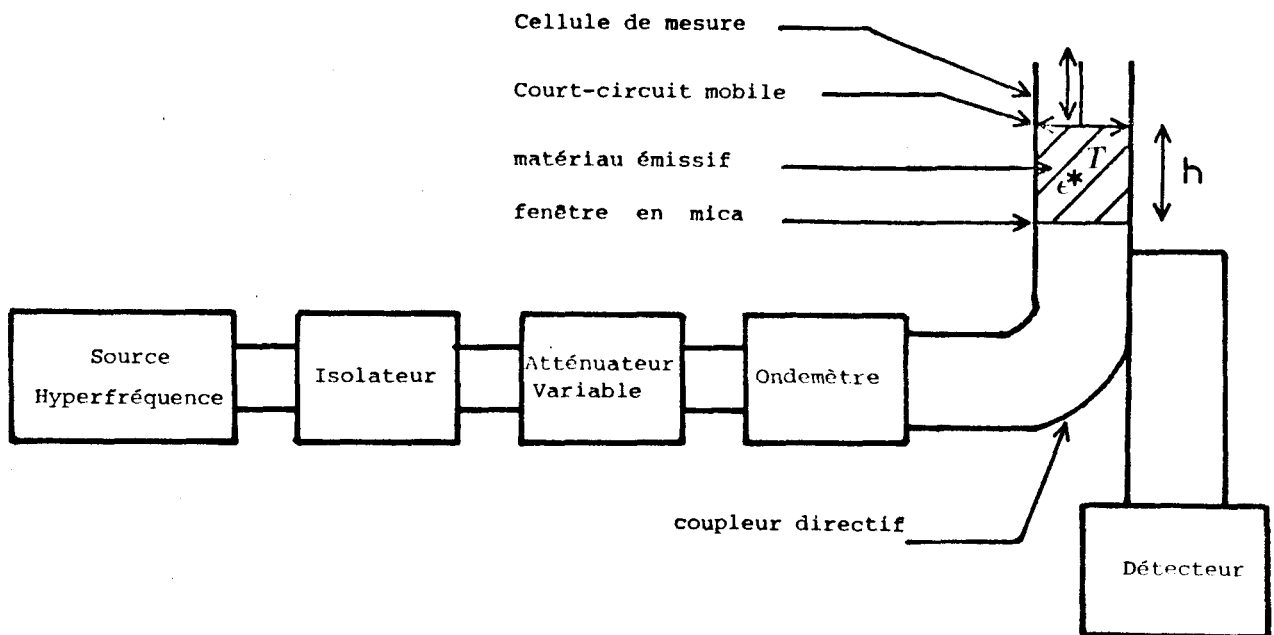
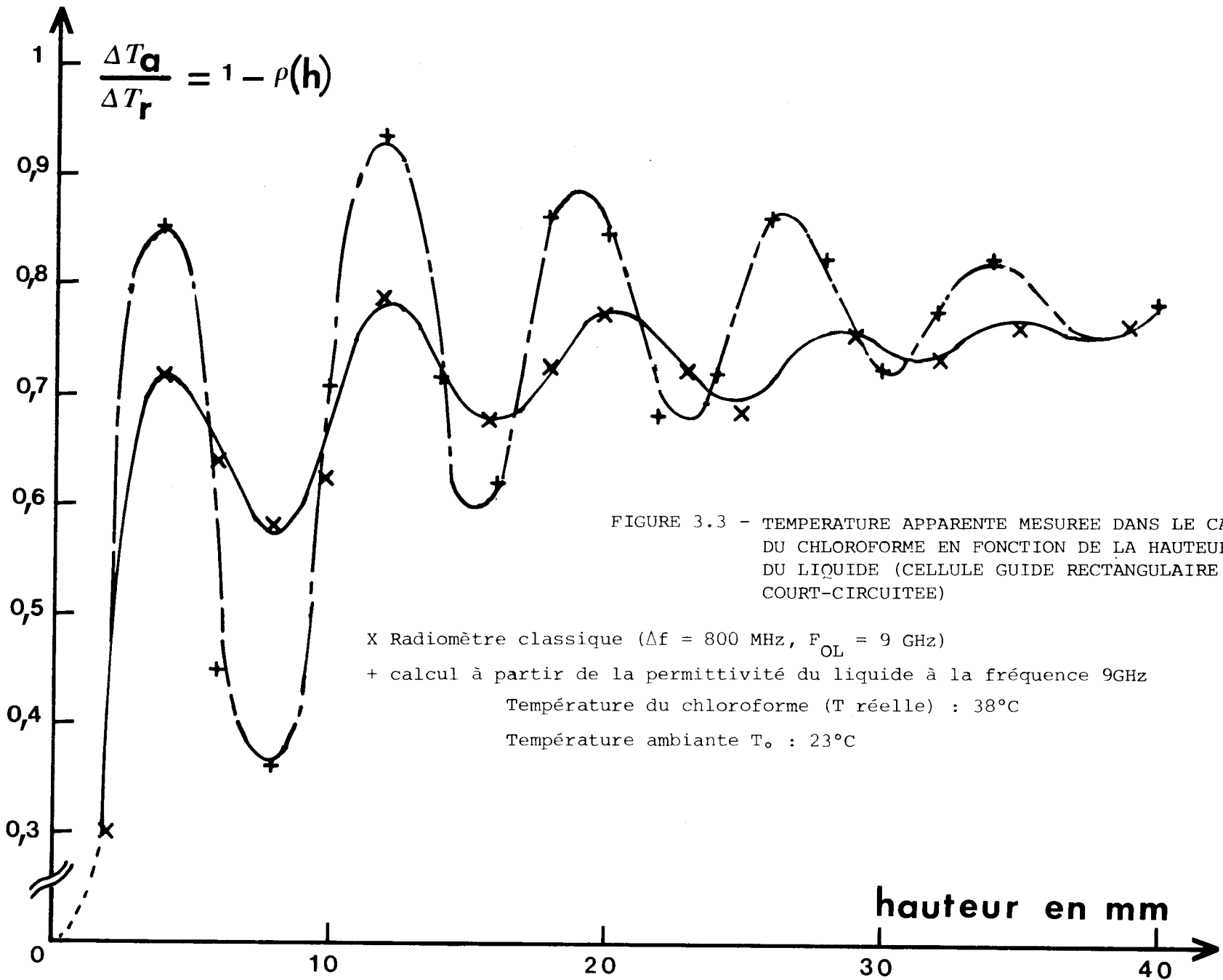


FIGURE 3.2 : BANC REFLECTOMETRIQUE

La réflectométrie utilise une source monochromatique alors que la radiométrie effectue une détection dans une certaine bande passante Δf . Par conséquent, dans le second cas, le signal correspond à une moyenne des coefficients de réflexion dans la bande spectrale considérée. Nous présentons une illustration de cette remarque figure 3.3, pour le chloroforme porté à une température $T = 38^\circ\text{C}$; On compare alors le rapport $\frac{\Delta T_{\text{apparent}}}{\Delta T_{\text{réel}}} = (1 - \rho)$ obtenu à l'aide d'un radiomètre (fréquence centrale 9 GHz ; bande passante



$\Delta f = 800$ MHz), aux valeurs de $(1-\rho)$ que l'on peut calculer à partir de la permittivité du liquide, à la fréquence de 9 GHz (relation 3.3).

Par ailleurs, on pourrait retrouver les résultats du radiomètre en combinant les valeurs $\rho(h)$ obtenues à différentes fréquences monochromatiques par la méthode réflectométrique. La figure 3.4 montre un exemple, obtenu expérimentalement, relatif au chloroforme à 38°C pour des fréquences 8,5 - 9 et 9,5 GHz (ces dernières fréquences sont contenues dans la bande spectrale du radiomètre).

Mentionnons que les remarques précédentes impliquent un amortissement croissant des franges lorsque la bande passante du radiomètre augmente. Cet effet est vérifié sur les résultats expérimentaux donnés à la figure 3.5, qui concernent le chloroforme à 38°C, lorsque la bande de fréquence détectée, située autour de 9 GHz, est soit de 60 MHz, soit de 800 MHz.

Enfin, alors que la méthode radiométrique est purement passive (on mesure le signal de bruit thermique généré par le matériau), la méthode réflectométrique nécessite une source de puissance extérieure (irradiation du matériau étudié).

III.2₃ CONSEQUENCES RELATIVES A L'UTILISATION DU RADIOMETRE CLASSIQUE POUR EFFECTUER UNE MESURE DE LA TEMPERATURE

L'étude précédente concerne le cas d'un matériau homogène contenu dans une cellule guide d'onde. On constate que dans ces conditions, le signal fourni par le radiomètre classique ne permet en aucun cas une mesure directe de la température puisque la puissance de bruit émise dépend fortement de la permittivité du matériau à la température considérée et de la géométrie de la cellule (figure 3.3).

La conclusion que l'on peut déduire de cet exemple est que le signal radiométrique ne peut permettre une mesure directe de la température que lorsque l'expression 3.1 est satisfaite, c'est à dire lorsque l'adaptation des impédances est réalisée entre le milieu émissif et le détecteur.

On peut arriver à ce résultat en utilisant par exemple un adaptateur d'impédance [46] mais dans notre cas ce procédé est très difficile à mettre en oeuvre pour deux raisons :

FIGURE 3.4 - RELEVÉ EXPERIMENTAL DU COEFFICIENT DE REFLEXION
DU CHLOROFORME (CELLULE GUIDE D'ONDE) FONCTION
DE LA HAUTEUR h DU LIQUIDE (FREQUENCES 8.5, 9
et 9.5 GHz) -

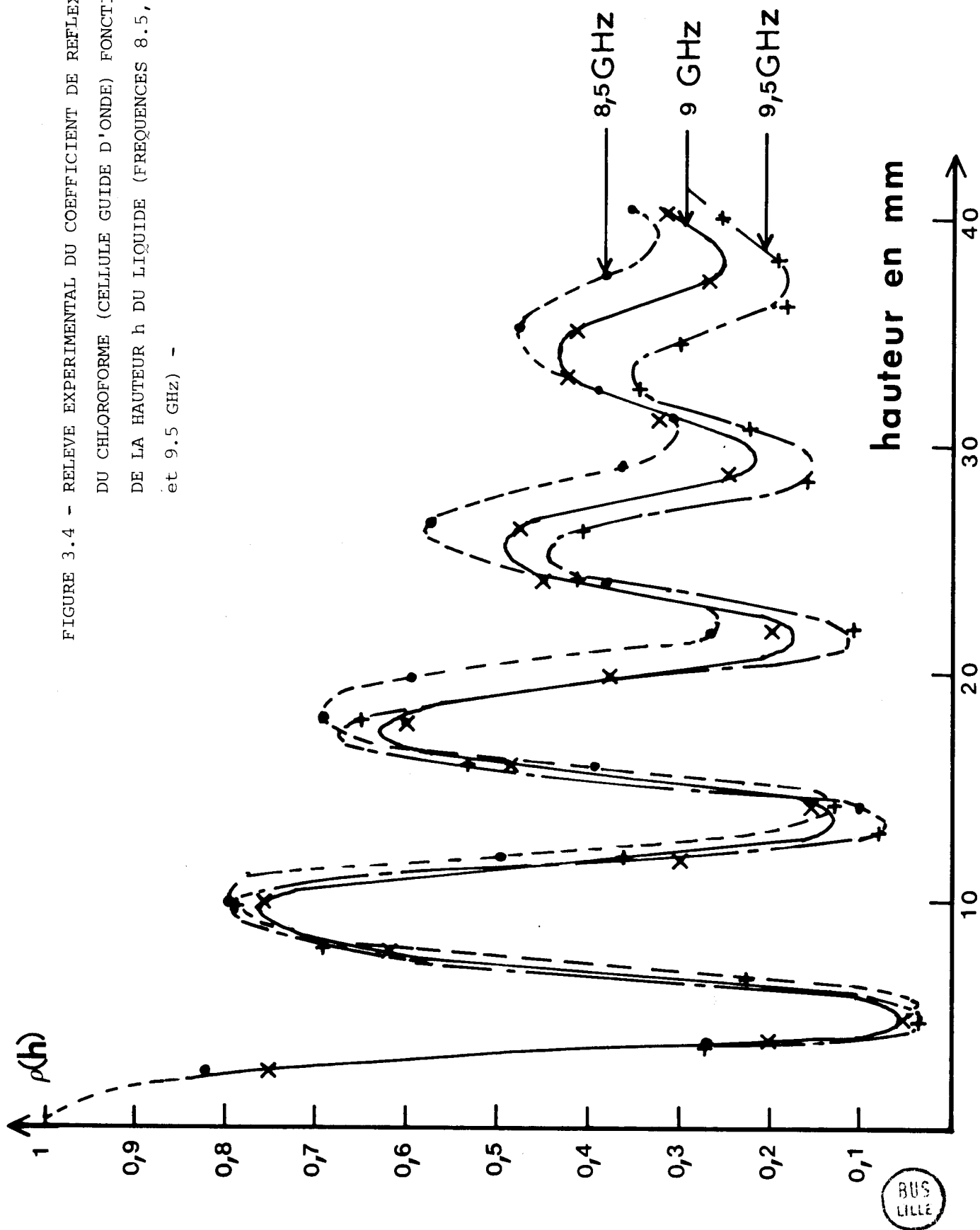
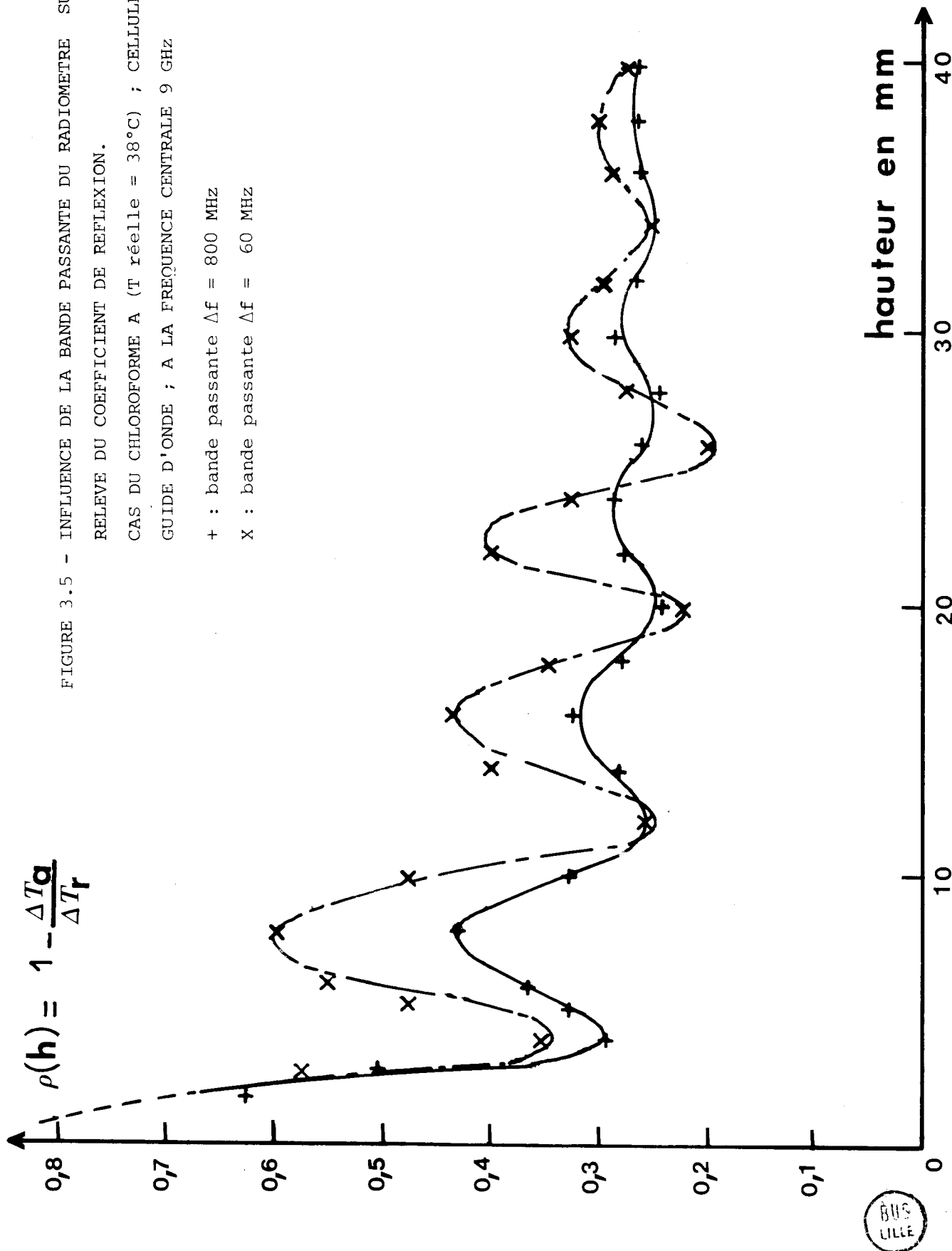


FIGURE 3.5 - INFLUENCE DE LA BANDE PASSANTE DU RADIOMETRE SUR LE RELEVÉ DU COEFFICIENT DE REFLEXION.

CAS DU CHLOROFORME A (T réelle = 38°C) ; CELLULE GUIDE D'ONDE ; A LA FREQUENCE CENTRALE 9 GHz

+ : bande passante $\Delta f = 800$ MHz

x : bande passante $\Delta f = 60$ MHz



- . Compte tenu de l'existence d'une constante de temps caractérisant la détection synchrone, la recherche d'un signal maximum n'est pas une opération commode.
- . L'adaptation à large bande de fréquences est très délicate ; or c'est dans ces conditions que nous opérons puisque, pour disposer d'un détecteur sensible (à 0,1°C près), nous avons volontairement choisi une bande passante large (environ 1 GHz).

C'est pourquoi, pour les cas où l'adaptation d'impédance n'était pas réalisée, il est prudent de prévoir une méthode radiométrique capable d'effectuer une mesure directe de la température du matériau indépendamment du coefficient de réflexion.

III.3. METHODE DU RADIOMETRE MODIFIE [47,48,49]

III.3₁ PRINCIPE DE LA METHODE

On modifie le dispositif radiométrique présenté au chapitre II (figure 2.7) en y adjoignant une source de bruit de niveau réglable (T_f) et un circulateur comme le montre la figure 3.6.

La cellule de mesure contient un matériau porté à la température uniforme T ; son coefficient de réflexion est ρ .

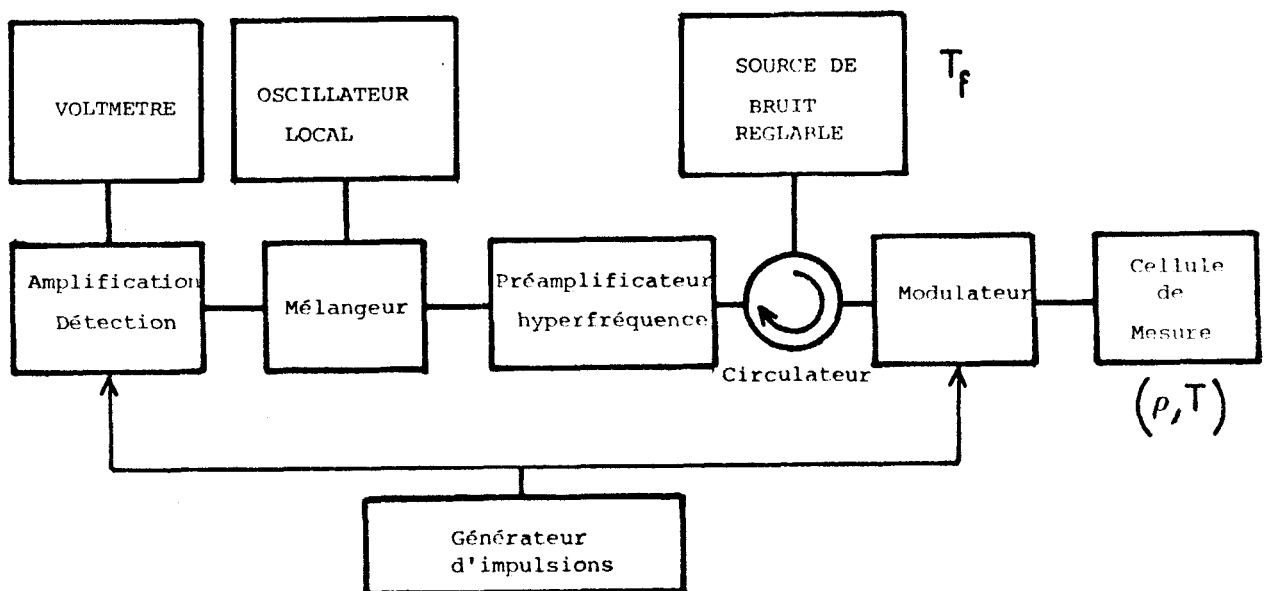


FIGURE 3.6 Schéma de principe du radiomètre modifié

Si l'on admet que les composants soient parfaits, on voit que :

- lorsque le modulateur est passant (pendant une demi-période du signal de commande), le détecteur reçoit : $C(1-\rho)T$ en provenance de la cellule $C\rho.T_f$ fourni par la source auxiliaire de bruit, après réflexion partielle sur la cellule.
 - lorsque le modulateur est non passant, il se comporte comme un miroir et réfléchit totalement la puissance CT_f .
- Dans ces conditions, le signal détecté devient :

$$S = C(1-\rho) (T-T_f) \quad (3.4)$$

Ce résultat est particulièrement intéressant car, comme on peut agir sur T_f (en agissant sur le réglage d'un atténuateur par exemple), on peut annuler le signal détecté.

A ce moment on a :

$$T = T_f$$

et ceci, indépendamment du coefficient de réflexion ρ , c'est à dire indépendamment de la permittivité du matériau, de la géométrie de la cellule, du couplage entre le radiomètre et le matériau émissif. On dispose donc d'une méthode de zéro pour mesurer la température du matériau émissif.

Remarquons par ailleurs que le dispositif que nous proposons peut également servir à mesurer le coefficient de réflexion moyen ou, ce qui revient au même, l'émissivité (dans la bande passante du radiomètre) puisque, si à l'aide du générateur auxiliaire on injecte une puissance de bruit importante, de valeur connue, tel que $T_f \gg T$, on détecte un signal :

$$S = C(1-\rho)T_f \quad (3.5)$$

Connaissant C (constante d'étalonnage) et T_f on peut déduire $(1-\rho)$.

III.3₂ PREMIERES VERIFICATIONS EXPERIMENTALES DE LA METHODE DE ZERO

Une première vérification consiste à tester le principe de la méthode de zéro en comparant deux sources de bruit adaptées.

Tout d'abord, chacune de ces sources est connectée à un atténuateur variable (atténuation A) que l'on relie à un radiomètre classique. On relève le signal de sortie en fonction de l'atténuation ; on peut ainsi présenter sur un diagramme l'atténuation A_1 , concernant l'une des sources S_1 , fonction de l'atténuation A_2 concernant l'autre source S_2 , lorsqu'on obtient en sortie le même signal radiométrique (figure 3.7 A).

On va maintenant connecter les sources S_1 et S_2 sur le radiomètre modifié, comme le montre la figure 3.8, et noter les couples d'atténuation A_1 et A_2 pour lesquels le signal détecté est nul.

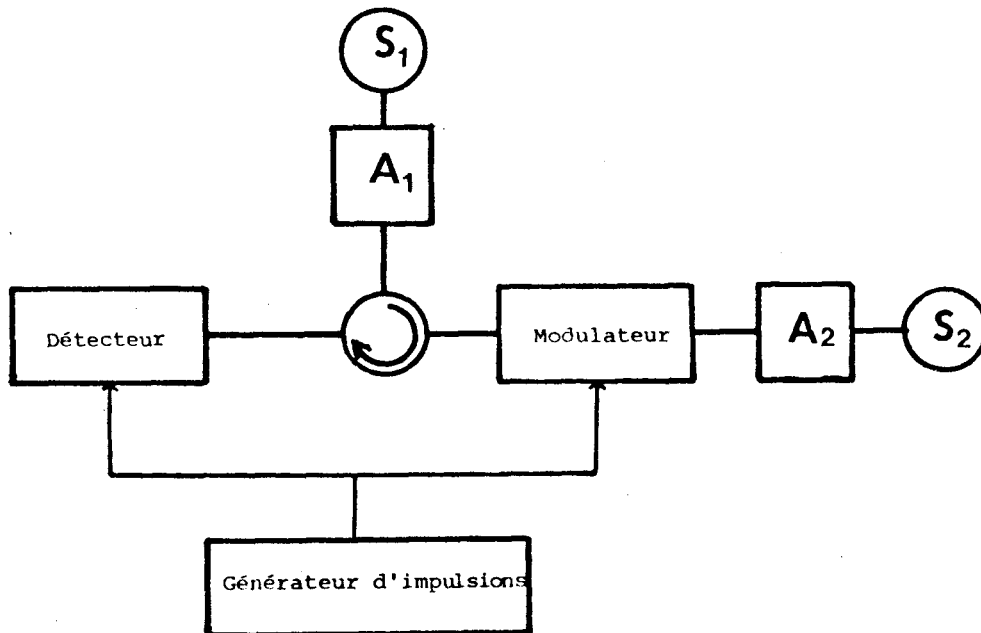


FIGURE 3.8 : DISPOSITIF DESTINE A LA VERIFICATION PRELIMINAIRE DE LA METHODE DE ZERO (RADIOMETRE MODIFIE).

Ces couples de valeurs A_1 et A_2 sont portés sur le diagramme de la figure 3.7 B. On constate que la méthode de zéro est assez bien vérifiée, cependant, il existe un écart systématique entre les résultats, puisqu'on relève un écart de 0,8 à 1 dB entre les courbes A et B.

Un autre essai de vérification de la méthode que nous proposons consiste à simuler un coefficient de réflexion en intercalant un adaptateur

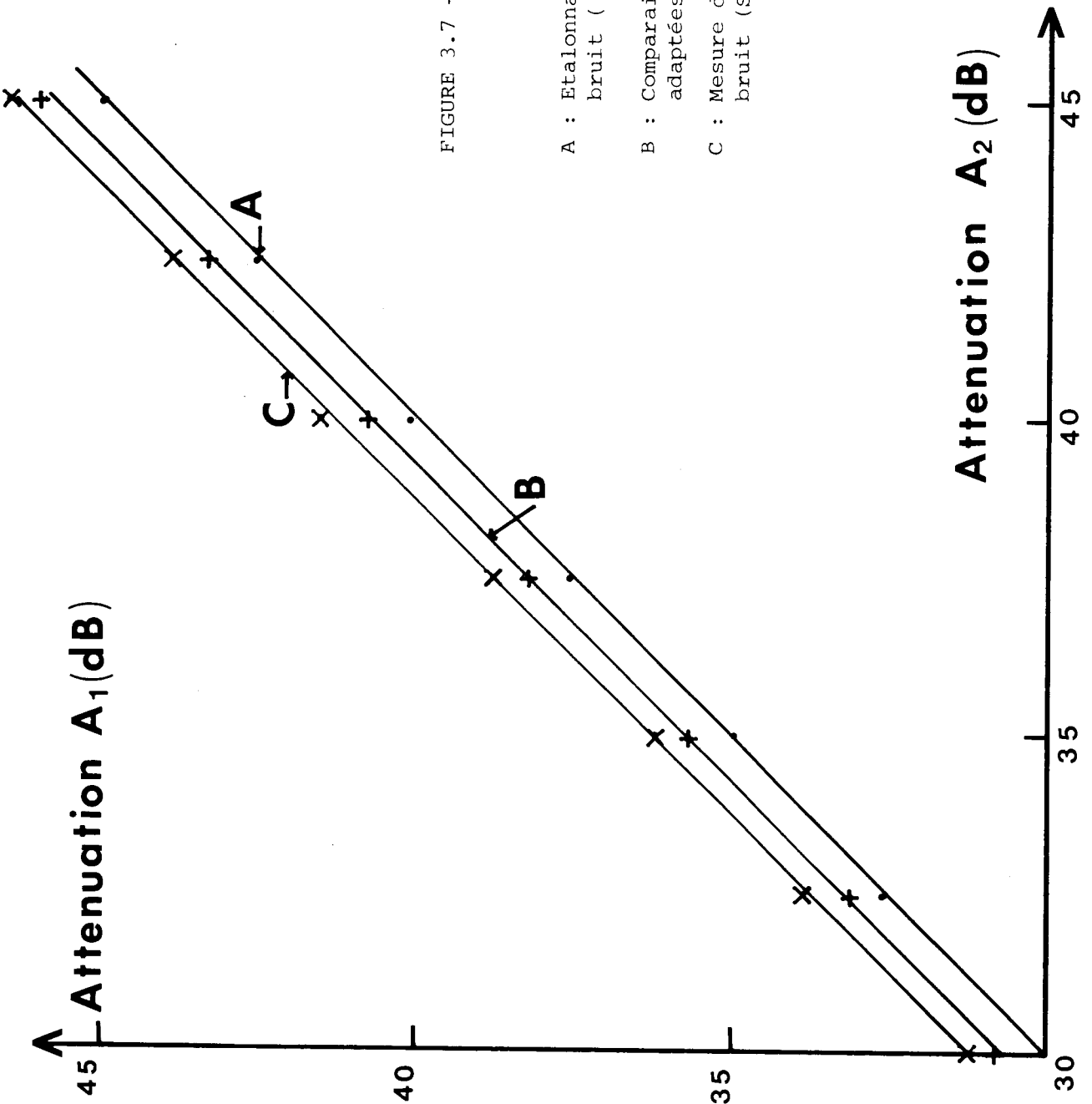


FIGURE 3.7 - VERIFICATION PRELIMINAIRE DE LA
METHODE DE ZERO (RADIOMETRE MODIFIE)

- A : Etalonnage comparatif de deux sources de bruit (S_1 et S_2)
- B : Comparaison de deux sources de bruit adaptées
- C : Mesure de la température d'une source de bruit (S_2) désadaptée.

d'impédance à antenne plongeante entre l'atténuateur A_2 et le modulateur (figure 3.8). Un exemple est donné figure 3.7 C (le coefficient de réflexion en puissance ρ est fixé à 0,4 en agissant sur l'adaptateur). On constate que la figure 3.7C est une droite mais l'écart systématique a encore augmenté par rapport au cas de la figure 3.7 B.

D'autres essais ont été réalisés, qui ont consisté à mesurer, soit la température équivalente de sources de bruit désadaptées, pour différents coefficients de réflexion, soit la température de liquides absorbants contenus dans une cellule guide d'onde.

Dans tous les cas, nous avons constaté que la méthode proposée n'est vérifiée qu'en première approximation car si la sensibilité de la méthode se révèle très intéressante (de l'ordre de $\pm 0,1^\circ\text{C}$), on observe des écarts systématiques sur la mesure absolue de la température.

Il convient donc d'essayer d'expliquer ces inconvénients dans le but d'y remédier.

III.3₃ ESTIMATION DES CAUSES D'ERREUR - OPTIMALISATION DE LA METHODE

L'expression 3.4 du signal radiométrique établie au paragraphe III.3₁, suppose le modulateur idéal ; Or l'examen de ses paramètres S à l'analyseur de réseaux montre que :

- lorsqu'il est passant, son coefficient de transmission vaut $\tau = 0,8$ pour $8 < f < 10$ GHz.
- lorsqu'il est non passant, son coefficient de réflexion $R = 0,9$ pour la même bande de fréquence.

On peut en première approximation tenir compte de ces paramètres. En réalité, il est vraisemblable que d'autres sources d'erreurs existent ; cependant, nous ne considérons ici que celles qui nous paraissent être les plus déterminantes.

Compte tenu de ces hypothèses, pendant la demi-période où le modulateur est passant (on appelle T_B sa température (figure 3.9), le signal à la sortie est :

$$S_p = C [T(1-\rho)\tau + T_B(1-\tau) + T_f \rho\tau^2 + T_B(1-\tau)\rho\tau]$$

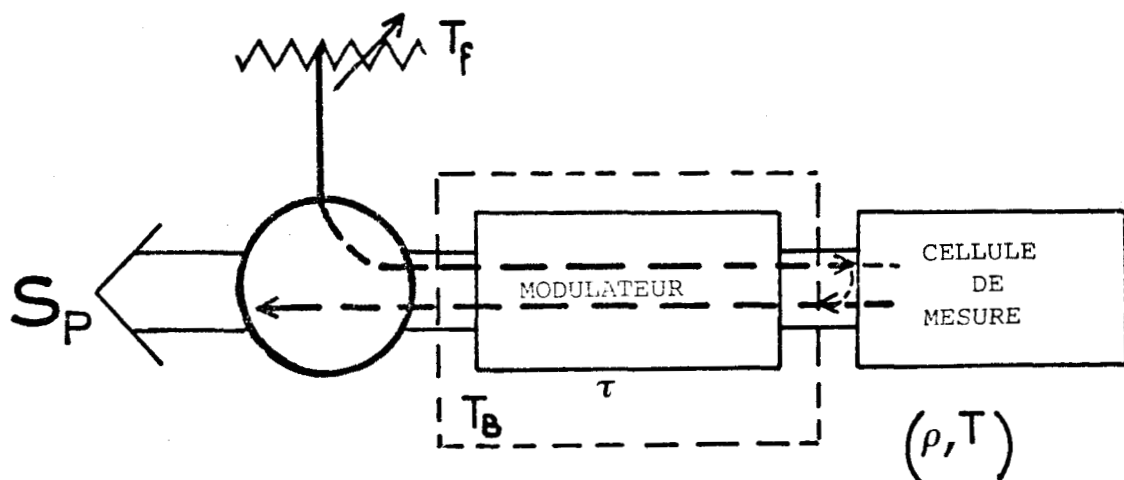


FIGURE 3.9 : BILAN DES TRANSFERTS RADIATIFS (MODULATEUR PASSANT).

Pendant la demi-période où le modulateur est non passant (figure 3.10) on recueille un signal :

$$S_N = C [T_f \cdot R + T_B (1-R)]$$

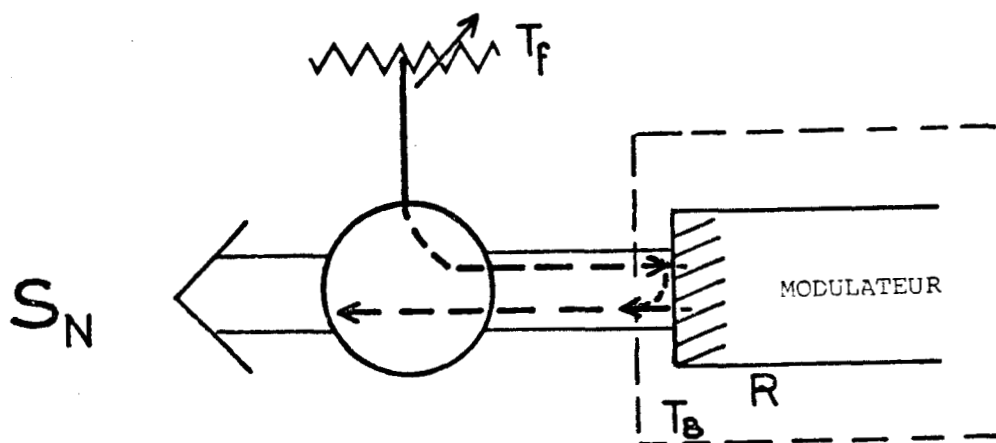


FIGURE 3.10 : BILAN DES TRANSFERTS RADIATIFS (MODULATEUR NON PASSANT)

Le signal total à la sortie du radiomètre (sur une période complète) est donné par :

$$S_T = C [T(1-\rho)\tau - T_f(R - \rho\tau)^2 + T_B(\rho\tau - \rho\tau^2 - \tau + R)] \quad (3.6)$$

On voit ainsi que si l'on pose :

$$T_B = T - \Delta\theta$$

on obtient un zéro en sortie pour :

$$T = T_f + \Delta\theta \left(1 - \frac{\tau(1-\rho)}{R - \rho\tau^2} \right) \quad (3.7)$$

L'erreur commise sur la détermination de T est donc de :

$$\varepsilon = + \Delta\theta \left(1 - \frac{\tau(1-\rho)}{R - \rho\tau^2} \right) \quad (3.8)$$

Cette expression prévoit que l'erreur systématique ε est d'autant plus faible que T_B est proche de T.

III.3₄ COMPENSATION DES IMPERFECTIONS DE LA METHODE DE ZERO - VERIFICATIONS EXPERIMENTALES

Revenons au cas de la figure 3.7 B.

Pour $\rho = 0$ et pour les valeurs de τ et de R propres à notre dispositif, mentionnées plus haut, l'expression 3.6 donne :

$$T = T_f + 0,1 \Delta\theta$$

Pour le cas de la figure 3.7 C, ($\rho \neq 0,4$) on obtient :

$$T = T_f + 0,25 \Delta\theta$$

On remarque que les valeurs calculées à l'aide de l'expression 3.7 vont bien dans le sens des valeurs relevées sur la figure 3.6 (B et C) puisque dans les deux cas, T est systématiquement supérieur à T_f ; ($A_1 > A_2$).

Dans le cas d'une cellule guide d'onde remplie d'eau ($\rho \neq 0,6$) l'erreur calculée d'après l'expression 3.7 s'élève à $0,38\Delta\theta$. C'est approximativement ce que l'on trouve puisque pour $T \neq 35^\circ\text{C}$ (température voisine de celle que l'on compte mesurer in vivo dans le cas des tissus biologiques) et T_B correspondant à la température ambiante, l'erreur systématique est de quelques degrés.

Après avoir identifié la principale cause d'erreur, il convient de l'éliminer, ou tout au moins de minimiser son influence sur la mesure de T . A cet effet, on remarque que l'expression 3.8 indique que ce but devrait être atteint si T_B et T sont voisines, ce qui correspond au cas où le modulateur est porté à une température voisine de la température à mesurer.

Cette remarque s'est avérée exacte en pratique. En effet, dans le cas de la mesure précédente sur l'eau, si l'on fixe $T = 32^\circ$, en portant le modulateur à une température T_B voisine (en fait 30°C), l'erreur absolue n'est plus que de $0,6^\circ\text{C}$. C'est pourquoi nous avons inclus dans le système une régulation de température que l'on fixe à une consigne voisine de la température à mesurer. Par exemple, dans le cas de la mesure in vivo de la température moyenne des tissus humains, on porte le modulateur à une température comprise entre 25 et 32°C (la température superficielle de la peau dépend de l'organe testé et de la température ambiante [50]).

Signalons que les causes d'erreurs que nous mentionnons peuvent être combattues par d'autres procédés : des chercheurs allemands, qui ont repris la méthode que nous venons de présenter [51], minimisent les erreurs en injectant entre la cellule et le modulateur un signal de bruit destiné à compenser le signal de déséquilibre (relation 3.7).

D'autres vérifications ont été réalisées. Par exemple, nous simulons la cellule de mesure par une source de bruit précédée d'un adaptateur qui permet de modifier le coefficient de réflexion (figure 3.11); le modulateur est porté à une température T_B voisine de T .

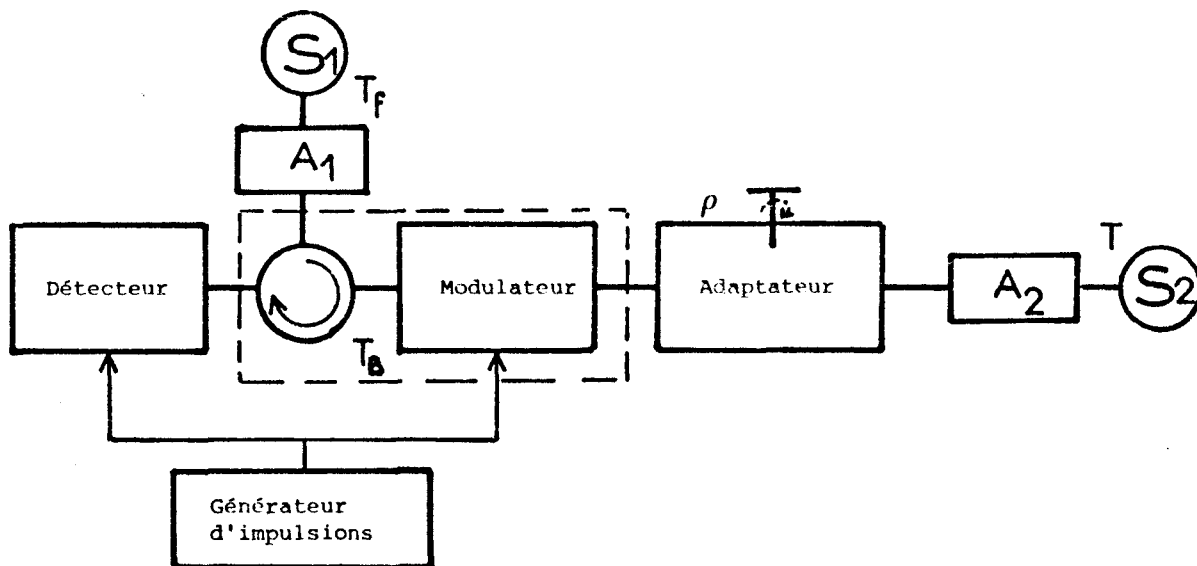


FIGURE 3.11 : BANC DE MESURE PERMETTANT DE VERIFIER LA METHODE DE ZERO DANS LE CAS D'UNE SOURCE DE BRUIT DESADAPTEE.

On relève alors l'erreur commise sur la mesure fonction de ρ (figure 3.12). Constatons l'amélioration importante apportée par la nouvelle méthode ; par exemple pour $\rho = 0,5$, l'erreur sur $\frac{\Delta T \text{ apparent} - \Delta T \text{ réel}}{\Delta T \text{ réel}}$ passe de 50 % dans le cas de la méthode classique à 4 % dans le cas du radiomètre modifié.

Dans un autre cas, nous reprenons l'expérience (cellule de mesure connectée au radiomètre classique) présentée figure 3.1 (paragraphe III.2.1) mais ici, la cellule de mesure est connectée sur le banc radiométrique modifié. La méthode de zéro doit nous permettre ici de mesurer directement la température du liquide et d'estimer l'erreur commise en fonction de l'épaisseur h du matériau.

Nous donnons figure 3.13 A, un exemple de résultat obtenu sur le chloroforme à 38°C (fréquence centrale 9 GHz, bande passante 800 MHz). Les performances de la méthode que nous proposons sont comparées à celles du radiomètre classique (figure 3.13 B) : on constate que l'erreur relative commise sur l'écart de température par rapport à la température ambiante demeure inférieure à quelques pourcent tant que le coefficient de réflexion ne devient pas supérieur à 0,5.

Nous avons aussi appliqué la méthode de zéro à un liquide dont on fait varier la température. On arrive aux mêmes conclusions que précédemment alors que le coefficient de réflexion dans la bande du radiomètre est parfois important (eau : $\rho = 0,6$; chloroforme : $\rho = 0,25$).

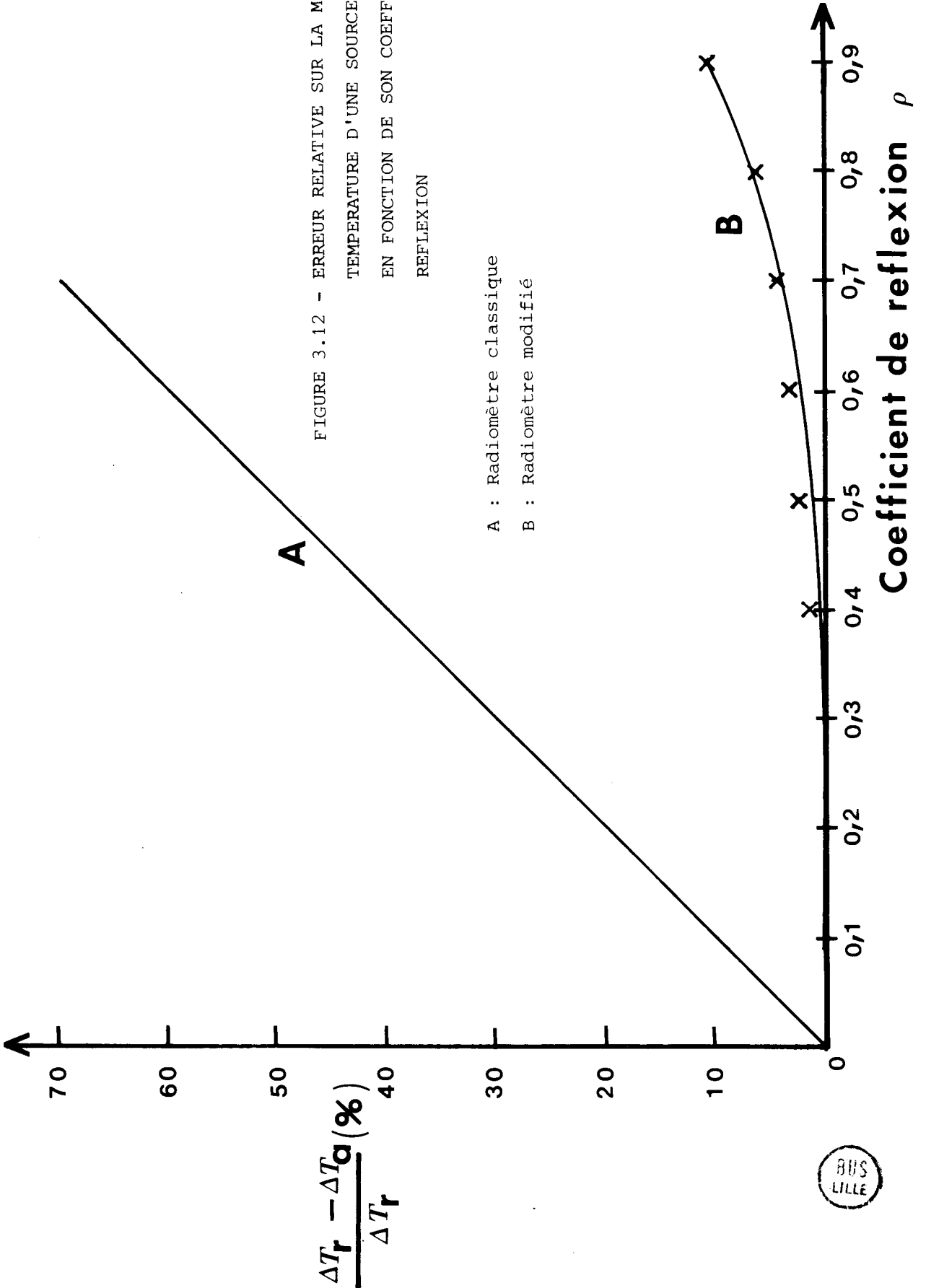
III.3.5 AUTRES REMEDES POSSIBLES POUR REDUIRE L'ERREUR COMMISE SUR LA MESURE DE LA TEMPERATURE

Nous avons vu que s'il faut travailler avec un matériel imposé, on peut minimiser l'erreur en chauffant le modulateur. Dans le cas où un choix peut être envisagé, on utilisera un modulateur dont les caractéristiques se rapprochent le plus de celles du dispositif idéal.

Dans l'état actuel de la technologie des composants hyperfréquences, il existe sur le marché des modulateurs à diodes PIN dont le coefficient de réflexion R est meilleur que 0,9 et le coefficient de transmission τ proche de 0,9. A titre d'exemple, on peut citer un modulateur à diodes PIN (modèle n°411 DJ-200) fabriqué par NARDA qui réalise largement les performances précitées (dans une bande de fréquences 8-10 GHz).

Une autre amélioration consiste à réaliser des sondes (qui remplacent dans une expérience réelle la cellule de mesure) dont l'adaptation aux tissus biologiques est optimisée. Ce problème sera abordé au quatrième chapitre où

FIGURE 3.12 - ERREUR RELATIVE SUR LA MESURE DE TEMPERATURE D'UNE SOURCE DE BRUIT EN FONCTION DE SON COEFFICIENT DE REFLEXION



A : Radiomètre classique
B : Radiomètre modifié

BUS LILLE

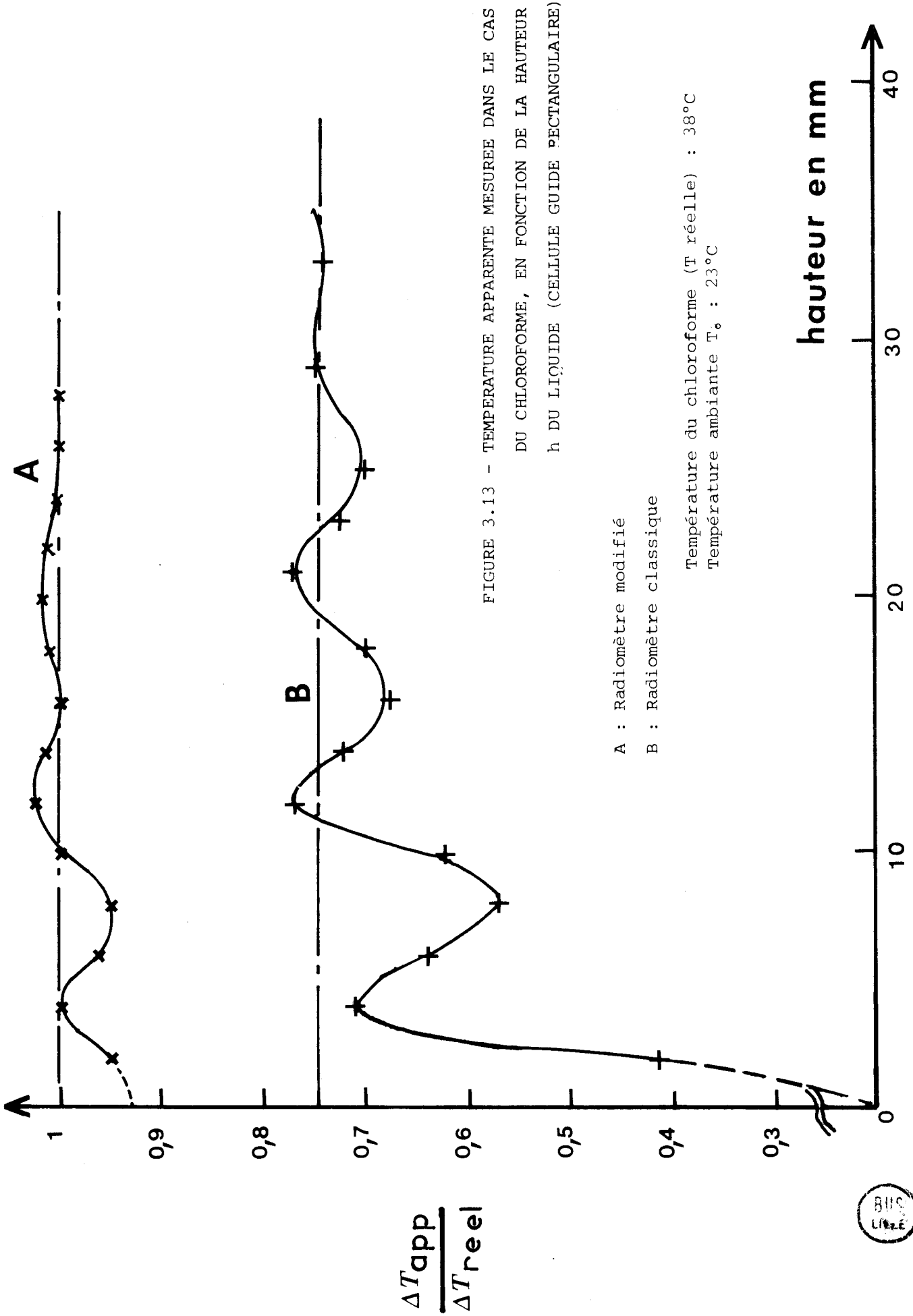


FIGURE 3.13 - TEMPERATURE APPARENTE MESUREE DANS LE CAS DU CHLOROFORME, EN FONCTION DE LA HAUTEUR h DU LIQUIDE (CELLULE GUIDE RECTANGULAIRE)

A : Radiomètre modifié
B : Radiomètre classique

Température du chloroforme (T réelle) : 38°C
Température ambiante T₀ : 23°C



nous montrons que l'on peut obtenir des coefficients de réflexion à l'interface sonde-tissus tels que $\rho \leq 0,3$.

Pour illustrer ces améliorations possibles et leurs influences sur la réduction de l'erreur commise sur la mesure de la température, nous allons reprendre les valeurs numériques de R , τ et ρ précitées ($R = 0,9$, $\tau = 0,9$, $\rho = 0,3$) et les porter dans la relation 3.8 qui exprime l'erreur systématique de la méthode de zéro.

On constate dans ces conditions que, en opérant avec un modulateur à la température ambiante, cette erreur passe de $0,38 \Delta\theta$ (obtenue au paragraphe III.3₃ avec le modulateur utilisé actuellement), à $0,04\Delta\theta$, valeur que l'on peut espérer obtenir avec le modulateur optimal que nous avons sélectionné. Cette façon d'opérer présenterait l'avantage d'alléger le dispositif en supprimant tout le système assurant la régulation de la température du modulateur.

III.3₅ EXEMPLES DE MESURES DU COEFFICIENT DE REFLEXION PAR RADIOMETRIE MODIFIEE

Nous avons mentionné au paragraphe II.3₁ que le dispositif utilisé pour la méthode de zéro peut également servir pour la mesure des coefficients de réflexion puisque lorsque $T_f \gg T$, on a en sortie un signal proportionnel à $T_f (1-\rho)$. (relation 3.5).

Si l'on connaît (par une mesure d'étalonnage) la constante de proportionnalité C , on peut déduire la valeur du coefficient de réflexion ρ de l'expression 3.5. On a d'abord essayé de vérifier ce résultat en opérant sur un adaptateur à vis (comme on l'a déjà rapporté au paragraphe III.3₄, figure 3.11). Les valeurs des coefficients de réflexion ainsi obtenues, en fonction de la position x de la vis de l'adaptateur, sont présentées figure 3.14 A et comparées aux coefficients de réflexion mesurés en régime monochromatique (figure 3.14 B) aux fréquences 9 et 9,29 GHz (située dans la bande du radiomètre). On observe un écart parfois notable entre les deux courbes A et B. Si maintenant on tient compte des imperfections du modulateur, l'expression 3.5 devient :

$$S = C.T_f(\rho\tau^2 - R) \quad (3.9)$$

Les valeurs de ρ corrigées en conséquence (à l'aide de l'abaque présentée figure 3.15) sont données sur la figure 3.14 C. Ces résultats sont tout à fait compatibles avec les valeurs de ρ obtenues par réflectométrie en onde monochromatique (figure 3.14 B).

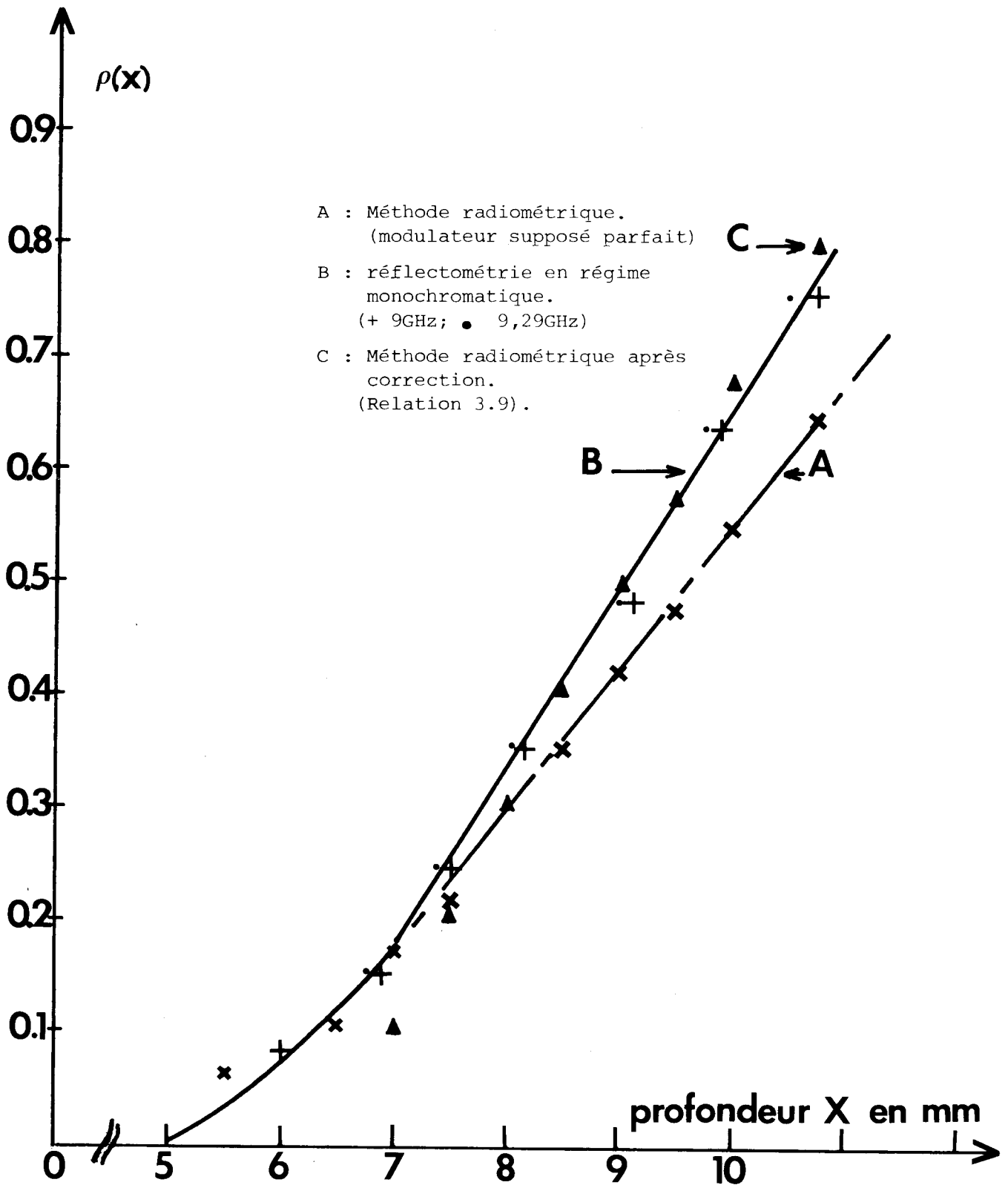


FIGURE 3.14 - MESURE DU COEFFICIENT DE REFLEXION EN PUISSANCE D'UN ADAPTATEUR EN FONCTION DU REGLAGE (Profondeur X) -



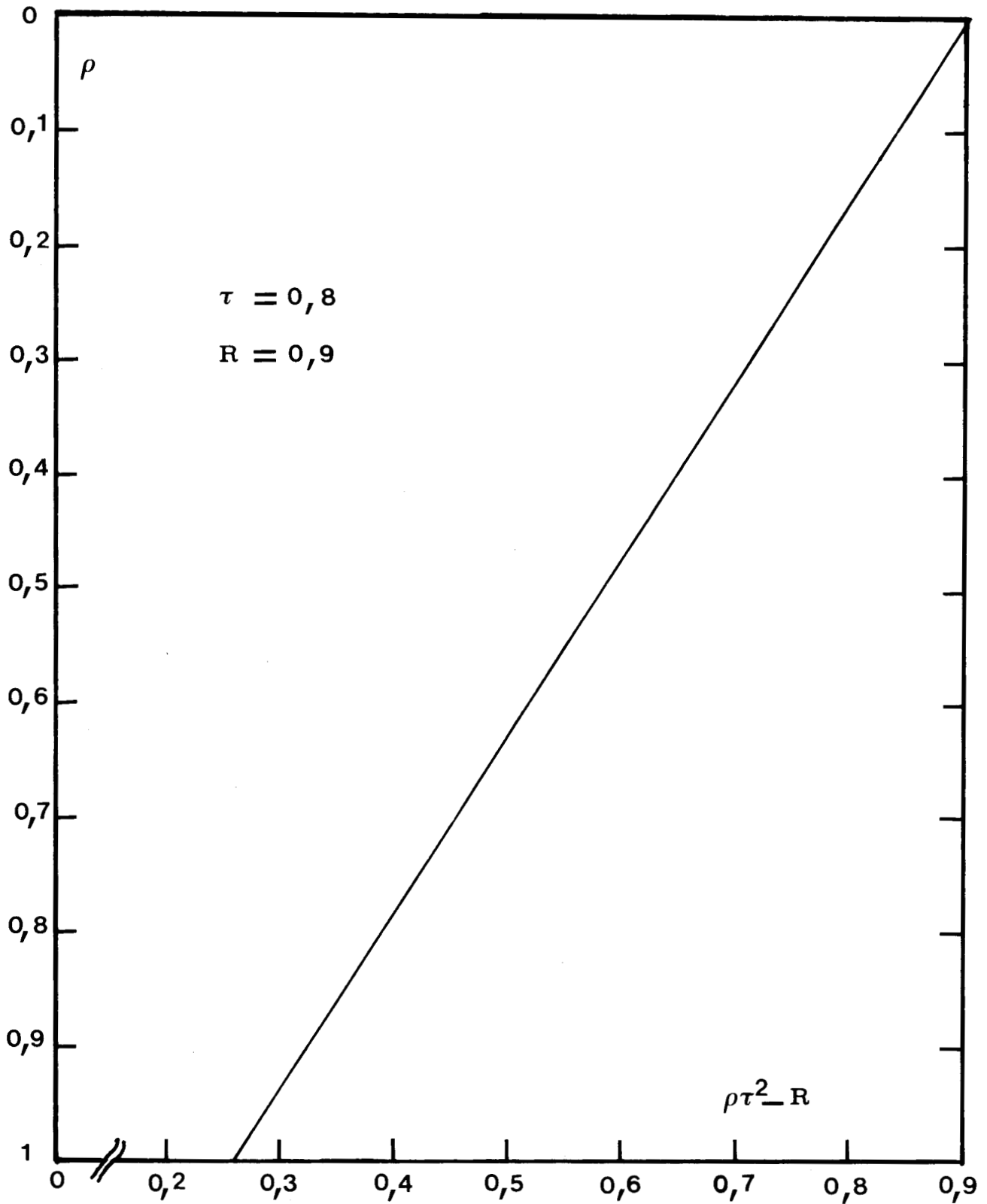


FIGURE 3.15 - ABAQUE DE CORRECTION DESTINE A CALCULER LA VALEUR EXACTE DE ρ COMPTE TENU DES IMPERFECTIONS DU MODULATEUR - (Relation III, 9)

Selon le même principe que précédemment (relation 3.5) nous avons également mesuré le coefficient de réflexion d'un dioptré air-liquide en structure guide d'onde. On trouve ainsi ρ moyen = 0,55 pour l'eau et ρ moyen = 0,2 pour le chloroforme. Ces valeurs sont voisines de celles que l'on peut mesurer par réflectométrie à 9 GHz. ($\rho \approx 0,6$ pour l'eau et $\rho \approx 0,25$ pour le chloroforme).

III.4. C O N C L U S I O N

Dans ce chapitre, nous avons montré les difficultés posées par la méthode radiométrique classique dans le cas où l'on veut mesurer directement la température d'un matériau.

Nous avons signalé que la méthode radiométrique classique paraît plutôt mieux adaptée à la mesure de la permittivité d'un liquide qu'à celle de sa température.

Pour remédier à cet état de fait, nous avons imaginé une nouvelle méthode (appelée méthode de zéro ou radiomètre modifié) qui permet de déterminer directement la température absolue d'un matériau homogène.

Nous avons analysé les erreurs introduites par les imperfections des éléments (en particulier du modulateur) et proposé les moyens de réduire ces erreurs afin d'optimiser l'utilisation de la nouvelle méthode (chauffage du modulateur).

Nous montrons que lorsque la température à mesurer est comprise entre 30 et 40°C, (valeurs compatibles avec celles que l'on désire mesurer in vivo dans le cas des tissus humains), et si le coefficient de réflexion du dioptré milieu émissif-sonde n'est pas prohibitif ($\rho < 0,4$), on peut mesurer la température à quelques dixièmes de degré près.

Nous avons montré également que l'emploi d'un modulateur plus performant devrait permettre de simplifier la constitution du système.

CHAPITRE IV

MISE AU POINT D'UNE MESURE IN VIVO
DE LA TEMPÉRATURE MOYENNE DANS LES TISSUS

PREMIERS RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

IV.1. INTRODUCTION

Il s'agit maintenant d'adapter les techniques précédemment décrites pour effectuer des mesures de la température in vivo. Après avoir décrit les sondes et avoir défini la méthode qui sera utilisée, on procède à des opérations de calibration sur des liquides absorbants portés à une température connue ; ensuite on vérifie la méthode sur des animaux sur lesquels on a provoqué une hyperthermie ; on procède aussi à la mesure de température sous-cutanée chez l'homme au cours d'un effort physique. Enfin, les résultats actuellement obtenus par d'autres auteurs en thermographie biomédicale microonde sont évoqués ; les possibilités d'extension de la technique sont discutées.

IV.2. REALISATION ET CARACTERISATION DES SONDES

Pour passer des expériences décrites dans le chapitre précédent aux mesures in vivo, il convient de réaliser des sondes au contact (les raisons de ce choix sont données au chapitre I) qui assurent un couplage électromagnétique convenable entre les tissus vivants et le détecteur. De tels dispositifs ont été jusqu'ici très peu étudiés ou réalisés [52,53,54] et il est vraisemblable que de nombreuses solutions soient encore à trouver.

IV.2.1 CABLE COAXIAL RIGIDE ; TRANSITION GUIDE-GUIDE PROGRESSIVE

Notre recherche s'est d'abord portée sur des dispositifs constitués par des câbles coaxiaux miniatures dénudés à leur extrémité (figure 4.1A). Le procédé est intéressant car on peut facilement modifier les caractéristiques de l'antenne et contrôler immédiatement à l'analyseur de réseau si l'adaptation est atteinte. Par ailleurs, il existe actuellement sur le marché de tels câbles rigides, de dimensions réduites (diamètre minimal 0,5 mm) fonctionnant au-delà de 10 GHz, qui pourraient permettre la réalisation de sondes miniatures. Cependant, cette technique ne peut être utilisée que dans un nombre limité de cas car elle nécessite l'implantation des sondes dans les tissus. C'est pourquoi nous avons préféré nous orienter vers l'utilisation de sondes atraumatiques, qui opèrent par simple contact sur les tissus vivants (à la manière d'un stéthoscope).

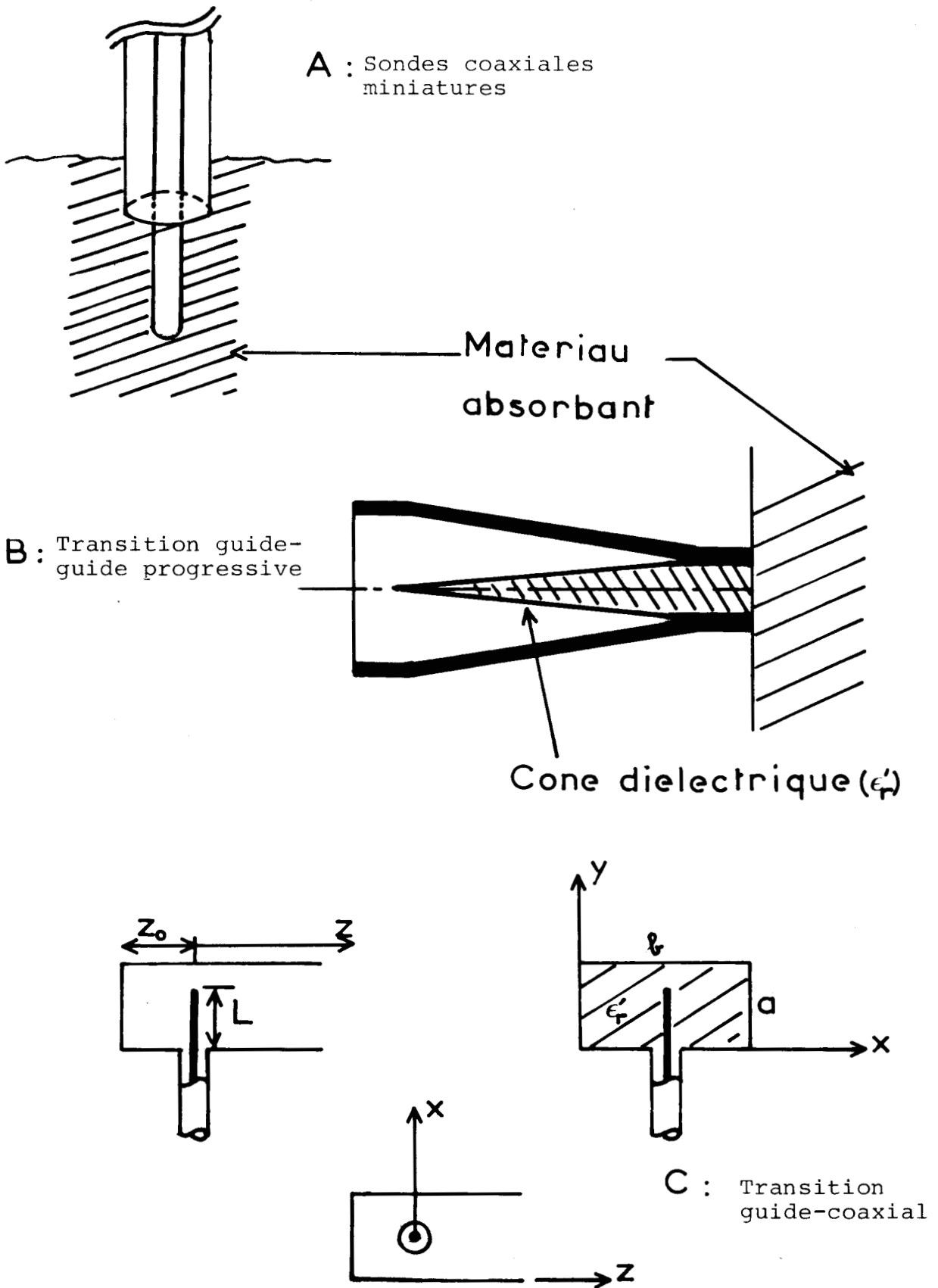


FIGURE IV.1 TYPES DE SONDÉS ETUDIÉES

Aussi avons-nous étudié et réalisé plusieurs sondes constituées par des transitions guide-guide (figure 4.1B), l'un des tronçons de guide étant rempli d'un diélectrique à faibles pertes. L'ouverture du guide chargé est destinée à être placée contre l'épiderme pour capter le rayonnement thermique. La permittivité du diélectrique pourra être choisie de telle sorte à assurer un couplage satisfaisant avec les tissus vivants.

La figure 4.2 donne le relevé du coefficient de réflexion mesuré dans la bande de fréquence 8-10 GHz ; on opère en plaçant la sonde au contact des liquides ayant des permittivités assez proches de celles des tissus vivants aux fréquences de travail (eau, chloroforme). On relève alors sur analyseur de réseaux le module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence dans la bande passante précitée. Ainsi pour une sonde constituée par un guide (mode TE_{01}) remplie d'un diélectrique de permittivité $\epsilon'_r = 4$ (figure 4.1B) on trouve un TOS moyen de 2,2 soit un coefficient de réflexion en puissance voisin de 0,15 dans le cas de l'eau, et un TOS moyen meilleur que 1,5 dans le cas du chloroforme.

Cependant, pour des raisons liées, d'une part aux difficultés d'usage du cône ou de la pyramide constituée du diélectrique, servant à réaliser l'adaptation, et d'autre part à l'encombrement et au poids de ces sondes, nous avons ultérieurement décidé d'utiliser plutôt un autre type de sonde atraumatique.

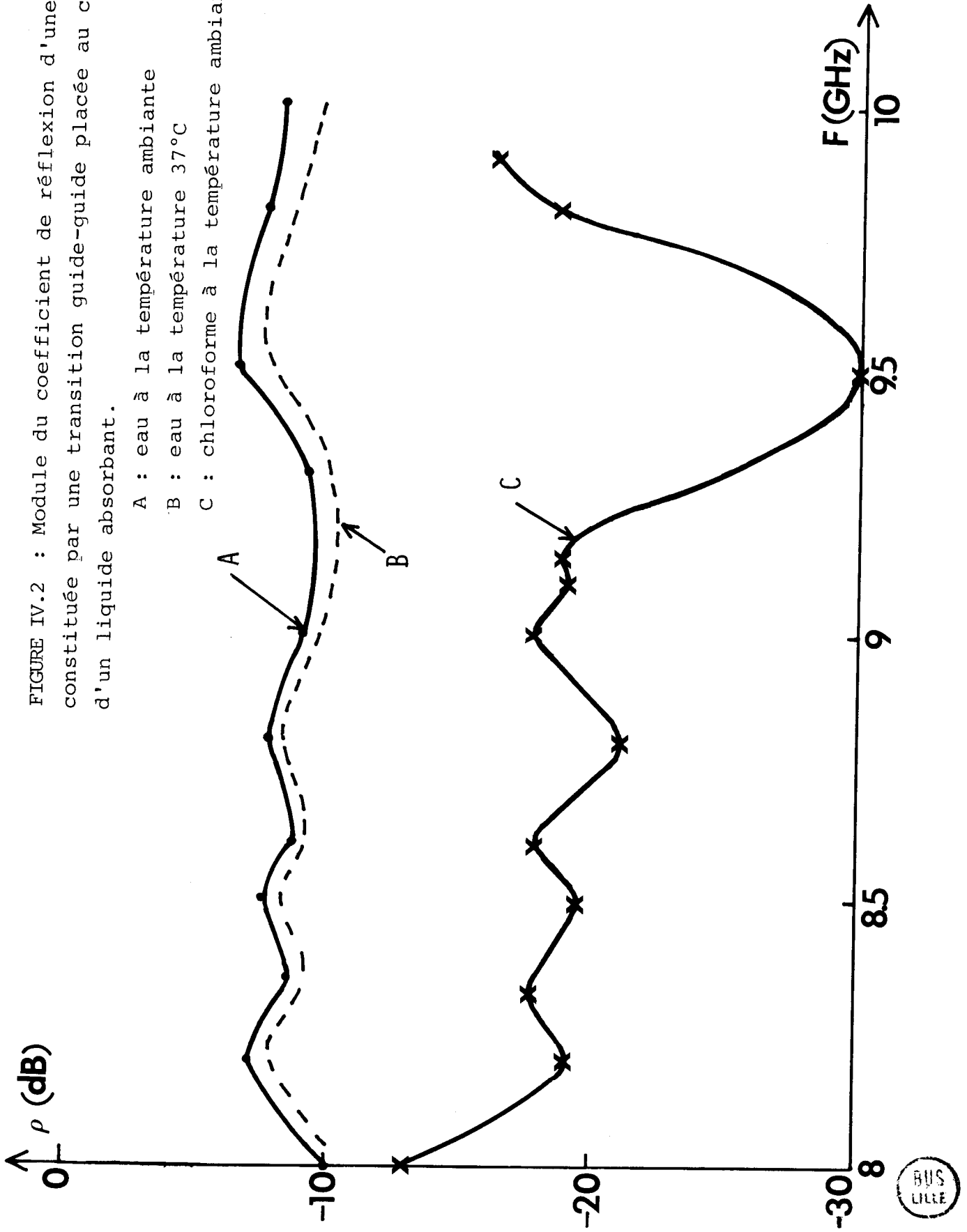
IV.2.2 TRANSITION COAXIAL-GUIDE REMPLI DE DIELECTRIQUE (figure 4.1C)

On utilise une transition coaxial-guide. L'ouverture du guide rempli d'un diélectrique à faibles pertes est destinée à être placée au contact des tissus à tester. Cette transition est constituée d'une antenne cylindrique placée verticalement au milieu du grand côté du guide. L'antenne plongeant dans le guide 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.

Par un choix adéquat de la longueur l de l'antenne et de sa distance z_0 par rapport au court circuit, l'impédance de rayonnement Z de l'antenne peut être égalée à l'impédance caractéristique de la ligne coaxiale Z_c d'où le transfert maximal d'énergie d'une structure vers l'autre. On a ainsi réalisé l'adaptation de l'antenne linéaire au guide d'onde. Dans le cas d'une transition coaxiale-guide remplie d'air, le calcul de l'adaptation entre les deux structures (antenne linéaire et guide) a été étudié par plusieurs auteurs [55,56,57,58].

FIGURE IV.2 : Module du coefficient de réflexion d'une sonde ($\epsilon'_r=4$) constituée par une transition guide-guide placée au contact d'un liquide absorbant.

- A : eau à la température ambiante
- B : eau à la température 37°C
- C : chloroforme à la température ambiante.



Ce genre de "sondes" est d'ailleurs courant dans le commerce. Nous avons, dans une première étape, utilisé une transition coaxiale-guide bande X du commerce (guide sans diélectrique).

Ultérieurement un programme numérique a été mis au point [59], qui correspond au calcul de l'impédance de rayonnement d'une antenne linéaire plongeant dans un guide rempli de diélectrique. On peut ainsi aboutir aux choix des paramètres de l'antenne (z_0, l) permettant un couplage optimal entre l'antenne et le guide dans une large bande de fréquence (8-10 GHz).

Les valeurs du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence, fournies par le programme sont montrées en figure (4.3) pour différents couples de valeurs l, z_0 .

Des sondes de ce type ont été réalisées à partir des résultats précédents ; elles ont été testées sur analyseur de réseaux. Un TOS de l'ordre de 2 et des pertes d'insertions inférieures à 0,5 dB sont obtenus dans la bande 8-10 GHz.

Ayant assuré une adaptation convenable entre les deux structures, nous avons ensuite testé les sondes dans le cas où l'ouverture du guide est en contact avec des liquides absorbants : on a en particulier mesuré sur analyseur de réseaux le coefficient de réflexion en puissance globale $|\bar{\rho}|$ dans la bande 8-10 GHz (figure 4.4) pour le chloroforme et l'eau.

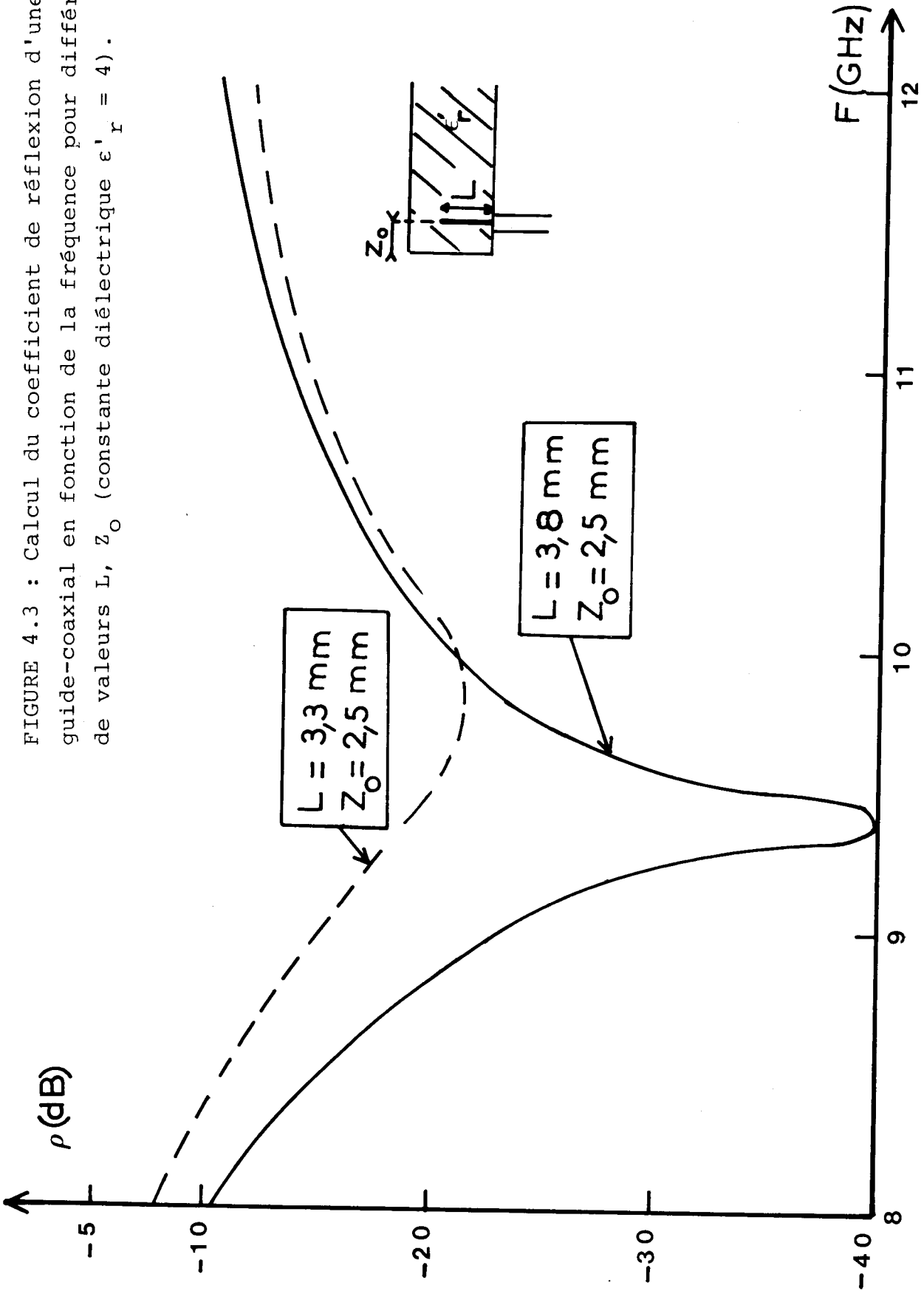
En outre, on obtient un $|\bar{\rho}|$ inférieur à 0,3 dans le cas où la sonde est appliquée sur la peau pour la bande du radiomètre (8,5 - 9,5 GHz).

Par ailleurs, nous avons mesuré ce même coefficient de réflexion global $|\bar{\rho}|$ par la méthode radiométrique, proposée au chapitre III, en utilisant la même sonde que précédemment. Les résultats obtenus pour différents sites testés sont consignés dans le tableau 4.1. Des corrections ont été apportées, qui tiennent compte des erreurs dues aux imperfections du modulateur (chapitre III, figure 3.15). Ces résultats sont tout à fait compatibles avec ceux obtenus à l'analyseur de réseau.

tissus testés	main	bras	front	mollet	abdomen	thorax
$ \bar{\rho} $	0,2	0,23	0,25	0,29	0,27	0,25

TABLEAU 4.1

FIGURE 4.3 : Calcul du coefficient de réflexion d'une transition guide-coaxial en fonction de la fréquence pour différents couples de valeurs L , Z_0 (constante diélectrique $\epsilon'_r = 4$).



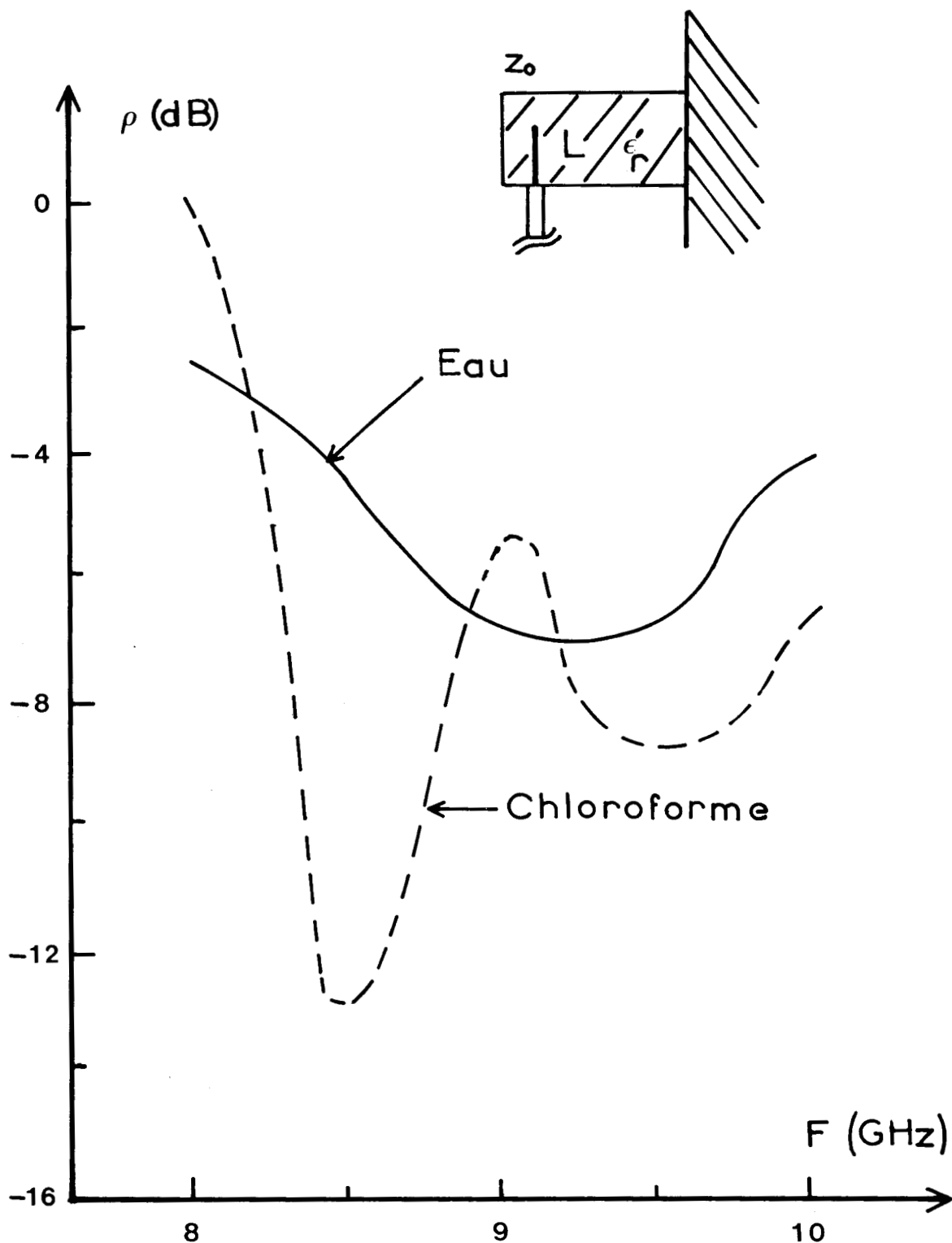


FIGURE IV.4. : Coefficient de réflexion mesuré en fonction de la fréquence pour une sonde guide-coaxial placée au contact d'un liquide absorbant.

($L \# 3,8$ mm ; $Z_0 \# 2,5$ mm ; $\epsilon'_r = 4$)



Un autre paramètre important caractérisant les sondes est relatif au volume concerné par le couplage électromagnétique (volume cible). Actuellement, on admet que ce volume cible est limité par le prolongement des parois du guide et que son épaisseur est donnée par la profondeur de pénétration δ en onde TEM [46](figure 1.8). Cette hypothèse peut être une base de travail pour une première estimation, mais elle est très contestable. En réalité, on sait seulement que dans le guide, la propagation est du type TE_{01} alors que le problème du champ dans un matériau dissipatif à courte distance d'une ouverture rayonnante n'a pas encore été résolu par l'électromagnétisme. Cependant, des études théoriques sont actuellement en cours^{*}, qui devraient prochainement apporter des éclaircissements sur ce point important [60][61].

IV.3. DEFINITION DE LA METHODE DE MESURE IN VIVO

Il s'agit maintenant de définir l'appareillage tel qu'il existe actuellement ainsi que les opérations à effectuer lors de la mesure.

IV.3.1 CONSTITUTION DU BANC DE MESURE

Le dispositif comporte deux parties principales : une tête hyperfréquence et un ensemble détection basse fréquence (figure 4.5)(photo fig. 4.6).

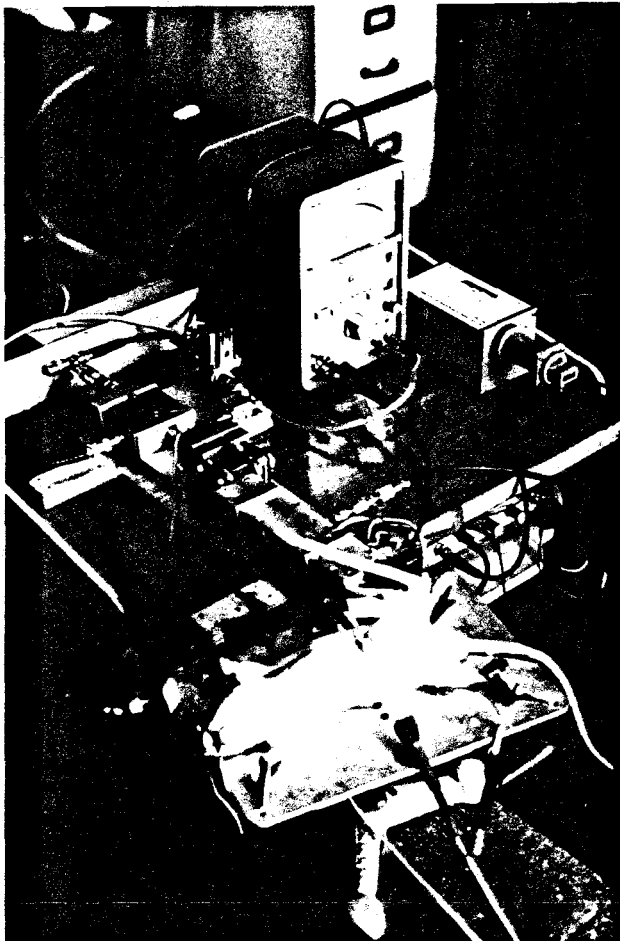


FIGURE 4.6

^{*}Ces calculs sont menés dans le cadre du GRECO microondes ; Action "couplage ondes-circuits".

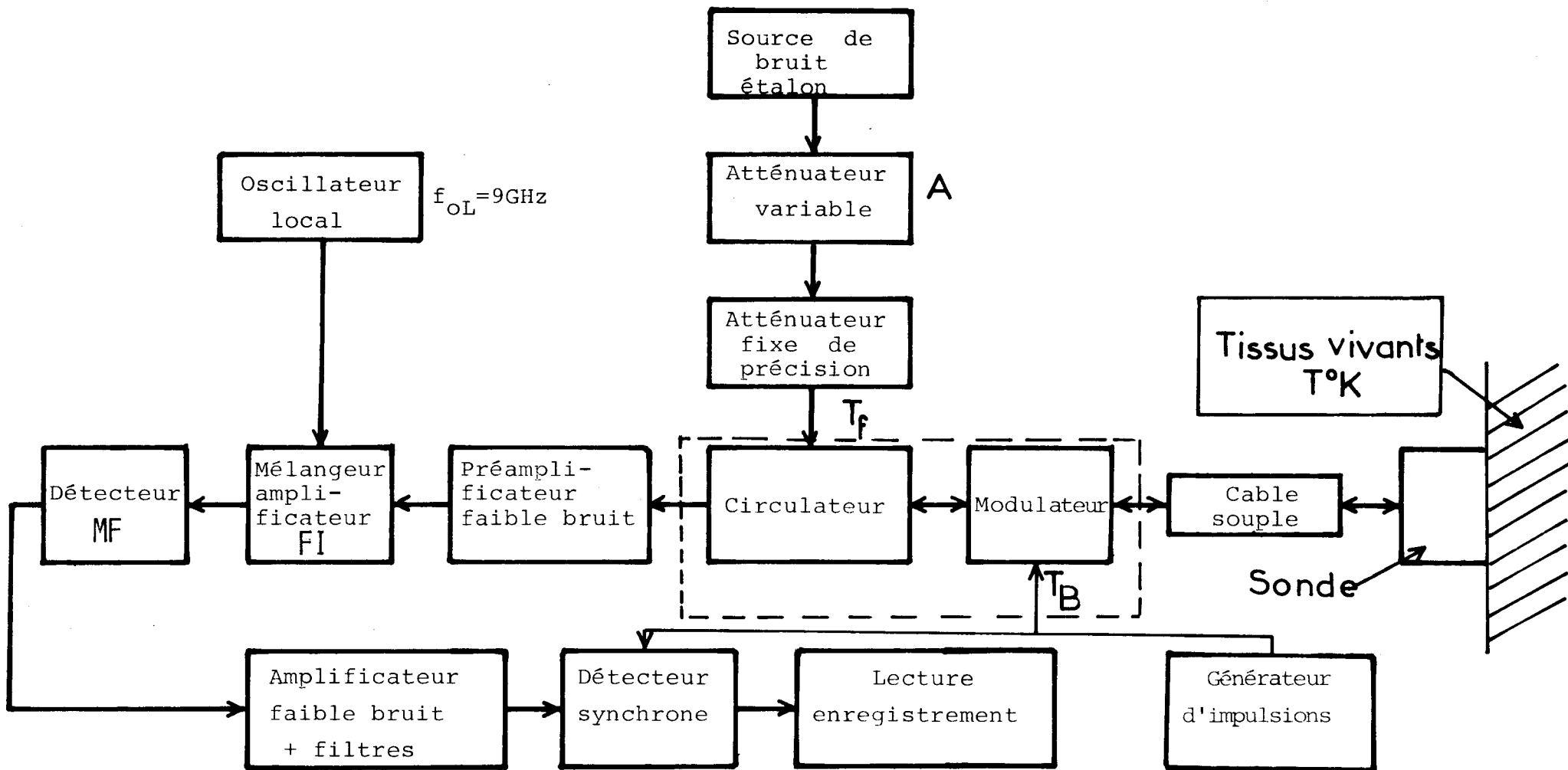


FIGURE IV.5 SCHEMA DU DISPOSITIF RADIOMETRIQUE DESTINE A LA MESURE DE TEMPERATURE IN VIVO.

IV.3.2 REGLAGES ET ETALONNAGES DE L'APPAREIL

Après avoir ajusté la phase du détecteur synchrone pour obtenir un signal maximum, on règle le zéro du détecteur lorsque les trois températures T_A , T_B et T_f sont égales à la température ambiante.

Le modulateur est ensuite porté à une température proche de celle des tissus vivants (généralement 30 à 32°C) afin de minimiser les erreurs évoquées au chapitre III.

* Mesure absolue de la température

Pour l'étalonnage, la sonde est plongée dans un liquide absorbant dont on modifie la température au cours du temps tandis qu'on cherche le zéro en sortie par action sur l'atténuateur A qui définit le signal de référence (Température T_f). On relève alors la courbe donnant l'atténuation A fonction de la température réelle du liquide. Dans le cas de l'exemple donné figure 4.7, pour des températures voisines de celle du corps humain, à un écart de température de 1°C correspond une variation d'atténuation de 0,3 dB/degré.

Remarquons que la méthode ne dépend pas du coefficient de réflexion (si celui-ci est inférieur à 0,4) : la courbe d'étalonnage obtenue est la même pour des liquides différents. Cette calibration une fois réalisée (l'atténuateur étant étalonné en température) on peut procéder aux mesures absolues de la température in vivo.

* Mesure relative de la température

Si une mesure absolue de la température peut être intéressante pour des expériences telle la thermorégulation dans le corps humain et le diagnostic de tumeurs par détection de gradients de température dans les tissus, il peut également être utile de disposer d'une autre méthode pour laquelle, la sonde étant fixée en un point donné, on puisse enregistrer des variations de température en fonction du temps.

On réalise alors une autre opération de calibration qui conduit à une méthode de mesure relative de la température. Tout d'abord, on procède comme dans le cas précédent : on recherche un zéro en sortie lorsque la sonde est plongée dans un liquide de température connue (par exemple 35°C). Ensuite, on modifie la température réelle T du liquide (mesurée par sonde au platine, ou thermocouple) tandis qu'on enregistre le signal radiométrique correspondant.

Un exemple de résultat est donné figure 4.8. Le cas présenté ici correspond à une variation de signal de sortie de 0,95 mW/°C.

Cette deuxième méthode ne donne une mesure absolue de la température que lorsque l'adaptation est réalisée entre le liquide et la sonde. Dans le

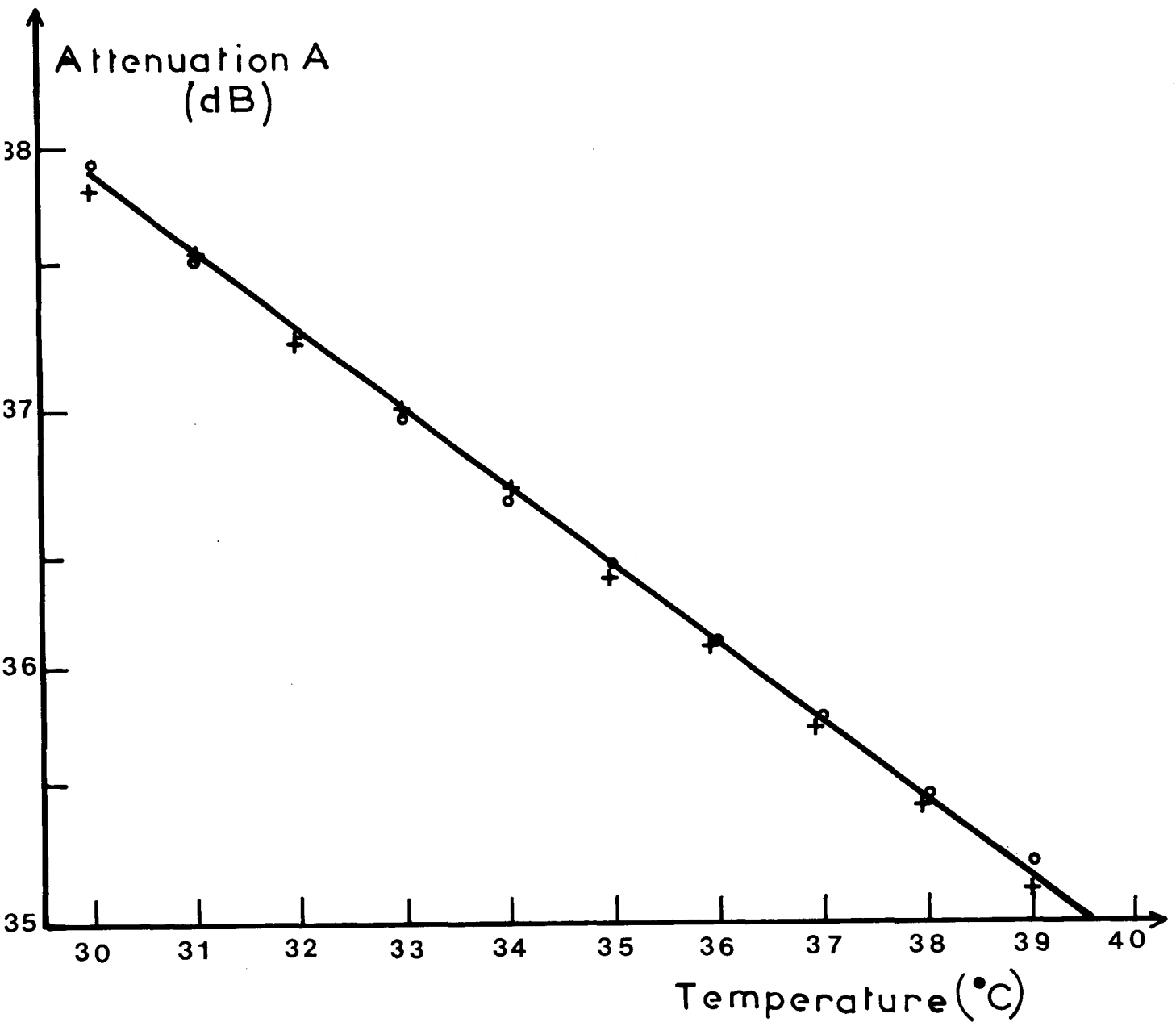


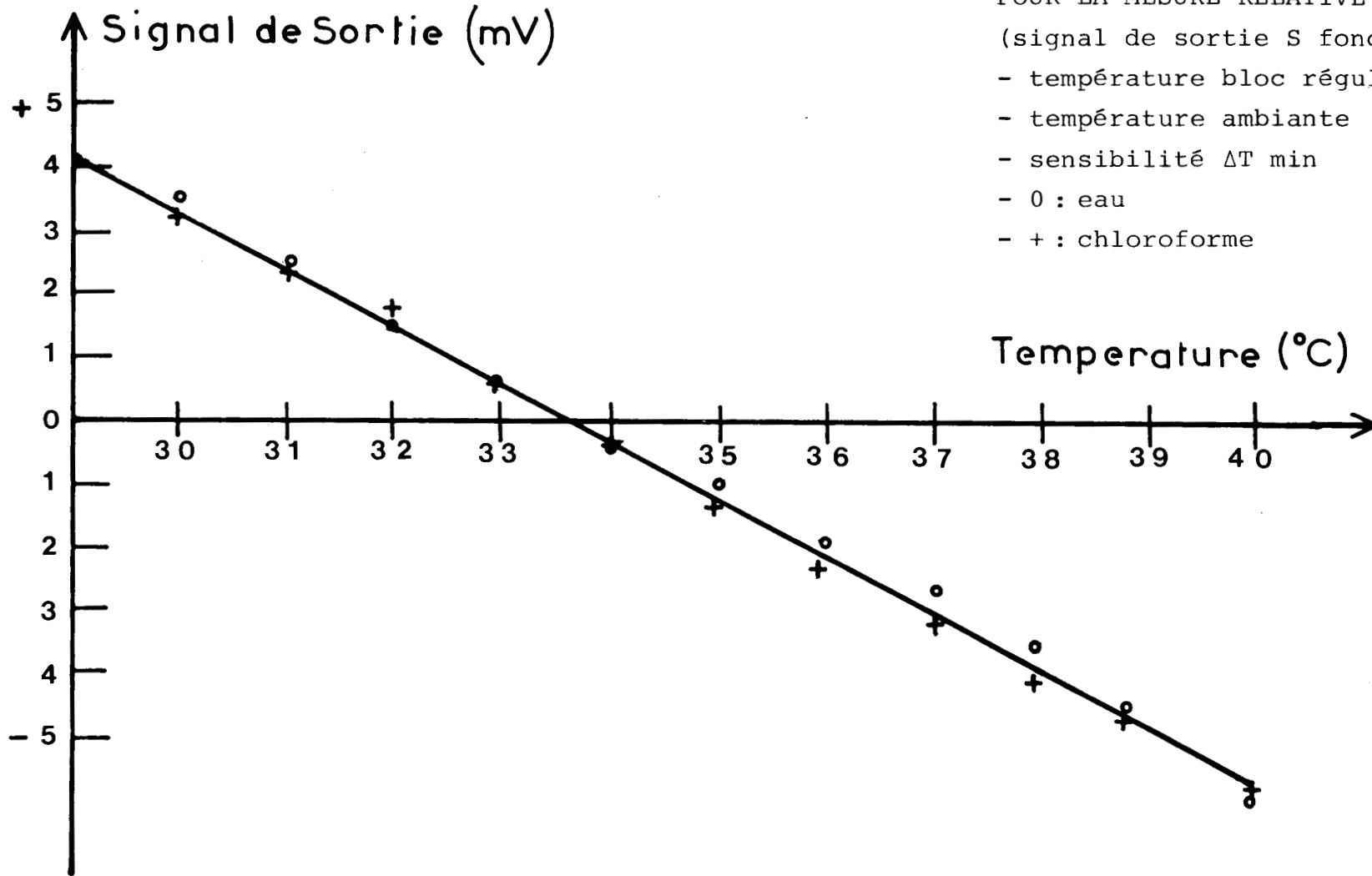
FIGURE IV.7. COURBE D'ETALONNAGE DU RADIOMETRE MODIFIE POUR LA METHODE DE ZERO (ATTENUATION A FONCTION DE LA TEMPERATURE).

- température ambiante : # 22°C
- température bloc régulé T_B : # 33°C
- sensibilité ΔT min $\pm 0,15^\circ\text{C}$

o eau
+ chloroforme



FIGURE IV.8. COURBE D'ETALONNAGE DU RADIOMETRE
 POUR LA MESURE RELATIVE DE TEMPERATURE
 (signal de sortie S fonction de la T°).
 - température bloc régulé $T_B \# 33^\circ\text{C}$
 - température ambiante $T_O \# 22^\circ\text{C}$
 - sensibilité $\Delta T \text{ min} = \pm 0,15^\circ\text{C}$
 - 0 : eau
 - + : chloroforme



cas contraire, l'erreur commise dépend du coefficient de réflexion.

IV.4. MESURES DE TEMPERATURE IN VIVO

IV.4.1 VERIFICATION DE LA METHODE (mesure sur le rat et le lapin)

Plusieurs essais concernent l'observation d'une hyperthermie fébrile provoquée chez le rat ou le lapin par l'injection d'un vaccin T.A.B. [62] ou par excitation du nerf sciatique. On mesure la température sous-cutanée en implantant un thermocouple là où l'on pose la sonde radiométrique. La méthode de zéro permet de connaître la valeur absolue de la température au début de l'expérience. On s'assure par ailleurs que le coefficient de réflexion n'est pas prohibitif. Ultérieurement, et pendant que se manifeste l'élévation de la température, on enregistre simultanément le signal de sortie du radiomètre (mesure relative) et celui du thermocouple (figures 4.9,10,11).

Ces premières expériences in vivo [63] ont permis de tester la validité et la sensibilité de la méthode sur des gradients de températures particulièrement faibles (inférieures à 1°C).

Remarquons que la sensibilité du radiomètre dans le cas de la mesure de température in vivo est un peu plus faible ($\Delta T_{\min} = \pm 0,15^\circ\text{K}$) que celle obtenue au chapitre II dans le cas de la température d'une charge adaptée ($\Delta T_{\min} = \pm 0,1^\circ\text{K}$). Ceci est dû aux imperfections de la sonde en particulier à ses pertes d'insertion (environ 0.5 dB) qui augmentent légèrement le facteur de bruit de la chaîne.

IV.4.2 MESURE DE LA TEMPERATURE SOUS-CUTANEE CHEZ L'HOMME AU COURS D'UN EFFORT PHYSIQUE

Un autre essai concerne la mesure de la température dans un muscle de la cuisse et sur la peau au cours du temps, lors d'un exercice physique [63]. Les efforts sont fournis par le sujet sur un ergomètre (puissance comprise entre 150 et 225 watts) pendant des intervalles de temps séparés par des périodes de repos. La température superficielle est mesurée par un thermocouple appliqué sur la peau tandis que la température sous cutanée est relevée au cours du temps par la méthode de zéro (figure 4.12).

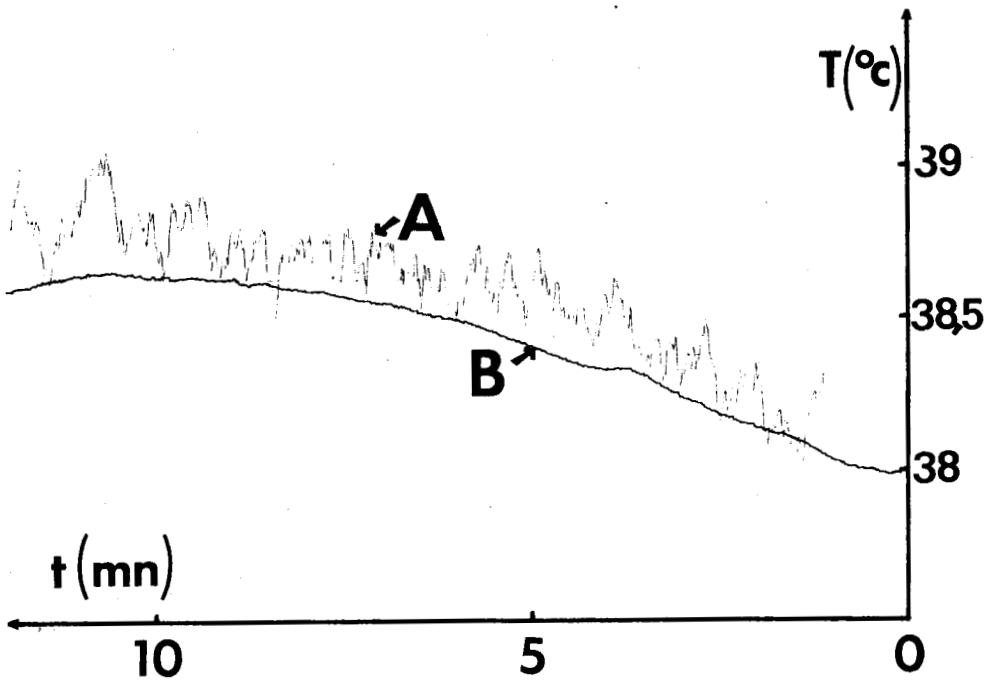


FIGURE IV.9 MESURE DE LA TEMPERATURE SOUS CUTANEE
FONCTION DU TEMPS (lapin en état d'hyperthermie)

- A : Radiomètre (constante de temps $t = 4$ Secondes)
- B : Thermocouple implanté à ≈ 3 mm sous la peau.

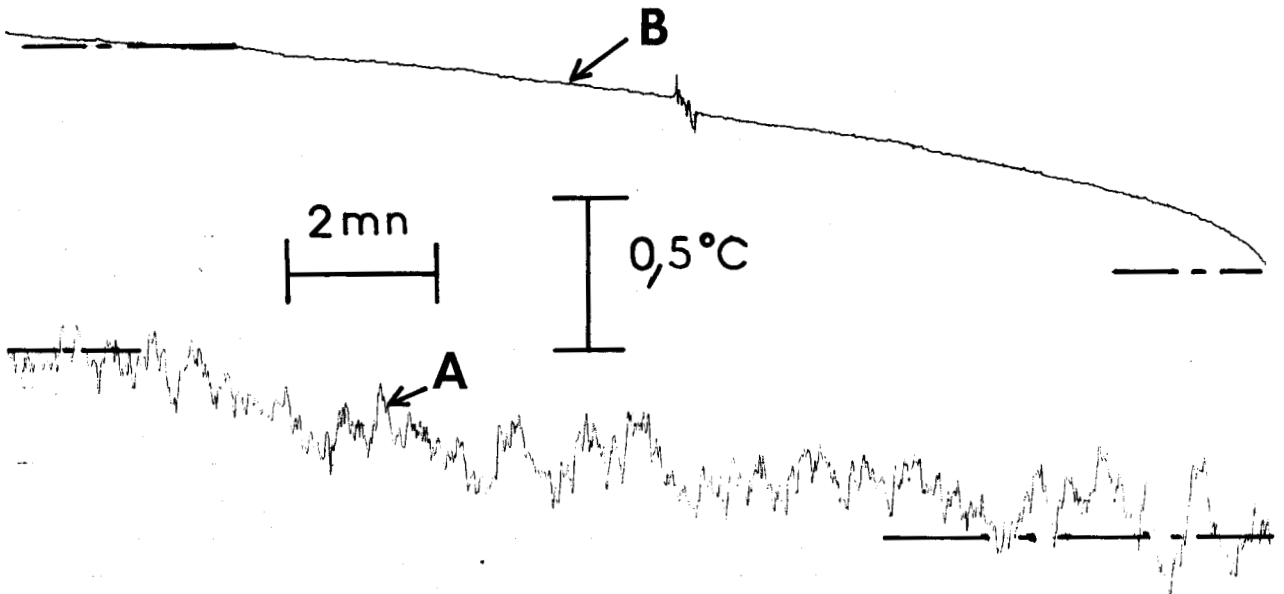


FIGURE IV.10 VARIATIONS DE LA TEMPERATURE SOUS CUTANEE (stimulation du nerf sciatique de la cuisse d'un rat) EN FONCTION DU TEMPS

- A : Radiomètre (constante de temps $t = 4$ secondes)
- B : Thermocouple implanté à ≈ 3 mm sous la peau.

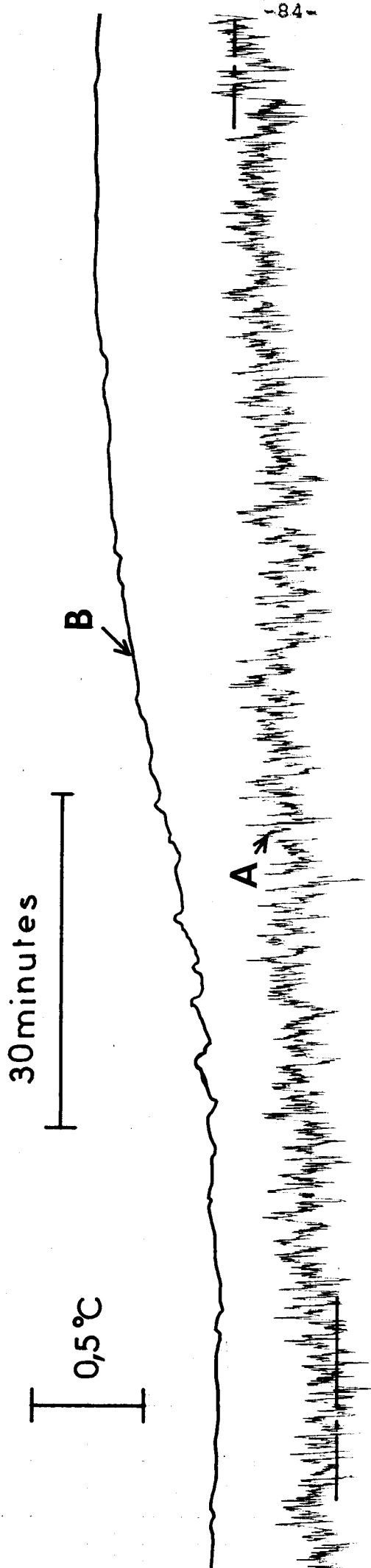


FIGURE IV.11 : VARIATIONS DE LA TEMPERATURE SOUS CUTANEE (Lapin en état d'hyperthermie)

A. Radiomètre

B. Thermocouple (température rectale)

température ambiante = 22°C.

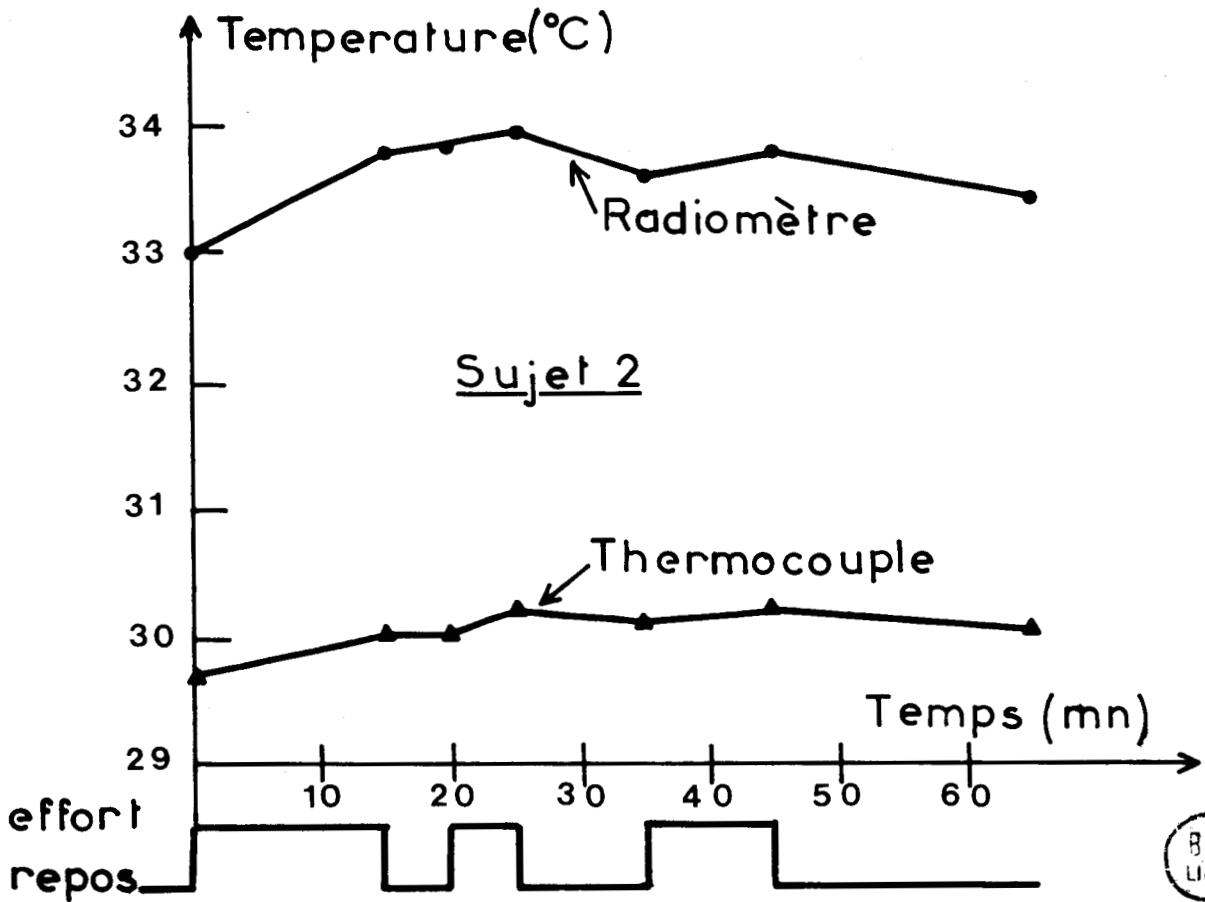
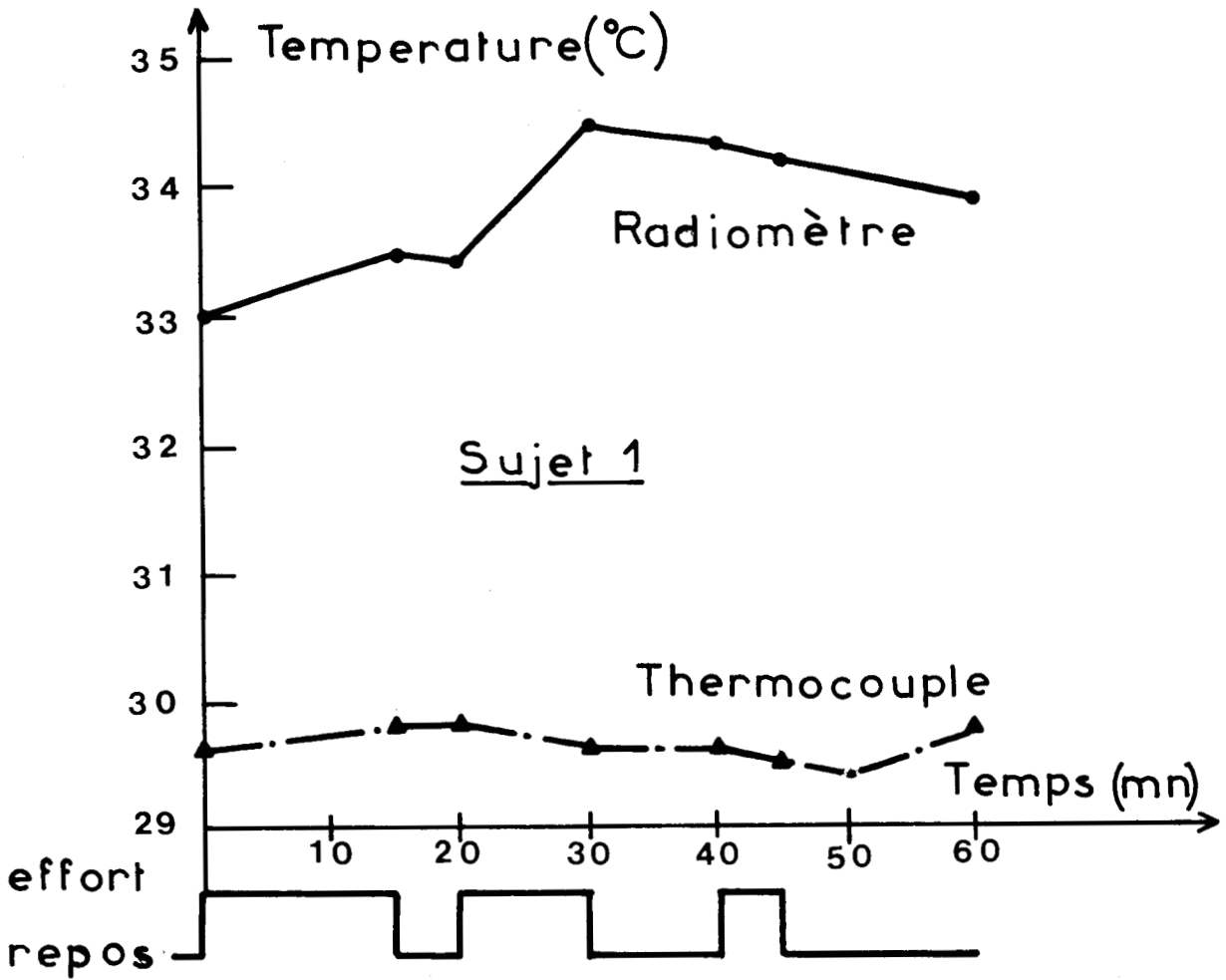


FIGURE IV.12 MESURE DE LA TEMPERATURE CHEZ L'HOMME (CUISSÉ) AU COURS D'UN EFFORT MUSCULAIRE : thermocouple posé sur la peau (T° ambiante 22°C)

Remarquons d'abord, au sujet de cette expérience, que la température sous-cutanée au repos dans la zone périphérique des muscles (on peut estimer la profondeur testée par le radiomètre à quelques millimètres (figure 1.8)) est supérieure à la température superficielle de la peau [50] (l'écart s'élève à 3°C). En outre, les variations de température que l'on enregistre au cours de l'exercice, sous la peau, sont supérieures à celles obtenues en surface. La température sous-cutanée croît au cours d'un effort intense (figure 4.12), tandis que pendant le même temps, la température en surface reste pratiquement constante à cause des pertes de chaleur par évaporation.

Remarquons enfin que la température superficielle, en fin d'exercice, peut tomber à une valeur inférieure à celle mesurée juste avant le début d'exercice, à cause de la sudation.

Ces résultats peuvent être comparés à ceux obtenus par d'autres auteurs [64] qui ont réalisé la même expérience mais par un procédé traumatisant en piquant des thermocouples dans les tissus musculaires. Signalons néanmoins qu'ils obtiennent des températures supérieures en valeur absolue aux nôtres. Cette différence peut s'expliquer par le fait que ces auteurs mesurent la température en un point donné, sous la peau, alors que dans notre cas, on mesure une température moyenne dans le volume cible.

IV.5. BILAN DE L'ENSEMBLE DES ETUDES REALISEES ACTUELLEMENT EN THERMOGRAPHIE MICROONDES

Si l'on fait le bilan des autres groupes de recherche qui travaillent actuellement sur les applications biomédicales de la radiométrie hyperfréquence, on peut dire que ceux-ci sont au nombre de deux. Il est à noter que tant du point de vue des conditions de l'expérience que des problèmes médicaux abordés, ces groupes ont effectué des choix différents.

IV.5.1 TELERADIOMETRIE EN GAMME MILLIMETRIQUE

A l'Université de Denver (Colorado-USA) J. EDRICH [25] a mis au point plusieurs radiomètres fonctionnant à 30 et 68 GHz. Le détecteur est placé à plusieurs décimètres du sujet à examiner. Le signal thermique en provenance des tissus est focalisé sur l'entrée du détecteur à l'aide d'une lentille diélectrique ou d'une antenne parabolique.

Après changement de fréquence et amplification dans une bande passante assez large (1,5 GHz), détection et traitement du signal basse fréquence, la valeur de la température est visualisée (la sensibilité est de $0,12^\circ$ pour une constante de temps de 3 secondes). Le radiomètre est fixé sur un chariot mobile de façon à pouvoir explorer une certaine surface du corps humain et réaliser un enregistrement par balayage ("scanning"). Plusieurs dispositifs ont été expérimentés à l'Hopital de Denver, pour l'étude des affections de la colonne vertébrale et des rhumatismes articulaires. L'un de ces thermographes microondes a pu être expérimenté pour la première fois en France à la faculté de médecine de Nancy [26][27] et de Strasbourg [28].

Les études réalisées concernent en particulier la thermographie crânienne et mammaire. Tout récemment, 14 cas de cancers du sein ont pu être examinés à Strasbourg, à la fois par microondes et par infrarouge. On peut tirer les premières conclusions suivantes :

- * Dans tous les cas, au moins l'une des deux méthodes permet de détecter l'anomalie.
- * La méthode à 30 GHz donne de meilleurs résultats que celle à 68 GHz.
- * Les causes d'erreurs peuvent être attribuées à des variations d'émissivité de la peau.

IV.5.2 THERMOGRAPHIE PAR CONTACT EN GAMME CENTIMETRIQUE

Au MIT, Myers [46][53] a réalisé plusieurs radiomètres fonctionnant à 1,3 , 3,3 et 6 GHz. Les sondes servant à capter le signal sont destinées à être placées au contact de la peau. Elles sont constituées par des transitions coaxiales-guide remplies d'un diélectrique à faibles pertes. Le couplage électromagnétique est optimisé à la fois par le choix du diélectrique et par l'utilisation d'un adaptateur d'impédances (on travaille ici à bande relativement étroite : 100 MHz).

D'après Myers, on capte ainsi plus de 90% de la puissance thermique. La sensibilité de ces dispositifs est de $0,1^\circ$ pour une constante de temps de 6 secondes. La technique (1,3 et 3,3 GHz) a surtout été utilisée (Hopital de Boston-USA) en thermographie mammaire pour la détection de tumeurs cancéreuses. Un protocole expérimental a été défini ; il est fondé sur le relevé des températures en neuf points de la périphérie de chaque sein (températures T_{j_D} et T_{j_G} pour j compris entre 1 et 9). Les cas présumés pathologiques sont ceux pour lesquels :

$$M_1 > T_1$$

avec :

$$M_1 = \frac{1}{9} \sum_j \Delta T_{j DG}$$

et : $\Delta T_{j DG}$: différence de température entre deux points symétriques.

$$T_1 = 0,32^\circ\text{C}$$

ou pour lesquels :

$$M_2 < T_2$$

avec :

$$M_2 = \max \left[\begin{array}{l} \max [T_{jD} - \bar{T}_D] \\ \max [T_{jG} - \bar{T}_G] \end{array} \right]$$

où \bar{T}_D et \bar{T}_G sont les moyennes des températures relevées à droite ou à gauche.

$$T_2 = 1,3^\circ\text{C}$$

L'intérêt de cette définition réside dans le fait qu'elle ne dépend que des différences entre les températures mesurées.

Actuellement, 4000 personnes ont déjà subi les tests de détection de cancers mammaires à la fois par thermographie microonde, thermographie infrarouge et radiographie X. Les résultats obtenus à partir de chacune de ces techniques ont été traduits en termes de pourcentage de vrais positifs (relatifs au nombre de cancers identifiés) et de vrais négatifs (nombre d'individus sains). P. Myers estime que "la combinaison des thermographies microonde et infrarouge est séduisante car ces deux techniques n'injectent aucun signal dans le corps, donc aucun risque de modification de métabolisme, ... et peuvent être utilisées en vue d'un dépistage. Dans ce cas, les rayons X sont utilisés uniquement pour confirmer les cas donnant un résultat positif par microondes et infrarouge. Ce procédé comportant deux étapes décèle autant de cancers que l'emploi des rayons X seuls, avec approximativement le même taux de vrais négatifs, mais avec une réduction appréciable du nombre de personnes soumises au diagnostic par rayon X". Les essais correspondants à ces nouvelles méthodes de diagnostic se poursuivent tandis que d'autres applications cliniques sont envisagées (étude de la corrélation entre température orale et frontale, cartographie thermique abdominale, température du mollet etc.).

IV.6. CONCLUSION SUR LA SUITE A DONNER AUX TECHNIQUES THERMOGRAPHIQUES PAR MICROONDES

Le dispositif radiométrique que nous avons réalisé soutient favorablement la comparaison avec les autres systèmes expérimentaux existant actuellement (paragraphe IV.4) puisqu'il permet une mesure absolue de la température avec une sensibilité de $0,15^{\circ}\text{C}$ (pour une constante de temps de 4 secondes). Il peut donc être utilisé pour les applications cliniques précitées.

Après vérification de la méthode sur des liquides modèles et les essais sur animaux (rats, lapins), après les essais cliniques concernant l'étude des phénomènes de thermorégulation (paragraphe IV.3), l'étape envisagée maintenant concerne entre autre la thermographie mammaire. Les premiers essais vont être réalisés en collaboration avec le Docteur Gautherie à la Faculté de Médecine de Strasbourg ; d'autres essais vont être également poursuivis dans les services du Professeur Houdas de Lille et du Professeur Robert de Nancy.

Tout récemment, le dispositif a subi les transformations suivantes en vue de son utilisation pour les expériences précitées :

- * Le banc se présente sous un aspect plus compact ; il doit être d'un emploi plus commode.

La partie basse fréquence ainsi que les appareillages annexes sont montés sur un chariot mobile et reliés à la tête hyperfréquence par un câble unique.

La tête hyperfréquence est placée dans un boîtier destiné à être fixé sur une potence de manipulation ; la sonde est reliée à la tête hyperfréquence par l'intermédiaire d'un câble souple, ce qui permet un meilleur accès des parties du corps que l'on veut étudier.

- * D'autres modifications visent à augmenter la rapidité de la mesure tout en bénéficiant de la même sensibilité (détection à filtrage numérique gérée par microprocesseur, affichage numérique de la température).

Dans un proche avenir, il est prévu de réaliser un dispositif radiométrique fonctionnant à plusieurs fréquences afin de permettre le diagnostic de volumes de tissus différents.

Ajoutons enfin que la radiométrie hyperfréquence est une technique que l'on peut coupler aux méthodes d'hyperthermie par microondes. Elle permet de contrôler

la puissance fournie aux tissus. En effet, la marge d'échauffement est ici particulièrement réduite puisque la température au sein des tissus ne doit absolument pas dépasser 43°C [65]. On ne dispose actuellement que de moyens très limités pour effectuer ce contrôle : on peut utiliser des sondes thermométriques ou des capteurs non interférents [66] mais ceux-ci présentent deux inconvénients : ils doivent être implantés dans les tissus et ne mesurent la température qu'en un point précis. Il est évident que la méthode radiométrique est séduisante puisqu'elle peut être atraumatique et conçue pour mesurer la température moyenne des tissus dans le volume qui est échauffé. Pour réaliser ce type d'expérimentation on peut dans un premier temps positionner alternativement l'applicateur pour hyperthermie puis la sonde du radiomètre sur l'organe à traiter. Dans un stade ultérieur, on peut utiliser un dispositif réalisant en permanence les deux fonctions (chauffage et dosimétrie thermique), par l'intermédiaire d'un même organe de couplage jouant à la fois le rôle d'applicateur et de sonde. Des études récentes [67] ont indiqué que la réalisation d'un tel système est plausible.

CONCLUSION

C O N C L U S I O N

L'étude que nous venons d'exposer nous a conduit à réaliser un dispositif radiométrique hyperfréquence qui fonctionne en bande X, permettant de mesurer la température sous-cutanée dans les tissus vivants à partir de l'exploitation du signal thermique. L'appareil permet d'opérer sans traumatisme ni irradiation en posant simplement une sonde sur l'épiderme. Il a déjà été utilisé pour des essais cliniques qui doivent se poursuivre.

Avant d'arriver au but actuellement atteint, plusieurs étapes ont dû être franchies. Tout d'abord, après avoir choisi plusieurs solutions, nous avons réalisé un détecteur hyperfréquence de grande sensibilité, capable de déceler une puissance de l'ordre de 10^{-15} watt.

C'est ensuite qu'une méthode de mesure de la température a été élaborée. Les nombreux essais expérimentaux nous ont permis de comprendre la signification du signal radiométrique, de déjouer les nombreuses causes d'erreurs susceptibles de fausser la mesure avant de mettre au point une méthode originale permettant d'extraire l'information utile concernant uniquement la température.

Après avoir réalisé des sondes destinées à capter le signal thermique; la méthode a pu être testée sur des modèles et sur des animaux en état d'hyperthermie fébrile. Les premiers résultats concernant la température sous-cutanée chez l'homme ont ensuite pu être obtenus au cours d'expériences intéressant les phénomènes de thermorégulation.

Il est important de mentionner que ce travail ouvre de nouveaux horizons dans le domaine des applications biomédicales. Nous pensons en particulier aux thermographes microondes fonctionnant à plusieurs fréquences, susceptibles de tester des volumes différents de tissus situés sous la même surface épidermique et également aux systèmes relatifs aux techniques d'hyperthermie par microonde qui doivent combiner le chauffage et la thermographie.

B I B L I O G R A P H I E

- [1] R.H. DICKE
"The measurement of thermal Radiation at Microwave Frequencies", Rev. Sci. Instr. Vol. 17, n°7, pp. 268-275
- [2] G. BEAUDIN, B. LAZAREFF, J.R. MAHIEU
"115 GHz Low Noise cryogenic Receiver for Radioastronomy". Proc. 7th E.M.C., Microw. Exhib. and Pub. LTD, pp. 432-437, Sept. 1977.
- [3] F. PICHERIT
"Etude expérimentale, par radiométrie hertzienne, de la propagation d'ondes électromagnétiques de 35 GHz dans l'atmosphère"
Thèse d'Etat, Bordeaux, 1969.
- [4] VALENTINO LIVA
"Emissivité et transmission de la neige en ondes centimétriques. Application à la détection radiométrique des victimes d'avalanche"
Thèse de docteur ingénieur, Grenoble, 19 juillet 1976
- [5] NIELS SKOU
"A multifrequency Radiometer System"
Proc. 7th E.M.C., Microw. Exhib. and Publ. LTD, pp. 419-423, Sept. 1977.
- [6] J.H. RAINWATER
"Radiometers : Electronic Eyes that "see noise" Microwaves, Sept. 1978.
- [7] J.M. STUCHARDT, J.A. STRATIGOS
"Detected noise levels guide radiometer design" Microwaves, Sept. 1978.
- [8] A. HAUDUCOEUR
"Etude et réalisation d'un radiomètre en bande X" , thèse 3e cycle, LILLE, 1966.
- [9] A. CHADELAS
"Réalisation et automatisation d'un radiomètre hertzien pour les fréquences de 8 à 12 GHz" Mémoire CNAM, LILLE, 1968.

- [10] F. WATTRELOT
"Radiomètre Hertzien - fréquence 35 GHz - pour la mesure du bruit de diodes"
Mémoire CNAM, LILLE, 1969.
- [11] 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 Docteur Ingénieur, LILLE, juillet 1976.
- [12] 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. Phys. Lett., vol.30, n°5, mars 1977.
- [13] A. KASZYNSKI
D.E.A., Paris, juillet 1977.
- [14] A. LE BORGNE
"Sur les performances de bruit en amplification de diodes IMPATT GaAs"
Thèse 3e cycle, Lille, sept. 1974.
- [15] 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.
- [16] Y. QUENNVILLE, M. GAUTHERIE, CH. GROS
"Simulation physique et mathématique du transfert de chaleur dans les tissus mammaires cancéreux. Réalisation de modèles" ENTROPIE, n°65, 1975.
- [17] J. EDRICH, C.J. SMYTH
"Millimeter wave thermograph as subcutaneous Indicator of Joint Inflammation" Proc. 7th E.M.C., Microw. Exhib. and Publ. LTD, pp.713-717, Sept.77.
- [18] LINDA M. CARTER, B.S.C., M.Sc., M. PHIL
"The clinical role of Thermography" Journal of Medical Engineering and Technology, Vol. 2, n°3, pp. 125-129, May 1978

- [19] A.W. GUY, J.F. LEHMANN, J.B. STONE BRIDGE
"Therapeutic Applications of Electromagnetic Power"
Proc. I E E E , vol. 62, n°1, pp.55-75, jan. 1974.
- [20] J.A. DICKSON, S.A. SHAH
"Technology for the hyperthermic treatment of large Solid tumours at 50°C" Clinical oncology, 3, pp.301-318, 1977.
- [21] J.P. LEBOURGEOIS, G. CONVERT
"Hyperthermia Microwaves probes" Symposium on Cancer therapy by hyperthermia and radiation, June 2-4, 1977, ESSEN.
- [22] CH. GROS, M. GAUTHERIE, G. DALE
"Thermographie médicale" Acta Electronica, vol.13, n°2, pp.113-178, 1970.
- [23] A.H. BARETT, P.C. MYERS
"A method of Detecting subsurface thermal Patterns" Bib. Radiol., n°6, pp.45-56, Karger, Basel, 1975.
- [24] J. EDRICH, P.C. HARDEE
"Thermography at millimeter wavelengths" Proc. I E E E., vol.62, pp. 1391-1392, oct. 1974.
- [25] J. EDRICH
"A Millimeter-wave thermograph for Human Breast and Spine Scans"
Proc. 6th E.M.C., pp.137-140, ROME, 1976.
- X [26] J. ROBERT, M. CURIEN, M. GAUTHERIE
"Premières applications de la Thermographie microondes en pathologie thyroïdienne et mammaire" Journées d'études sur les effets biologiques des microondes, TOULOUSE, 5-6 juillet 1977.
- X [27] J. ROBERT, J. EDRICH, P. THOUVENOT, M. GAUTHERIE, J.M. ESCANYE
"Millimeter-wave thermography : Preliminary clinical Finding in Head and Neck Diseases"
J.M.P. Sept. 1978.
- [28] M. GAUTHERIE, J. EDRICH, R. ZIMMER, J.L. GUERQUIN-KERN, J. ROBERT
"Millimeter-wave thermography : Applications to Breast Cancer".
J.M.P. Sept. 1978.

- [29] H.P. SCHWAN, G.M. PIERSOL
"The absorption of Electromagnetic energy in body tissues" Part I, *Am. J. Phys. Med.*, 33, pp. 371-404, April 1954
- [30] H.P. SCHWAN, K.R. FOSTER
"Microwave Dielectric properties of Tissue" *Biophys. J.*, Vol.17, pp.193-197, 1977.
- [31] R.A. TELL
"Microwave Energy absorption in tissues" Twinbrook Research Laboratory note.
- [32] J. EDRICH
"Microwave absorption of living Human skin between 8 and 96 GHz"
Proc. 5th E.M.C. Microw. Exhib. and Publ. LTD, pp.361-365, Sept. 1975.
- [33] J. EDRICH
"Complex Permittivity and Penetration Depth of Muscle and Fat tissues between 40 and 90 GHz"
IEEE Trans. MMT-24, pp.273-275, May 1976.
- [34] C.C. JOHNSON, A.W. GUY
"Nonionizing Electromagnetic wave effects in Biological materials and systems" *Proc. I E E E*, vol.60, n°6, pp.692-719, June 1972.
- [35] LEONARD S. TAYLOR, AUGUSTINE Y. CHEUNG
"The Physical Basis of Electromagnetic Interactions with biological system". *Proc. of a workshop. MARYLAND*, June 15-17, 1977.
- [36] R. GENEVE
"Introduction à la thermographie médicale" *Acta Electronica*, vol.12, n°1, pp.7-15, janvier 1969.
- [36_{bis}] Ph. HERVE, M. SAMSEL, M. GAUTHERIE
"Réalisation d'un émissivimètre pour l'étude de l'indicatrice et du spectre d'émission thermique de la peau in vivo". *BIOSIGMA 78, PARIS*.
- [37] J.P. GRIVET, A. BLAQUIERE
"Le bruit de fond" Ed. Masson, 1958.

- [38] G. EVANS, C.W. Mc LEISH
"R.F. Radiometer Handbook" National Research Council, OTTAWA, CANADA.
- [39] D.F. WAIT
"The sensitivity of the DICKE Radiometer" Journal of Research of the National Bureau of Standards, Vol.71c, N°2, April-June, 1967.
- [40] TORRY, WHITMER
"Cristal Rectifiers" Mac Graw Hill Book Company, NEW YORK 1948.
- [41] G. RAOUL
"Les ondes centimétriques" Masson et Cie, PARIS, 1968.
- [42] Notice d'application NARDA, juin 1976.
- [43] Y. LEROY
"Sur l'absorption des liquides polaires de l'infrarouge lointain aux fréquences hertziennes". Doctorat d'Etat LILLE, 1967.
- [44] A. LEBRUN
Cours de 3e cycle, 1961.
- [45] J.J. DAMBLIN
"Sur une nouvelle méthode d'utilisation du spectre hertzien pour l'étude de la complexation intermoléculaire"
Thèse 3e cycle, LILLE, 1965.
- [46] A.H. BARRETT, P.C. MYERS, N.L. SADOWSKY
"Detection of breast Cancer by Microwave Radiometry" Radioscience, 12, (supplément), 167, 1977.
- [47] 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.
- [48] A. MAMOUNI, F. BLIOT, Y. LEROY, Y. MOSCHETTO
"A modified radiometer for temperature and microwave properties measurements of Biological substances" 7th E.M.C. Microw. Exhib. and Publ. LTD, pp. 703-707.

- [49] A. MAMOUNI, F. BLIOT, Y. LEROY, E. CONSTANT, Y. MOSCHETTO
"Techniques radiométriques hyperfréquences pour applications biomédicales". BIOSIGMA 78, PARIS.
- [50] Y. HOUDAS, J.D. GUIEU
"Physiologie Humaine" Ed. SIMEP, VILLEURBANNE, 1977.
- [51] K.M. LUDEKE, B. SCHIEK, J. KOHLER
"Radiation Balance Microwave Thermograph for Industrial and Medical Applications" Elect. Lett., vol.14, n°6, pp.194-196, March 1978.
- [52] A.H. BARRETT, P.C. MYERS
"Subcutaneous Temperatures : a method of Noninvasive sensing" Science, vol.190, pp. 669-671, 1975.
- [53] P.C. MYERS, N.L. SADWOSKY, A.H. BARRETT
"Microwave Thermography : Principle, Methods and Clinical Application", Workshop on diagnosis and therapy using Microwaves, 8th EMC, PARIS, sept. 1978.
- [54] H.J. HINDIN
"Microwave probe for cancer cells" Microwaves, March 1976.
- [55] F.C. DE RONDE
"SCHWINGER" variational Principle Applied to the Calculation of the Radiation Resistance and Radiation Reactance of a Linear Antenna in Waveguide of Rectangular Cross-section", Philips Research Lab., Internal Report n°3057, EINDHOVEN, 1952.
- [56] W.W. MUMFORD
"The optimum Piston Position for Wide-Band Coaxial-to-Waveguide Transducers" Proc. I.R.E., pp.256-261, 1953.
- [57] R.E. COLLIN
"Field theory of guided waves" Mac GRAW HILL Book Compagny, 1960.
- [58] R.E. COLLIN, F.J. ZUCKER
"Antenna theory" Part I, Mac GRAW HILL Book Compagny, 1969.

- [59] D.D. NGUYEN
"Contribution à l'étude et l'optimalisation de sondes pour thermographie sous-cutanée par radiométrie hyperfréquence". D.E.A., LILLE, Juillet 1978.
- [60] J.Ch. BOLOMEY
"Calcul d'un réseau constitué de guides à lames parallèles"
Rapport interne, 1974.
- [61] J.Ch. BOLOMEY, PICHOT
"Communication particulière" 1978.
- [62] J.F. HURTEVENT
"Thèse 3e cycle, LILLE, 1976.
- [63] A. MAMOUNI, Y. LEROY, Y. HOUDAS, Y. MOSCHETTO
"Passive Subcutaneous Temperature Measurement for Investigation of Thermoregulation", 8th E.M.C. PARIS, 4-8 sept. 1978.
- [64] B. SALTIN, A.P. GAGGE, J.A.J. STOLWIJK
"Muscle temperature during submaximal exercise in man" Journal of Appl. Physiology, vol.205, n°6, December 1968.
- [65] R. ZIMMER
"Hyperthermie et cancer - étude d'un modèle mathématique d'un échauffement sélectif microondes d'une tumeur mammaire".
Doctorat en médecine, Strasbourg, 1977.
- [66] A. PRIOU, A. DEFICIS
"The M.T.D. new non interferring measuring temperature probe". Workshop on Physical basis of electromagnetic interactions with biological systems, University of MD College Park, M.D. 1977, june 15-17.
- [67] D.D. NGUYEN, A. MAMOUNI, Y. LEROY, E. CONSTANT
"Simultaneous microwave local heating and microwave thermography. Possible clinical applications". Workshop on diagnosis and therapy using microwaves, PARIS, sept. 1978.