

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES & TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

spécialité électronique

par

Carine VANOVERSCHELDE

**DISPOSITIFS RADIOMETRIQUES POUR USAGE INDUSTRIEL ET MEDICAL :
REALISATION ET MODELISATION D'UNE NOUVELLE GENERATION
D'ANTENNE-CAPTEUR**

Rapporteurs :

M. F. BARDATI

Professeur à l'Université de ROME

M. J.L. VATERKOWSKI

Professeur, DRRT Dijon



INTRODUCTION GENERALE

Les applications dominantes de la radiométrie reposent sur l'observation de la surface terrestre et de son atmosphère ainsi que sur la radioastronomie. Exploitée dans un large domaine spectral allant des microondes à l'infrarouge, la radiométrie fournit des informations primordiales en météorologie, en climatologie et sur l'observation des ressources terrestres. Cette technique, basée sur la mesure de l'énergie électromagnétique rayonnée, permet d'accéder, à distance, à la détermination de grandeurs physiques telles que la température mais également l'émissivité de l'objet.

A une échelle bien plus réduite, d'autres secteurs de recherche fondés sur le même principe, sont apparus, il y a quelques dizaines d'années. Ces investigations visaient entre autres, à la mesure de la température volumique, en champ proche, notamment celle présentée par les tissus humains.

Ainsi, au sein de l'Institut d'Electronique et de Microélectronique du Nord (Département Hyperfréquences et Semiconducteurs), l'équipe "Circuits et Applications" dirigée par le Professeur M. CHIVE, de concert avec l'Unité 279 de l'Institut National de la Santé et de la Recherche Médicale (I.N.S.E.R.M.) s'est investie dans la mise au point de dispositifs radiométriques couplés à des systèmes d'hyperthermie micro-ondes utilisés dans le domaine médical. La radiométrie s'avère, en effet, être une solution attractive pour le contrôle non invasif et atraumatique de la température au sein des tissus, lors des séances d'hyperthermie pour le traitement des tumeurs. D'autres applications ont également été investies mais ce travail a été axé essentiellement sur les problèmes liés à la thermométrie.

L'étude que nous avons entreprise s'inscrit donc dans la continuité des travaux menés sur le nouveau radiomètre à deux références internes de température. Elle intègre la réalisation et la modélisation de capteurs spécifiques pour de nouvelles applications industrielles et médicales.

Dans le premier chapitre de ce mémoire, après avoir rappelé brièvement le principe de la mesure de température par radiométrie micro-onde et décrit le fonctionnement des radiomètres de seconde génération, nous présentons les améliorations technologiques que nous avons apportées au dispositif afin d'étendre le champ des investigations et d'adapter le radiomètre à des applications particulières. Les propriétés techniques des radiomètres: bande passante de fonctionnement, linéarité de la réponse, susceptibilité électromagnétique et les caractéristiques radiométriques: équilibrage du radiomètre, fluctuations de la température mesurée, temps d'intégration des relevés, sont présentées. Par ailleurs, les conditions sur site nous imposent souvent d'éloigner le radiomètre du capteur, d'une distance qui peut atteindre plusieurs mètres. Une méthodologie de prise en compte des perturbations induites par ce câble additionnel est introduite et validée pour les différents modèles de radiomètres étudiés.

Le second chapitre est consacré à la présentation et à la modélisation d'un nouveau type de capteurs qui, associés aux radiomètres, permettent la mesure, avec ou sans contact, de la température de milieux fortement ou faiblement dissipatifs, portés à des températures basses ou élevées. Nous situons tout d'abord les différentes idées ayant conduit à la conception de ce nouveau capteur que nous appelons "capteur froid". Nous en faisons une description technique et argumentons ses avantages. La modélisation électromagnétique du "capteur froid" à partir d'une méthode basée sur l'Approche dans le Domaine Spectral (A.D.S.), complète notre étude du capteur. Cette modélisation vise à définir ses principales caractéristiques micro-ondes (adaptation électromagnétique, diagramme de réception). L'analyse de l'influence des dimensions géométriques du "capteur froid" sur ces caractéristiques est également menée afin de préciser la structure optimale selon l'application visée. Le modèle théorique est validé par une comparaison aux résultats expérimentaux menée sur les différents capteurs utilisés dans les applications industrielles et médicales développées dans le troisième chapitre.

L'intérêt croissant porté à la technique de mesure de température par radiométrie micro-onde nous a offert l'opportunité de réaliser des mesures directement sur site. Le troisième chapitre en présente les résultats et est structuré en deux parties. La première porte sur une étude de faisabilité suivie de véritables campagnes de mesures qui ont été réalisées sur le site industriel de l'usine Mc Cain afin d'établir l'intérêt et la validité de la radiométrie micro-

onde dans le contrôle industriel de la température de produits agroalimentaires surgelés. Après avoir posé la problématique, nous présentons et discutons des résultats obtenus. Ces expérimentations sur un site de production ont été complétées par une étude faite au laboratoire, sur le contrôle de la température de produits placés à l'intérieur d'un four micro-onde au cours du chauffage ou de la cuisson de produits, ceci dans la perspective d'autres développements de la mesure radiométrique micro-onde.

Dans la deuxième partie, nous traitons d'une application biomédicale : le contrôle de la température des nouveau-nés prématurés placés en incubateur, étude réalisée en étroite collaboration avec l'Université de Technologie de Compiègne et le Service de Pédiatrie de la Faculté de Médecine d'Amiens. Nous complétons ce travail en cours de développement en évoquant les prémices de l'étude des cycles thermiques chez l'homme adulte, projet réalisé en étroite collaboration avec le Centre d'Investigation Clinique de Lille.

Au terme de ce travail, nous dégageons les performances réalisées avec les nouveaux systèmes radiométriques associés au "capteur froid" et proposons des perspectives à ce mémoire de recherche.

CHAPITRE 1

LE RADIOMETRE A BANDE ETROITE

CHAPITRE I – LE RADIOMETRE A BANDE ETROITE

<u>I – INTRODUCTION</u>	p.1
I-1 Principe de la radiométrie micro-onde	p.1
I-2 Puissance de bruit captée par une antenne (cas idéal)	p.2
I-3 Mesure de la température radiométrique d'un corps dissipatif	p.3
<u>II – DISPOSITIF RADIOMETRIQUE</u>	p.5
II-1 Présentation du dispositif	p.5
II-2 Radiomètre de nouvelle génération	p.6
II-2.1 Cas du radiomètre idéal	p.7
II-2.2 Cas réel : nécessité d'un système de calibration intégré	p.8
II-3 Améliorations technologiques	p.10
II-3.1 Réduction de la bande passante	p.10
II-3.2 Choix de la fréquence centrale	p.11
II-3.3 Choix des charges de références	p.12
<u>III – CARACTERISATION DES RADIOMETRES</u>	p.14
III-1 Caractéristiques techniques	p.15
III-2 Caractérisation fréquentielle	p.15
III-2.1 Bande passante	p.15
III-2.2 Linéarité	p.16
III-2.3 Susceptibilité électromagnétique	p.17
III-3 Mesures de températures radiométriques de charges micro-ondes	p.18
III-3.1 Charge adaptée	p.18
III-3.2 Charges non adaptées	p.20
III-4 Influence du temps d'intégration	p.22
III-5 Liaison entre le capteur et le radiomètre	p.22
III-5.1 Problèmes posés	p.22
III-5.2 Prise en compte du câble	p.23
III-5.3 Détermination des caractéristiques du câble	p.24

III-5.4	Validation du procédé	p.25
III-5.4.1	Détermination des pertes	p.25
III-5.4.2	Validation du procédé de correction	p.26

<u>IV – CONCLUSION</u>	p.28
-------------------------------	------

I INTRODUCTION

I-1 Principe de la radiométrie micro-onde

La radiométrie micro-onde permet de déterminer différentes grandeurs physiques comme par exemple l'émissivité ou encore la température d'un matériau. Cette dernière est obtenue à partir de la mesure de la puissance électromagnétique rayonnée spontanément par le milieu dissipatif. Ce rayonnement d'origine thermique provient de l'agitation aléatoire des charges, ions ou dipôles constituant ce milieu, et couvre un domaine spectral s'étendant de l'infrarouge aux hyperfréquences [1].

Dans le cas du corps noir (parfaitement absorbant et non réfléchissant), porté à une température homogène et uniforme T , la brillance spectrale qui caractérise la puissance électromagnétique rayonnée par unité de surface et par unité d'angle solide, s'exprime selon la loi de Planck :

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

I-1

- où
- h : constante de Planck ($6,62 \cdot 10^{-34}$ J.s)
 - k : constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J.K⁻¹)
 - c : vitesse de la lumière ($3 \cdot 10^8$ m.s⁻¹)
 - T : température absolue du corps (K)
 - B : brillance spectrale ($\text{W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{Hz}^{-1} \cdot \text{sr}^{-1}$).

La **figure I-1** présente l'évolution fréquentielle de la brillance spectrale du corps noir porté à la température de 310 K. On constate que le rayonnement émis par le corps noir n'est pas uniforme avec la fréquence mais qu'il présente un maximum bien marqué dans le domaine de l'infrarouge.

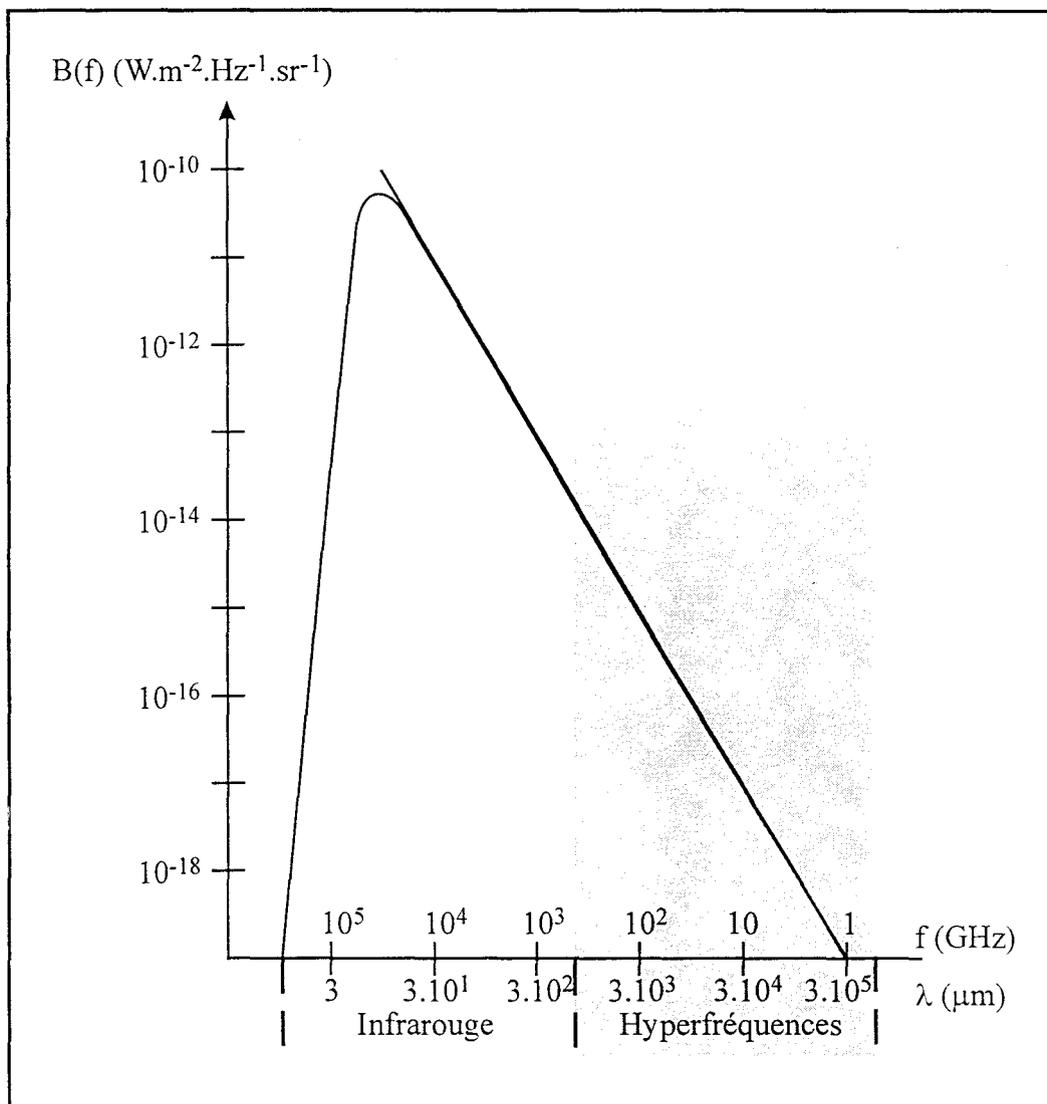


Figure I-1 : Brillance spectrale du corps noir, porté à la température de 310 K, en fonction de la fréquence.

Pour de grandes longueurs d'onde ($\lambda T \gg \frac{hc}{k} \approx 1,4 \cdot 10^{-2}$), conditions vérifiées dans le domaine des micro-ondes ($f < 100$ GHz et $T > 10$ K), la brillance spectrale peut être approximée par la formule de Rayleigh-Jeans :

$$B(f) = \frac{2f^2}{c^2} kT = \frac{2kT}{\lambda^2} \quad \text{I-2}$$

En intégrant la brillance spectrale dans une bande de fréquences donnée, nous obtenons la puissance électromagnétique rayonnée par le corps noir dans cette bande de fréquences. Une mesure de cette puissance rayonnée permet donc une détermination de la température absolue.

I-2 Puissance de bruit captée par une antenne (cas idéal)

La puissance captée dans une bande de fréquences de largeur Δf est donnée par la loi de Nyquist [2] :

$$P_{\text{captée}} = kT\Delta f \quad \text{I-3}$$

et fournit alors une information directe sur la température du corps noir.

Le tableau ci-dessous illustre quelques valeurs indicatives de cette puissance :

	T = 37°C		T = -10°C	
Bande de fréquences Δf	$\Delta f = 500$ MHz	$\Delta f = 20$ MHz	$\Delta f = 500$ MHz	$\Delta f = 20$ MHz
$P_{\text{captée}}$	$2,1 \cdot 10^{-12}$ W	$8,6 \cdot 10^{-14}$ W	$1,8 \cdot 10^{-12}$ W	$7,3 \cdot 10^{-14}$ W

Tableau I-1 : Exemples de valeurs de la puissance de bruit captée par une antenne.

Nous constatons que les niveaux de puissance captée sont extrêmement faibles, typiquement de l'ordre du picowatt et une résolution en puissance de l'ordre du femtowatt est donc nécessaire pour déceler une variation de température de 0,1°C.

I-3 Mesure de la température radiométrique d'un corps dissipatif

En réalité, la plupart des milieux ne sont pas parfaitement absorbants. Ils émettent donc moins d'énergie qu'un corps noir.

La puissance captée par l'antenne, en provenance d'un corps quelconque, s'exprime alors de façon plus générale :

$$P_{\text{captée}} = (1 - \rho)kT\Delta f = \varepsilon kT\Delta f \quad \text{I-4}$$

où ρ : coefficient de réflexion en puissance
 ε : émissivité du corps.

L'émissivité des matériaux dépend de nombreux paramètres physiques : longueur d'onde, température, état de surface... Pour les métaux, l'émissivité est généralement faible (0,02 pour l'or) mais elle présente des valeurs beaucoup plus proches de celle du corps noir ($\varepsilon = 1$) pour l'eau (0,8) ou la peau (0,98).

Ainsi, la radiométrie micro-onde permet de mesurer :

- la température T d'un objet si son émissivité est déterminée
- l'émissivité ε du corps si sa température de bruit est connue.

Dans le travail présenté dans ce mémoire, nous avons uniquement considéré l'aspect mesure de température. En pratique, si l'antenne - capteur est en contact avec la surface du milieu sous investigation, une désadaptation éventuelle à l'interface antenne - milieu peut alors être associée au terme ε . Dans le cas où celle-ci est éloignée du corps, le diagramme de rayonnement de l'antenne sera choisi suffisamment directif pour ne capter que le bruit émis par l'objet considéré et pour limiter l'influence du rayonnement dû à l'environnement.

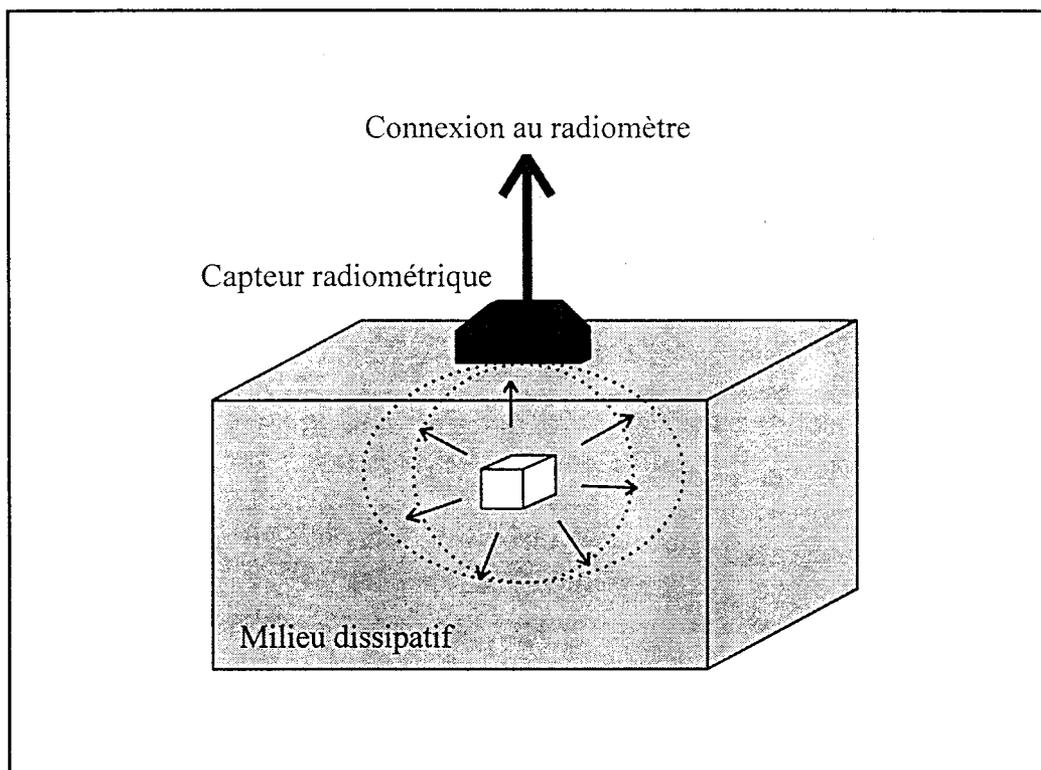


Figure I-2 : Contribution d'un volume élémentaire à la puissance de bruit captée.

Contrairement au domaine de l'infrarouge où c'est la température d'une pellicule en surface du matériau qui contribue essentiellement à la puissance rayonnée, dans le domaine micro-onde, c'est une couche plus épaisse qui intervient car les longueurs d'onde sont de l'ordre de quelques mm à plusieurs dizaines de cm suivant la nature du milieu et la bande de fréquences utilisée.

La profondeur de pénétration δ de l'onde électromagnétique dans un matériau permet de définir sa nature faiblement ou fortement dissipative et est définie par l'expression []:

$$\delta = \frac{\lambda_0}{2\pi} \left[\frac{2/\epsilon_r'}{\sqrt{1 + \left(\frac{\epsilon_r''}{\epsilon_r'}\right)^2} - 1} \right]^{1/2}$$

I-5

Remarquons que la profondeur de pénétration est proportionnelle à la longueur d'onde λ dans le milieu où $\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r'}}$ (λ_0 étant la longueur d'onde dans l'air sec). La nature du milieu

intervient grandement sur ce terme à travers ses caractéristiques diélectriques.

La puissance de bruit captée par une antenne-capteur connectée à un radiomètre centré sur la fréquence f (avec une bande passante Δf) est l'intégrale de la puissance de bruit émise par chaque volume élémentaire du milieu dissipatif pondérée par un coefficient C . Ce coefficient correspond au volume couplé au capteur qui contribue à la puissance de bruit reçue par le radiomètre. Il dépend du diagramme de réception du capteur à la fréquence f et des propriétés diélectriques [3,4,5,6] du milieu dissipatif (**figure I-2**).

$$P_{\text{captée}} = (1 - \rho) \int_x \int_y \int_z dP(x, y, z) dx dy dz$$

I-6

avec $dP(x, y, z) = C(x, y, z)kT(x, y, z)\Delta f$ et $C(x, y, z) = \frac{1}{2}\sigma(x, y, z)|E(x, y, z)|^2$

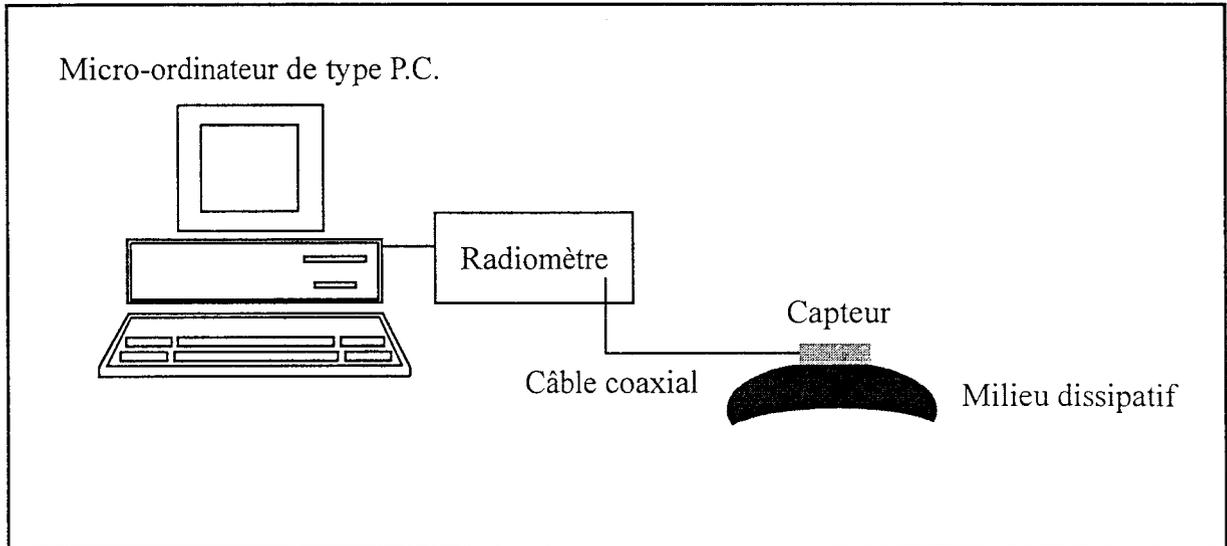


Figure I-3 : Dispositif radiométrique.

où $E(x, y, z)$ traduit le diagramme de réception en champ électrique du capteur

σ , la conductivité électrique du milieu.

La puissance captée est associée à une température équivalente (température de bruit thermique), appelée température radiométrique (que nous notons T_{rad}). Elle est donnée par :

$$T_{\text{rad}} = \frac{\int_x \int_y \int_z C(x, y, z) T(x, y, z) dx dy dz}{\int_x \int_y \int_z C(x, y, z) dx dy dz} \quad \text{I-7}$$

Lorsque la température T du milieu est uniforme, la température radiométrique est alors l'image de cette température ($T_{\text{rad}} = T$). Si, au contraire, un gradient de température existe au sein du milieu, la température radiométrique correspond dans ce cas à une valeur moyennée ; celle-ci est alors égale à la température à laquelle devrait être porté, de manière uniforme, le milieu dissipatif pour capter la même puissance électromagnétique.

II DISPOSITIF RADIOMETRIQUE

II-1 Présentation du dispositif

Trois éléments clefs constituent le système radiométrique : l'antenne - capteur que l'on dénommera plus simplement capteur par la suite, la chaîne radiométrique et un micro-ordinateur (**figure I-3**).

- Le capteur réceptionne le bruit thermique émis par le corps dissipatif et le transmet via un câble coaxial au radiomètre.
- Le radiomètre est un puissance-mètre de très grande sensibilité qui reçoit une puissance de bruit de l'ordre du picowatt pour la convertir en une température équivalente. Pour cela, une chaîne d'amplification hyperfréquence permet d'obtenir un niveau approprié de

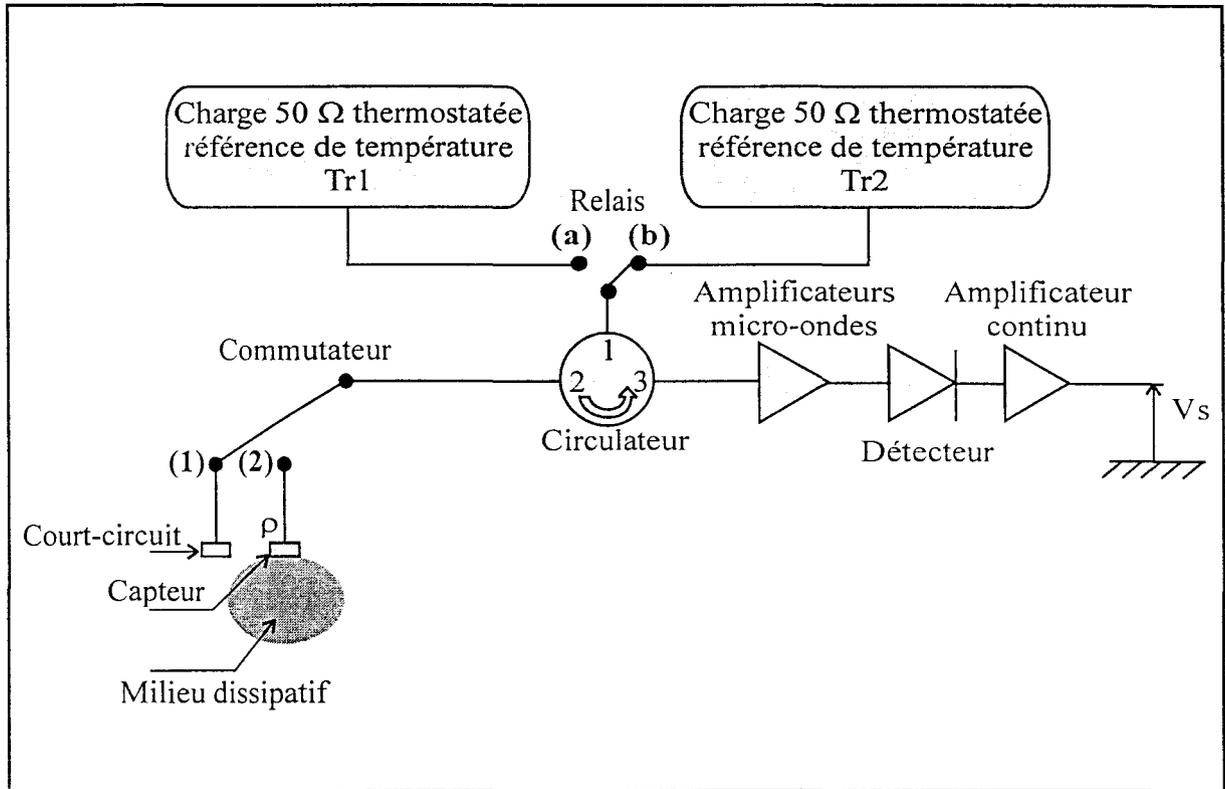


Figure I-4 : Synoptique du radiomètre à deux références internes de température.

puissance à l'entrée d'un détecteur. Un ou des filtres insérés dans cette chaîne fixent la bande fréquentielle de fonctionnement du système. Le signal de sortie du détecteur est ensuite amplifié, puis numérisé.

- L'ordinateur, quant à lui, est relié au radiomètre par une liaison RS232. Il permet de gérer le fonctionnement du radiomètre. Une interface homme - machine très conviviale permet de régler aisément les paramètres de fonctionnement et d'acquisition des données. Elle permet également de visualiser et de stocker toutes les grandeurs mesurées en temps réel.

Compte tenu des applications industrielles et médicales visées, ce système de mesure doit être peu encombrant et facilement transportable. Actuellement, les derniers radiomètres réalisés sont associés à un micro-ordinateur portable.

II-2 Radiomètre de nouvelle génération

Dans un souci constant de perfectionnements, les radiomètres ont sans cesse évolué : radiomètre à puissance totale [7], radiomètre de Dicke [8], à amplification directe [9], à corrélation [10], à méthode de zéro [11]. Mais, ces dispositifs présentent des imperfections que nous avons tenté de minimiser, en particulier : étalonnage long et fastidieux, influence des pertes des éléments micro-ondes du système, bruit thermique des câbles de liaison interne et du câble de liaison radiomètre - capteur.

Les études entreprises ont abouti à une nouvelle génération de radiomètres [12, 13, 14, 15] dont le synoptique est présenté sur la **figure I-4**. Ils ont pour principale particularité d'être équipés de deux références internes de température (T_{r1} et T_{r2}). Un commutateur relie alternativement à un circulateur le court-circuit et le capteur positionné face au milieu dont on désire mesurer la température de bruit T_b . Les signaux sont envoyés vers une chaîne d'amplification, puis convertis sous forme d'une tension continue par l'intermédiaire d'un détecteur. Cette tension proportionnelle à la puissance de bruit thermique captée est alors amplifiée et envoyée vers un convertisseur analogique/numérique et une carte d'acquisition. La température radiométrique est déterminée à partir d'un cycle comportant quatre phases (liées aux positions a ou b du relais et 1 ou 2 du commutateur).

II-2-1 Cas du radiomètre idéal

Pour le cas où les éléments de la chaîne hyperfréquence sont idéaux, c'est à dire sans perte d'insertion, les tensions relevées lors des quatre phases opératoires s'expriment de la façon suivante :

▪ Relais en position a :

- commutateur sur voie 1 :

$$V_{a1} = Gk\Delta f T_{r1} \quad \text{I-8}$$

- commutateur sur voie 2 :

$$V_{a2} = Gk\Delta f (\rho T_{r1} + (1 - \rho) T_b) \quad \text{I-9}$$

▪ Relais en position b :

- commutateur sur voie 1 :

$$V_{b1} = Gk\Delta f T_{r2} \quad \text{I-10}$$

- commutateur sur voie 2 :

$$V_{b2} = Gk\Delta f (\rho T_{r2} + (1 - \rho) T_b) \quad \text{I-11}$$

où ρ : valeur moyenne du coefficient de réflexion en puissance à l'entrée du capteur dans la bande de fréquences Δf considérée

G : gain moyen de la chaîne hyperfréquence dans la bande Δf

Δf : bande passante du système

T_b : température de bruit (thermique) que l'on désire mesurer.

De ces quatre tensions mesurées au cours d'un cycle, nous en déduisons les valeurs du coefficient de réflexion ρ et de la température T_b [12] à partir des expressions suivantes :

$$\rho = \frac{V_{a2} - V_{b2}}{V_{a1} - V_{b1}} \quad \text{I-12}$$

$$T_b = \frac{(V_{a1} - V_{a2})T_{r2} - (V_{b1} - V_{b2})T_{r1}}{(V_{a1} - V_{a2}) - (V_{b1} - V_{b2})} \quad \text{I-13}$$

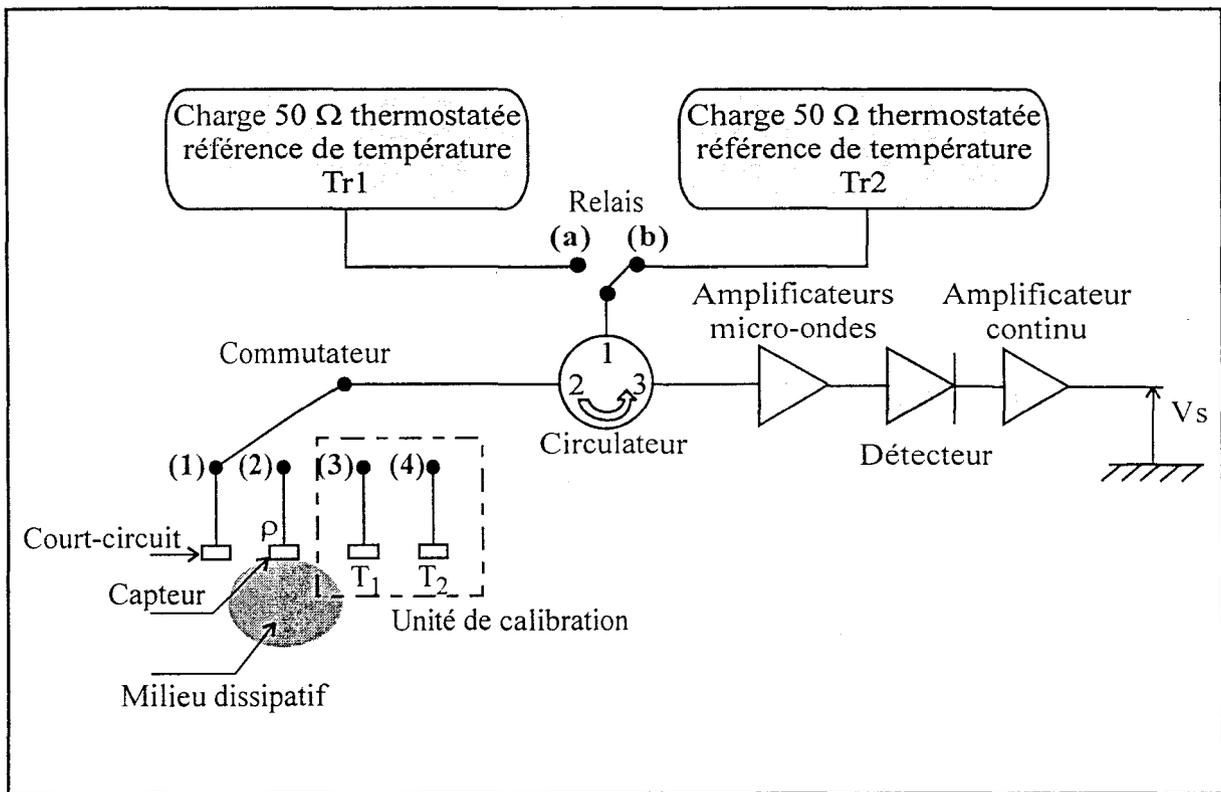


Figure I-5 : Synoptique du radiomètre à deux références internes de température équipé de son unité de calibration.

La valeur de T_b ainsi déduite est indépendante du coefficient ρ et du gain G ; elle ne dépend que des quatre tensions mesurées et des températures de référence $Tr1$ et $Tr2$.

II-2-2 Cas réel : nécessité d'un système de calibration intégré

En réalité, les éléments constitutifs de la chaîne hyperfréquence ne sont pas idéaux et le bruit propre engendré par les pertes d'insertion, difficile à quantifier, va entraîner des erreurs très importantes sur les valeurs de ρ et T_b .

Afin de prendre en compte les pertes d'insertion introduites par ces différents éléments, un kit de calibration composé de deux charges adaptées (impédance 50Ω) respectivement thermostatées aux températures $T1$ et $T2$ connues à mieux que $0,1^\circ\text{C}$ a été incorporé à la structure du radiomètre (**figure I-5**) [12]. Un commutateur micro-onde à quatre positions permet alors de réaliser la procédure de calibration. Afin que le système soit équilibré, les câbles coaxiaux reliant les voies 1 à 4 respectivement au court-circuit, au capteur et aux deux charges étalons, doivent présenter des caractéristiques les plus proches possibles (mêmes pertes et mêmes températures notamment). Dans les radiomètres les plus récents, ils sont placés ensemble dans une enceinte à l'intérieur du radiomètre.

Au cours de la procédure de calibration, le capteur est tout d'abord remplacé par la charge de calibration portée à la température $T1$ (commutateur en position 3). Le cycle des quatre phases opératoires est alors enclenché :

- Relais en position a :

- commutateur sur voie 1 : $V_{a1} = Gk\Delta f Tr1$ I-14

- commutateur sur voie 3 : $V_{a3} = Gk\Delta f T1$ I-15

- Relais en position b :

- commutateur sur voie 1 : $V_{b1} = Gk\Delta f Tr2$ I-16

- commutateur sur voie 3 : $V_{b3} = Gk\Delta f T1$ I-17

Les mêmes opérations sont à nouveau entreprises en utilisant cette fois la charge de calibration portée à la température T2 :

▪ Relais en position a :

- commutateur sur voie 1 :
$$Va1 = Gk\Delta fTr1 \quad \text{I-18}$$

- commutateur sur voie 4 :
$$Va4 = Gk\Delta fT2 \quad \text{I-19}$$

▪ Relais en position b :

- commutateur sur voie 1 :
$$Vb1 = Gk\Delta fTr2 \quad \text{I-20}$$

- commutateur sur voie 4 :
$$Vb4 = Gk\Delta fT2 \quad \text{I-21}$$

Si le radiomètre était constitué d'éléments parfaits (sans perte d'insertion), nous devrions obtenir respectivement les températures de bruit :

$$Tb = \frac{(Va1 - Va3)Tr2 - (Vb1 - Vb3)Tr1}{(Va1 - Va3) - (Vb1 - Vb3)} = T1 \quad \text{I-22}$$

$$Tb = \frac{(Va1 - Va4)Tr2 - (Vb1 - Vb4)Tr1}{(Va1 - Va4) - (Vb1 - Vb4)} = T2 \quad \text{I-23}$$

Or, dans la réalité, il n'en est rien. Nous pouvons à ce stade considérer que les températures de références vues par le radiomètre, compte tenu de la présence des pertes d'insertion, sont deux températures dites équivalentes Tr1e et Tr2e, qui peuvent alors être déduites des expressions I-22 et I-23 :

$$Tr1e = \frac{T1(Va1 - Va4)(Vb1 - Vb3 - Va1 + Va3) - T2(Va1 - Va3)(Vb1 - Vb4 - Va1 + Va3)}{(Vb1 - Vb3)(Va1 - Va4) - (Va1 - Va3)(Vb1 - Vb4)} \quad \text{I-24}$$

$$Tr2e = \frac{-T1(Vb1 - Vb4)(Vb1 - Vb3 - Va1 + Va3) + T2(Vb1 - Vb3)(Vb1 - Vb4 - Va1 + Va3)}{-(Vb1 - Vb3)(Va1 - Va4) + (Va1 - Va3)(Vb1 - Vb4)} \quad \text{I-25}$$

Le radiomètre réel peut donc être considéré comme un radiomètre idéal dont les références de température sont maintenant T_{r1e} et T_{r2e} .

Après calibration du radiomètre, la température de bruit d'un corps déduite des quatre tensions V_{a1} , V_{a2} , V_{b1} , V_{b2} s'exprime alors :

$$T_b = \frac{(V_{a1} - V_{a2})T_{r2e} - (V_{b1} - V_{b2})T_{r1e}}{(V_{a1} - V_{a2}) - (V_{b1} - V_{b2})} \quad \text{I-26}$$

Quant à l'expression donnant les valeurs du coefficient de réflexion, elle reste inchangée (I-12).

Lorsque le milieu sous investigation présente une distribution volumique de température uniforme, la température radiométrique mesurée donne directement la valeur de cette température. Si, par contre, cette distribution n'est pas uniforme, la température radiométrique donne la température de bruit du milieu.

La procédure de calibration nécessite de quelques secondes à quelques dizaines de secondes (suivant le temps d'intégration choisi) et est indépendante du capteur utilisé. Elle peut être réalisée avant chaque série de mesures ou être déclenchée périodiquement en cours de mesures, notamment pour une thermométrie en continu sur un grand laps de temps ou si le radiomètre se trouve dans un endroit sujet à de grandes variations de températures qui vont influencer sur sa température interne.

II-3 Améliorations technologiques

II-3-1 Réduction de la bande passante

La radiométrie repose sur la mesure du bruit émis par un corps et capté par une antenne. Malheureusement, compte tenu des faibles puissances mises en jeu, l'environnement médical et industriel est très souvent pollué du point de vue électromagnétique et l'antenne capte alors des signaux parasites qui risquent de perturber la mesure. Les sources

perturbatrices peuvent être classées en deux grandes catégories : les sources localisées à l'extérieur du système radiométrique qui agissent directement sur l'électronique ou dont le rayonnement est capté par l'antenne, et les sources de bruit internes au système, créatrices d'un bruit propre. Ces dernières peuvent être minimisées par une construction avec des composants de bonne qualité à faible bruit et réduites au strict bruit de fond généré dans les câbles et les composants électroniques. Cette contribution est en partie prise en compte dans la mesure radiométrique grâce au kit de calibration du système. Les sources de bruit parasites externes sont, quant à elles, très diverses et sont liées à la nature de l'environnement dans lequel sera placé le système radiométrique.

Toutefois, certaines sources extérieures de perturbations sont connues : four micro-onde (2450 MHz), radiotéléphones (dans les bandes de fréquences voisines de 960 MHz et 1800 MHz). Ces perturbations sont éliminées en introduisant un filtre (dont les fronts sont très abrupts) dans la chaîne d'amplification dont le gain est augmenté afin d'obtenir un niveau en puissance suffisant à l'entrée du détecteur quadratique. C'est ainsi que la bande passante des radiomètres, initialement fixée à 2 GHz, a été limitée à quelques centaines puis à quelques dizaines de mégahertz.

II-3-2 Choix de la fréquence centrale

Les premiers prototypes de radiomètres à deux références internes de température ont été réalisés pour fonctionner autour de 3,2 GHz. Les essais réalisés en insérant un filtre à très faible bande passante (20 MHz) dans la chaîne d'amplification de ces prototypes ont donné des résultats très prometteurs. L'utilisation de nouveaux amplificateurs très faible bruit (entre 0,6 et 0,8 dB) a permis d'obtenir des performances comparables à celles obtenues lorsque l'on travaille avec 2 GHz de bande passante. A partir de ce constat, il était intéressant d'utiliser une bande de fréquences protégée pour laquelle les niveaux de puissance émise au sol soient négligeables. La bande de fréquences qui a finalement été choisie est celle des G.P.S. centrée sur 1,575 GHz.

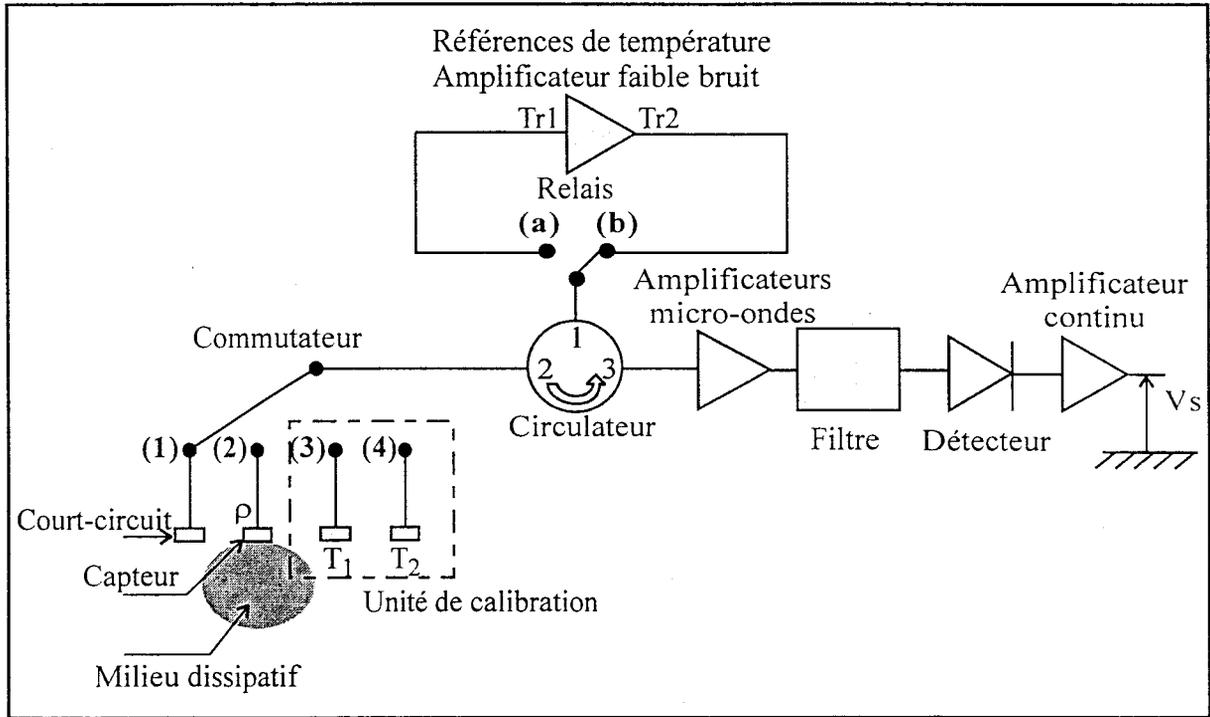


Figure I-6: Synoptique du radiomètre muni d'un amplificateur faible bruit comme source de références de température.

II-3-3 Choix des charges de références

Initialement, les sources internes de références de température des radiomètres étaient constituées de charges adaptées (impédance 50Ω) thermostatées aux températures Tr_1 et Tr_2 dans une enceinte contenant une résistance chauffante régulée. Les températures de références équivalentes Tr_{1e} et Tr_{2e} après calibration étaient respectivement égales à 35°C et 53°C . Or, les études ont montré que la mesure radiométrique présente des fluctuations minimales lorsque la valeur de température mesurée est comprise entre Tr_{1e} et Tr_{2e} [13]. Suite à cette constatation, nous avons envisagé d'augmenter l'écart entre ces deux températures de référence afin d'élargir la plage de fonctionnement optimal du radiomètre.

Il est possible de réaliser ces deux sources de référence à partir de diodes à avalanche [11] à condition que le niveau de puissance émis soit stable. On peut alors atteindre des températures équivalentes Tr_{2e} très élevées (de l'ordre de plusieurs milliers de kelvins) alors que la température Tr_{1e} correspondrait à la température matérielle de la source (température ambiante à polarisation éteinte). Cette solution n'a pas été retenue et, dans un premier temps, nous nous sommes plus particulièrement intéressés à la charge froide (Tr_1). Le système de thermostatisation a d'abord été remplacé par un refroidisseur à effet Peltier, ce qui a permis de baisser la température équivalente de la charge froide jusqu'à une valeur voisine de 8°C . Au delà, l'utilisation d'un dispositif de refroidissement permettant d'atteindre une température inférieure à 0°C risque d'engendrer de la condensation d'eau à l'intérieur du radiomètre. De plus, une charge micro-onde traditionnelle ne peut supporter des températures supérieures à 120°C et inférieures à -30°C sous peine de détérioration. Pour accéder à des températures beaucoup plus basses, nous avons donc cherché à remplacer les charges adaptées par un élément actif capable de fournir une température de bruit inférieur à 0°C . L'élément actif choisi est un amplificateur faible bruit dont l'entrée sert de référence de température basse (Tr_1) et la sortie de référence de température haute (Tr_2) (**figure I-6**).

Les valeurs de températures de références sont facilement ajustables en fonction de l'application désirée, par simple ajout d'atténuateurs micro-ondes coaxiaux. Un autre avantage de ce dispositif est son faible encombrement, critère déterminant dans la conception du radiomètre.

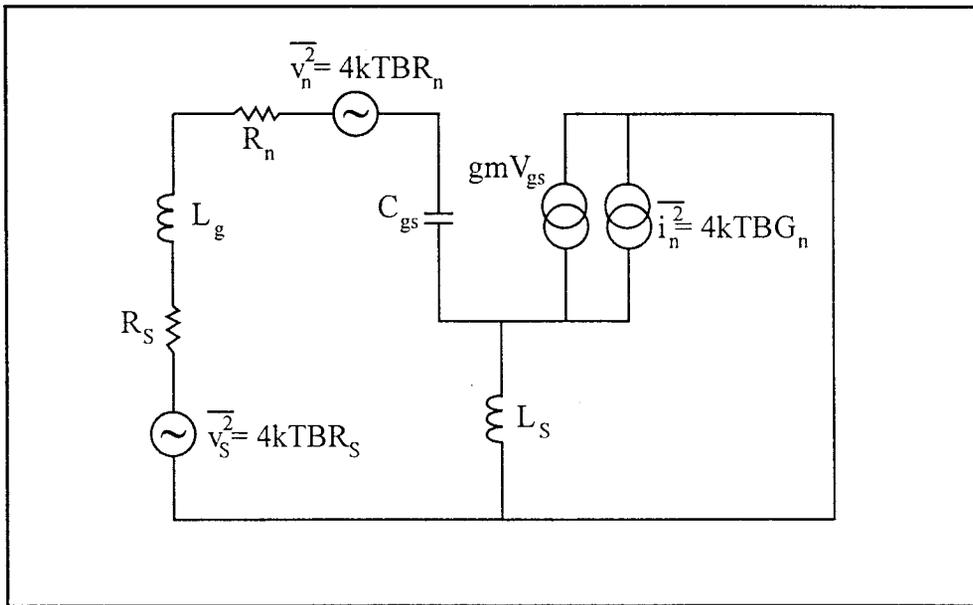


Figure I-7 : Schéma équivalent du FET utilisé pour les calculs de bruit.

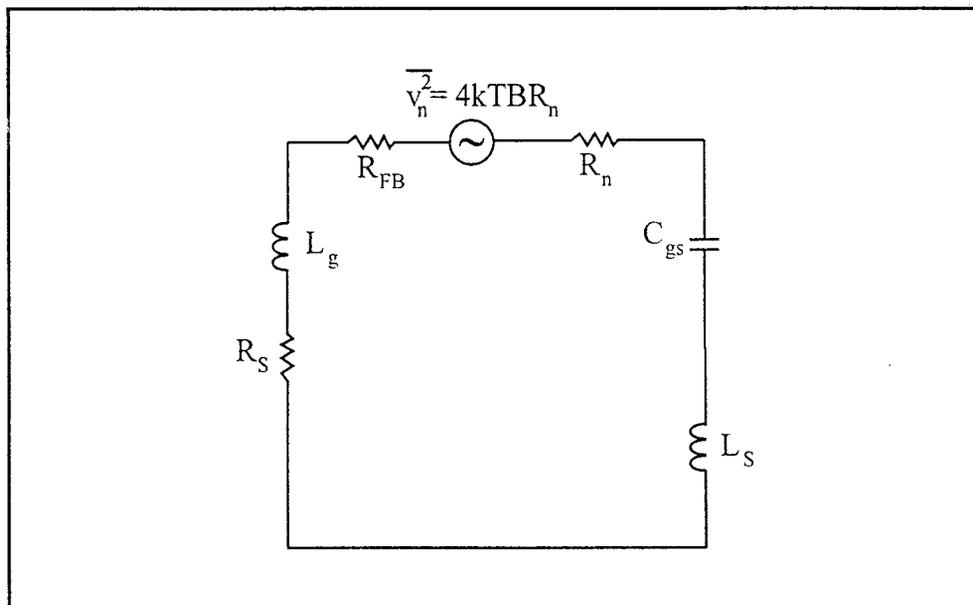


Figure I-8 : Circuit équivalent d'entrée du FET utilisé pour les calculs de bruit.

Afin d'expliquer pourquoi il est possible d'atteindre des températures nettement inférieures à 0°C avec un amplificateur faible bruit, nous nous appuyons sur la publication de R.H. Frater et D.R. Williams [16]. L'impédance d'entrée d'un transistor FET est essentiellement capacitive. La **figure I-7** propose un schéma équivalent du FET utilisé pour les calculs de bruit où C_{gs} est la capacité grille-source du transistor de transconductance g_m , R_n est le générateur de bruit en tension du circuit grille et G_n est la conductance du courant équivalent de bruit du circuit drain. Une inductance L_s ajoutée au circuit source est transformée pour apparaître comme une résistance R_{FB} non bruyante dans le circuit grille (**figure I-8**). En pratique, cette inductance est choisie pour que l'entrée du transistor soit adaptée lorsque $R_s = R_{FB} + R_n$. Lorsque la résistance de source R_s est aussi égal à l'impédance optimale de source R_{opt} , le FET utilisé comme amplificateur a un facteur de bruit minimal. La résistance R_{FB} a un effet négligeable sur la température de bruit de l'amplificateur, elle apparaît comme ayant une température égale à 0 K. Ainsi, seule une partie de la résistance totale d'entrée contribue au bruit du circuit. Ceci permet d'obtenir une température apparente T_{eq} à l'entrée de l'amplificateur inférieure à la température ambiante. Cette température de bruit est déterminée à partir de l'équation reliant la puissance émise à l'entrée de l'amplificateur au courant traversant la résistance R_s

$$\overline{i^2} R_s = kT_{eq} \Delta f \quad \text{I-27}$$

Le courant $\overline{i^2}$ est la somme des courants dus aux générateurs de courant de bruit des circuits d'entrée et de sortie du FET.

Afin de vérifier que ce type de dispositif permet de fournir l'équivalent d'une température très inférieure à 0°C, nous avons à l'aide d'un radiomètre mesuré la température de bruit à l'entrée d'un amplificateur faible bruit. L'amplificateur utilisé présente les caractéristiques suivantes : un gain de 14 dB, une bande passante de 300 MHz centrée sur 1,575 GHz et un facteur de bruit F égal à 1,1 dB. La température de bruit propre T_e ramenée à l'entrée du dispositif correspond théoriquement à 84 K d'après la relation :

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_o}$$

I-28

où $T_o = 290$ K.

Quant à la température de bruit en sortie, elle est obtenue à partir de l'expression :

$$T_r = G(T_e + T_a)$$

I-29

où T_a est la température de bruit d'un élément placé à l'entrée de l'amplificateur de gain G . Pour l'amplificateur utilisé et pour une température T_a correspondant à la température ambiante, nous obtenons une température $T_r \sim 9000$ K.

Expérimentalement, nous avons relevé une température radiométrique égale à 90 K à l'entrée de l'amplificateur, très proche de celle fournie par la relation **I-28**. La température radiométrique mesurée à la sortie est par contre de l'ordre de 500 K. Cette valeur est très éloignée de la valeur théorique. En effet, lors de la mesure, le radiomètre était saturé dû à la puissance de bruit trop importante à la sortie de l'amplificateur.

Ainsi, un amplificateur faible bruit semble convenir parfaitement pour réaliser à la fois une référence de température basse ($T_{r1} \ll 0^\circ\text{C}$) et haute ($T_{r2} \gg 100^\circ\text{C}$).

III CARACTERISATION DES RADIOMETRES

Le champ d'applications de la radiométrie micro-onde est très vaste. Selon le secteur médical ou industriel concerné et selon l'environnement dans lequel doivent être effectuées les mesures de température, le système radiométrique doit satisfaire à un certain nombre de contraintes et d'exigences. Il est donc nécessaire de bien connaître son comportement et ses limites.

Composants	Caractéristiques (fournisseur)	
	3,2 GHz bande large	3,2 GHz bande étroite
Commutateur 4 positions	Pertes d'insertion < 0,4 dB Fréquence maximale ~ 4 GHz Durée de vie > 1 000 000 commutations	Pertes d'insertion < 0,4 dB Fréquence maximale ~ 4 GHz Durée de vie > 1 000 000 commutations
Circulateur	Pertes d'insertion < 0,37 dB dans la bande 2-4 GHz	Pertes d'insertion < 0,6 dB Fréquence centrale : 3,2 GHz Bande passante : 100 MHz
Relais	Pertes d'insertion : 0,08 dB Fréquence maximale ~ 4 GHz Durée de vie > 10 000 000 commutations	Pertes d'insertion < 0,4 dB Fréquence maximale ~ 4 GHz Durée de vie > 10 000 000 commutations
Premier amplificateur	Facteur de bruit : 2 dB Gain : 20 dB Bande passante : 2 GHz à 4 GHz	Facteur de bruit < 0,8 dB Gain : 30 dB Bande passante : 3,1 GHz à 3,5 GHz
Filtre	Fréquence centrale : 3,2 GHz Bande passante : 500 MHz Pertes d'insertion < 0,7 dB	Fréquence centrale : 3,2 GHz Bande passante : 20 MHz Pertes d'insertion < 2 dB
Autres amplificateurs	Gain : 40 dB Bande passante : 2 GHz à 4 GHz	Facteur de bruit < 3 dB Gain : 60 dB Bande passante : 3,1 GHz à 3,5 GHz
Diode de détection	Sensibilité > 2 mV/μW	Sensibilité > 2 mV/μW

Tableau I-2 : Principaux composants de la chaîne hyperfréquence des radiomètres centrés sur 3,2 GHz.

III-1 Caractéristiques techniques

Les spécifications techniques de la chaîne hyperfréquence des quatre radiomètres réalisés avec lesquels nous avons obtenu les résultats présentés dans ce manuscrit sont regroupées dans les **tableaux I.2 et I.3**.

Le gain de la chaîne d'amplification a été choisi de façon à obtenir un niveau en puissance suffisant à l'entrée du détecteur quadratique en dépit des pertes d'insertion des différents éléments de la chaîne.

Le facteur de bruit du premier amplificateur a une fonction très importante puisque c'est lui qui détermine essentiellement le niveau de bruit propre de la chaîne.

Les charges de référence de température basse et haute des radiomètres centrés sur 3,2 GHz ont été réalisées à partir de charges adaptées thermostatées à des températures avoisinant les 38°C et 68°C, alors que pour les radiomètres centrés sur 1,575 GHz, ces charges ont été réalisées au moyen d'un amplificateur faible bruit.

III-2 Caractérisation fréquentielle

La caractérisation en fréquences a été réalisée à l'aide d'un synthétiseur Wiltron 68147A fonctionnant de 10 MHz à 20 GHz avec une résolution de 1 kHz, directement connecté à l'entrée du radiomètre. Cet appareil permet de transmettre un signal de niveau très faible pouvant varier de -130 dBm à +10 dBm avec une résolution de 0,01 dBm.

III-2-1 Bande passante

La **figure I-9** présente les évolutions de l'élévation de la température radiométrique mesurée (par rapport à la température ambiante) en fonction de la fréquence du signal injecté à l'entrée des radiomètres. Le niveau de puissance utilisé correspond à -99 dBm et -109 dBm respectivement pour les radiomètres 3,2 GHz bande large et bande étroite, puis à -106 dBm et -109 dBm respectivement pour les radiomètres 1,575 GHz bande large et bande étroite. Les bandes passantes à -3dB ainsi que les fréquences centrales de fonctionnement des quatre radiomètres sont récapitulées dans le tableau I-4.

Composants	Caractéristiques (fournisseur)	
	1,575 GHz bande large	1,575 GHz bande étroite
Commutateur 4 positions	Pertes d'insertion < 0,4 dB Fréquence maximale ~ 4 GHz Durée de vie > 1 000 000 commutations	Pertes d'insertion < 0,4 dB Fréquence maximale ~ 4 GHz Durée de vie > 1 000 000 commutations
Circulateur	Pertes d'insertion < 0,5 dB Fréquence centrale : 1,6 GHz Bande passante : 560 MHz	Pertes d'insertion < 0,5 dB Fréquence centrale : 1,5 GHz Bande passante : 1,4 GHz
Relais	Pertes d'insertion < 0,4 dB Fréquence maximale ~ 4 GHz Durée de vie > 10 000 000 commutations	Pertes d'insertion < 0,4 dB Fréquence maximale ~ 4 GHz Durée de vie > 10 000 000 commutations
Premier amplificateur	Facteur de bruit < 1,1 dB Gain : 58 dB Bande passante : 1,55 GHz à 1,60 GHz	Facteur de bruit : 0,61 dB Gain : 35 dB Bande passante : 50 MHz à 2,5 GHz
Filtre	<i>La bande de fréquences est fixée à partir des amplificateurs sélectifs, B.P. ~ 70 MHz</i>	Fréquence centrale : 1,575 GHz Bande passante : 24 MHz Pertes d'insertion < 0,7 dB
Autres amplificateurs	Gain : 38 dB Bande passante : 1,51 GHz à 1,63 GHz	Facteur de bruit : 2,5 dB Gain total : 72 dB Bande passante : 0,5 GHz à 2,0 GHz
Diode de détection	Sensibilité > 2 mV/μW	Sensibilité > 2 mV/μW

Tableau I-3 : Principaux composants de la chaîne hyperfréquence des radiomètres centrés sur 1,575 GHz.

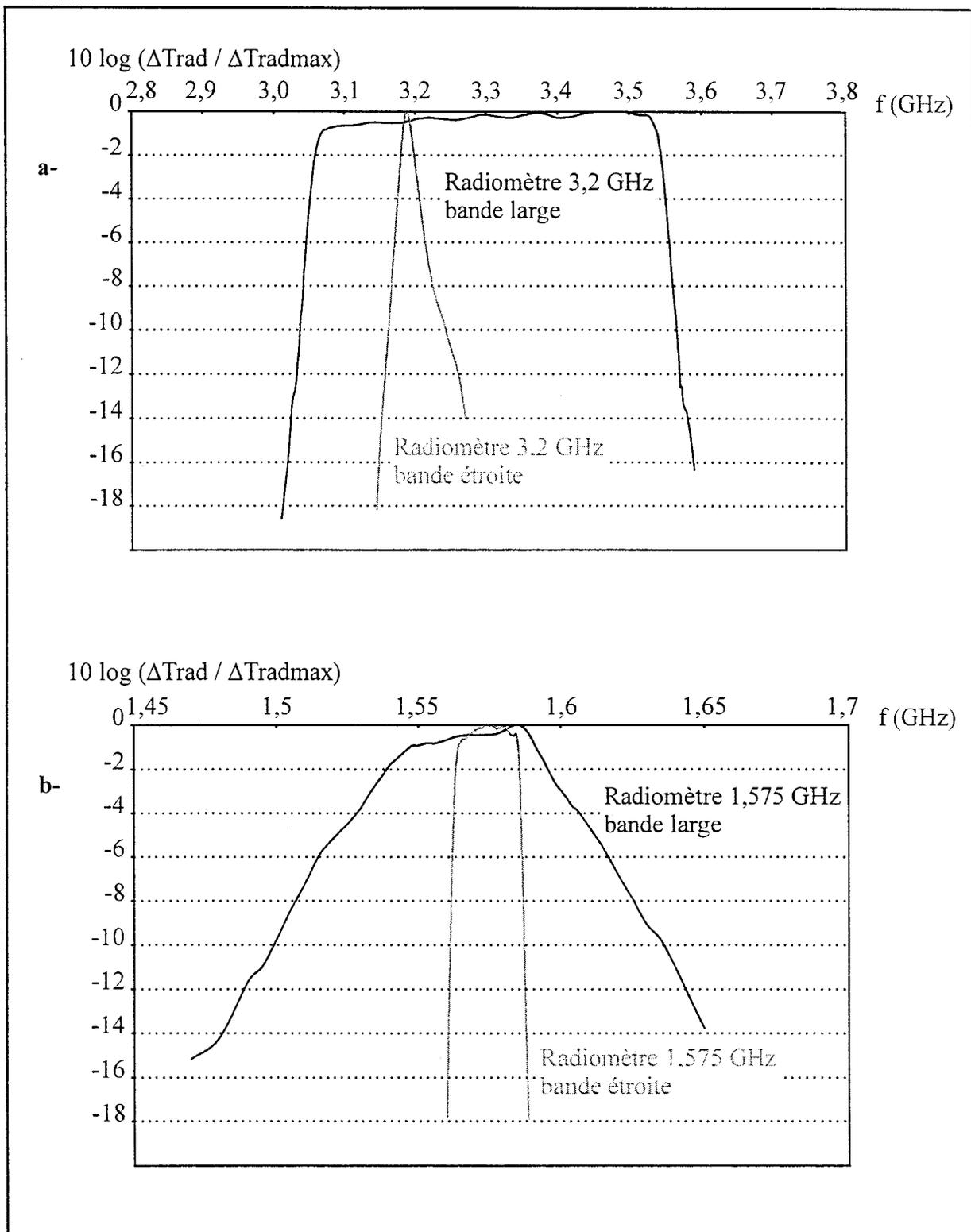


Figure I-9 : Relevés des bandes passantes des radiomètres.

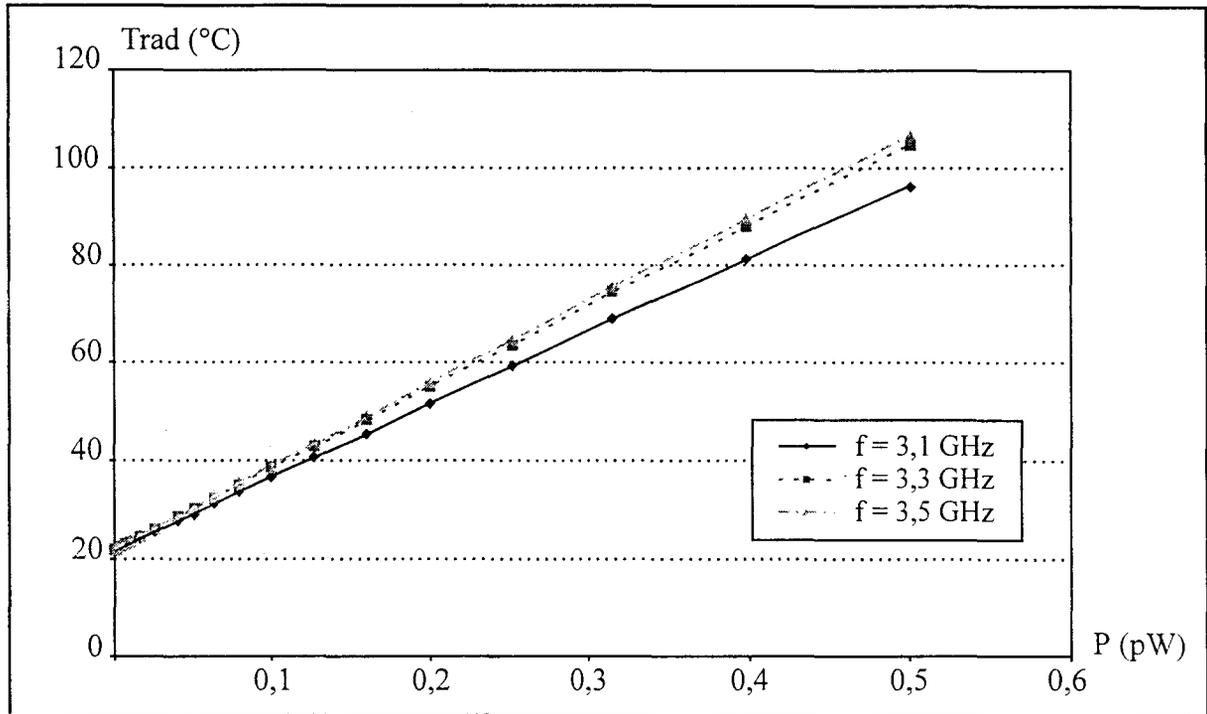


Figure I-10 : Relevés de la température radiométrique en fonction de la puissance du signal d'entrée pour différentes fréquences comprises dans la bande passante du radiomètre 3,2 GHz.

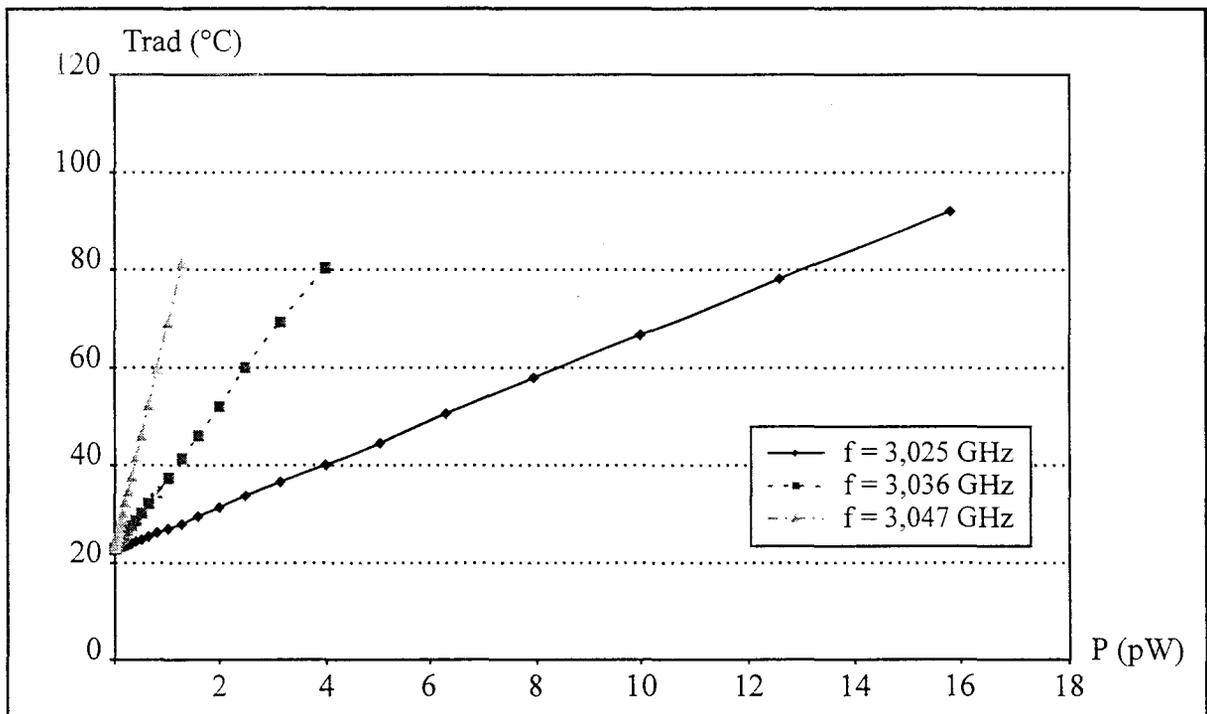


Figure I-11 : Relevés de la température radiométrique en fonction de la puissance du signal d'entrée pour différentes fréquences hors de la bande passante du radiomètre 3,2 GHz.

Radiomètres	Bande passante	Fréquence centrale
3,2 GHz bande large	494 MHz	3,3 GHz
3,2 GHz bande étroite	23 MHz	3,19 GHz
1,575 GHz bande large	66 MHz	1,567 GHz
1,575 GHz bande étroite	23 MHz	1,575 GHz

Tableau I-4 : Bande passante et fréquence centrale des radiomètres.

III-2-2 Linéarité

Nous avons enregistré l'évolution de la température radiométrique obtenue avec le radiomètre 3,2 GHz bande large en fonction de la puissance du signal injecté à l'entrée, pour différentes fréquences comprises dans la bande passante du radiomètre (**figure I-10**). Pour de très faibles niveaux, au-delà d'une valeur correspondant au bruit de fond du synthétiseur (équivalent à la température ambiante), nous obtenons bien une évolution linéaire. Cependant, nous observons que la pente des droites obtenues augmente légèrement avec la fréquence. Cela est dû à l'allure du gain de la chaîne hyperfréquence qui augmente légèrement lorsque l'on passe de 3,1 GHz à 3,5 GHz (**figure I-9a**). Il ne faut pas perdre de vue qu'au cours de cette manipulation, le radiomètre compare la puissance d'un signal sinusoïdal à celle d'un bruit thermique. Dans la réalité, le signal injecté en voie 2 est également un bruit thermique et dans ce cas, au cours des quatre phases opératoires, nous travaillons sur toute la bande passante; le résultat est alors indépendant du gain de la chaîne. Ces variations observées n'entraînent donc en réalité aucune conséquence néfaste sur la mesure radiométrique.

Lorsque la fréquence du signal injecté à l'entrée du radiomètre est située hors de cette bande mais en limite, nous constatons que l'évolution est toujours linéaire (**figure I-11**), mais il faut alors un niveau en puissance beaucoup plus important pour atteindre un même niveau de température radiométrique.

Les mêmes types de relevés ont été effectués avec le radiomètre 1,575 GHz bande large. Les résultats présentés sur les **figures I-12** et **I-13** sont identiques aux précédents.

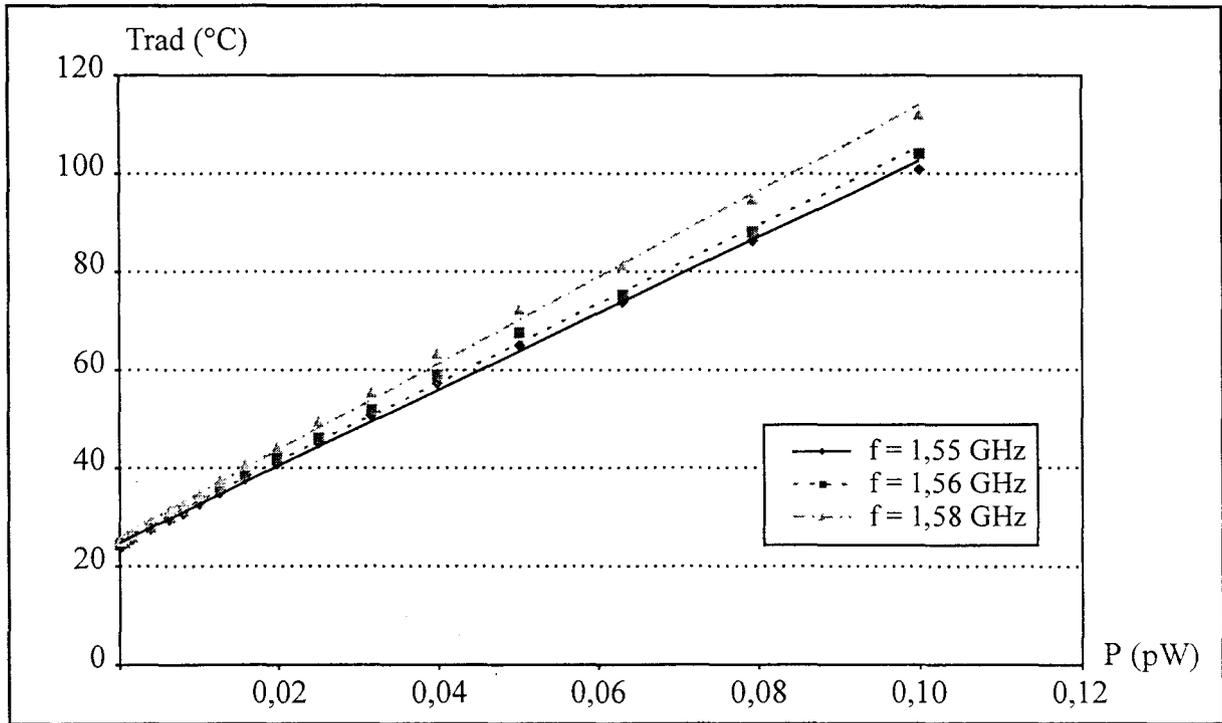


Figure I-12 : Relevés de la température radiométrique en fonction de la puissance du signal d'entrée pour différentes fréquences comprises dans la bande passante du radiomètre 1,575 GHz.

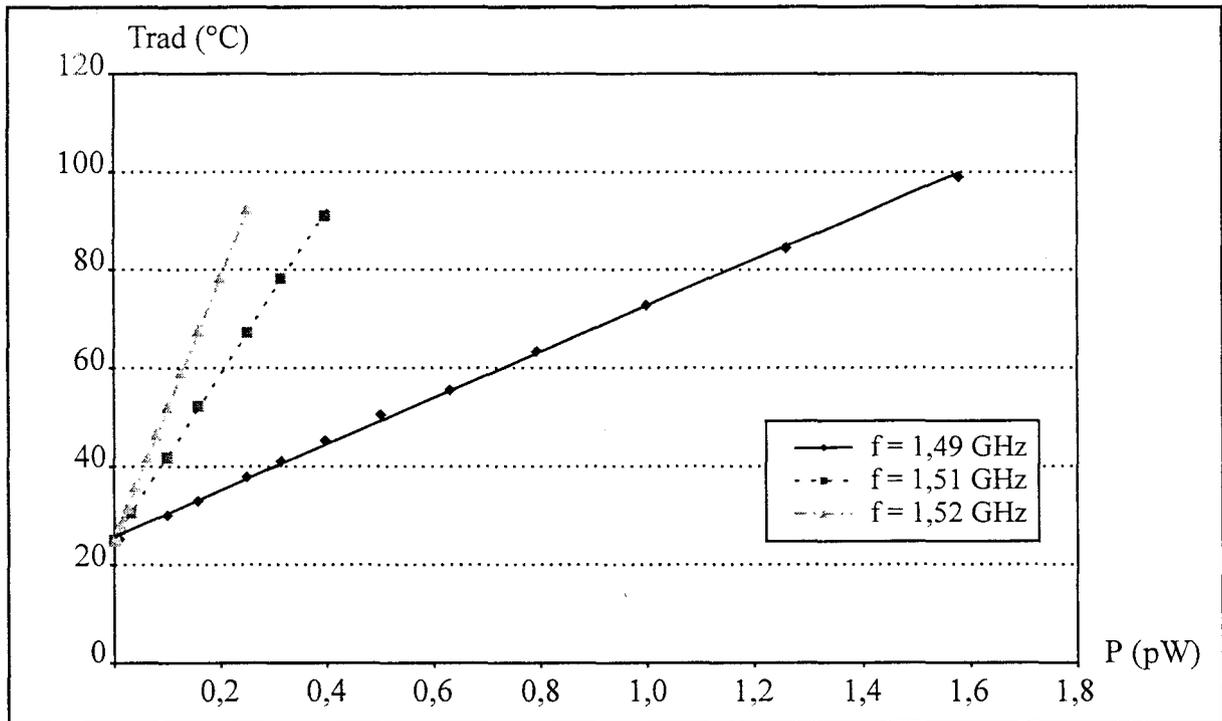


Figure I-13 : Relevés de la température radiométrique en fonction de la puissance du signal d'entrée pour différentes fréquences hors de la bande passante du radiomètre 1,575 GHz.

III-2-3 Susceptibilité électromagnétique

En radiométrie, les niveaux de puissance mis en jeu sont très faibles (de l'ordre du picowatt). Il était donc intéressant de quantifier l'efficacité l'effet du filtre en présence d'un signal parasite de fréquence connue, sur la mesure radiométrique. Pour cela, nous avons injecté à l'entrée du radiomètre, un signal simulant le rôle d'une perturbation (four micro-onde, radiotéléphone) et nous avons enregistré l'élévation de température radiométrique induite en fonction du niveau de cette perturbation. Nous avons considéré qu'une élévation de 0,5°C était synonyme de la réception d'une perturbation.

Les **tableaux I-5** et **I-6** indiquent le niveau de puissance nécessaire à différentes fréquences pour provoquer une augmentation de 0,5°C et 1°C de la température radiométrique mesurée avec les radiomètres 3,2 GHz et 1,575 GHz bande large.

f (GHz)	$\Delta T_{\text{rad}} = 0,5^{\circ}\text{C}$		$\Delta T_{\text{rad}} = 1^{\circ}\text{C}$	
	Niveau (dBm)	Niveau (W)	Niveau (dBm)	Niveau (W)
0,434	-44	$3,98 \cdot 10^{-8}$	-42	$6,31 \cdot 10^{-8}$
0,960	-42	$6,31 \cdot 10^{-8}$	-40	$1,00 \cdot 10^{-7}$
1,800	-42	$6,31 \cdot 10^{-8}$	-37	$2,00 \cdot 10^{-7}$
2,450	-37	$2,00 \cdot 10^{-7}$	-33	$5,01 \cdot 10^{-7}$
3,1	-114	$3,98 \cdot 10^{-15}$	-112	$6,31 \cdot 10^{-15}$
3,3	-117	$2,00 \cdot 10^{-15}$	-113	$5,01 \cdot 10^{-15}$
3,5	-115	$3,16 \cdot 10^{-15}$	-112	$6,31 \cdot 10^{-15}$

Tableau I-5 : Niveaux de puissance nécessaires pour provoquer une augmentation de 0,5°C et 1°C de la température radiométrique mesurée (avec le radiomètre 3,2 GHz bande large).

f (GHz)	$\Delta T_{\text{rad}} = 0,5^{\circ}\text{C}$		$\Delta T_{\text{rad}} = 1^{\circ}\text{C}$	
	Niveau (dBm)	Niveau (W)	Niveau (dBm)	Niveau (W)
0,434	-52	$6,31 \cdot 10^{-9}$	-50	$1,00 \cdot 10^{-8}$
0,960	-50	$1,00 \cdot 10^{-8}$	-48	$1,58 \cdot 10^{-8}$
1,55	-122	$6,31 \cdot 10^{-16}$	-118	$1,58 \cdot 10^{-15}$
1,56	-122	$6,31 \cdot 10^{-16}$	-118	$1,58 \cdot 10^{-15}$
1,58	-122	$6,31 \cdot 10^{-16}$	-118	$1,58 \cdot 10^{-15}$
1,800	-63	$5,01 \cdot 10^{-10}$	-61	$7,94 \cdot 10^{-10}$
2,450	-33	$5,01 \cdot 10^{-7}$	-30	$1,00 \cdot 10^{-6}$

Tableau I-6 : Niveaux de puissance nécessaires pour provoquer une augmentation de $0,5^{\circ}\text{C}$ et 1°C de la température radiométrique mesurée (avec le radiomètre 1,575 GHz bande large).

Ainsi, pour perturber la mesure radiométrique, le niveau du signal parasite capté doit être de l'ordre de 10^{-8} watts pour une fréquence qui se trouve hors de la bande passante du radiomètre, mais il suffit de quelques femtowatts dans la bande passante. Ceci montre d'une part, l'efficacité des filtres introduits dans la chaîne hyperfréquence et d'autre part, l'intérêt si possible de travailler dans une gamme de fréquences réservée à des applications spécifiques (G.P.S., radioastronomie,...).

III-3 Mesures de températures radiométriques de charges micro-ondes

Afin d'estimer les performances des dispositifs radiométriques, nous avons effectué des mesures de température d'une charge micro-onde adaptée, puis d'une charge non adaptée, connectée sur la voie capteur du radiomètre dans diverses configurations.

III-3-1 Charge adaptée

Une charge adaptée est connectée à l'entrée du radiomètre (voie 2). Elle permet de simuler un capteur parfaitement adapté dans la bande de fréquences du radiomètre. Celle-ci est plongée dans un bain thermostaté d'antigel dont nous pouvons réguler la température de -20°C à $+60^{\circ}\text{C}$. Un thermocouple est placé contre cette charge pour vérifier sa température. Dès que l'équilibre thermique est atteint, nous enregistrons la température radiométrique

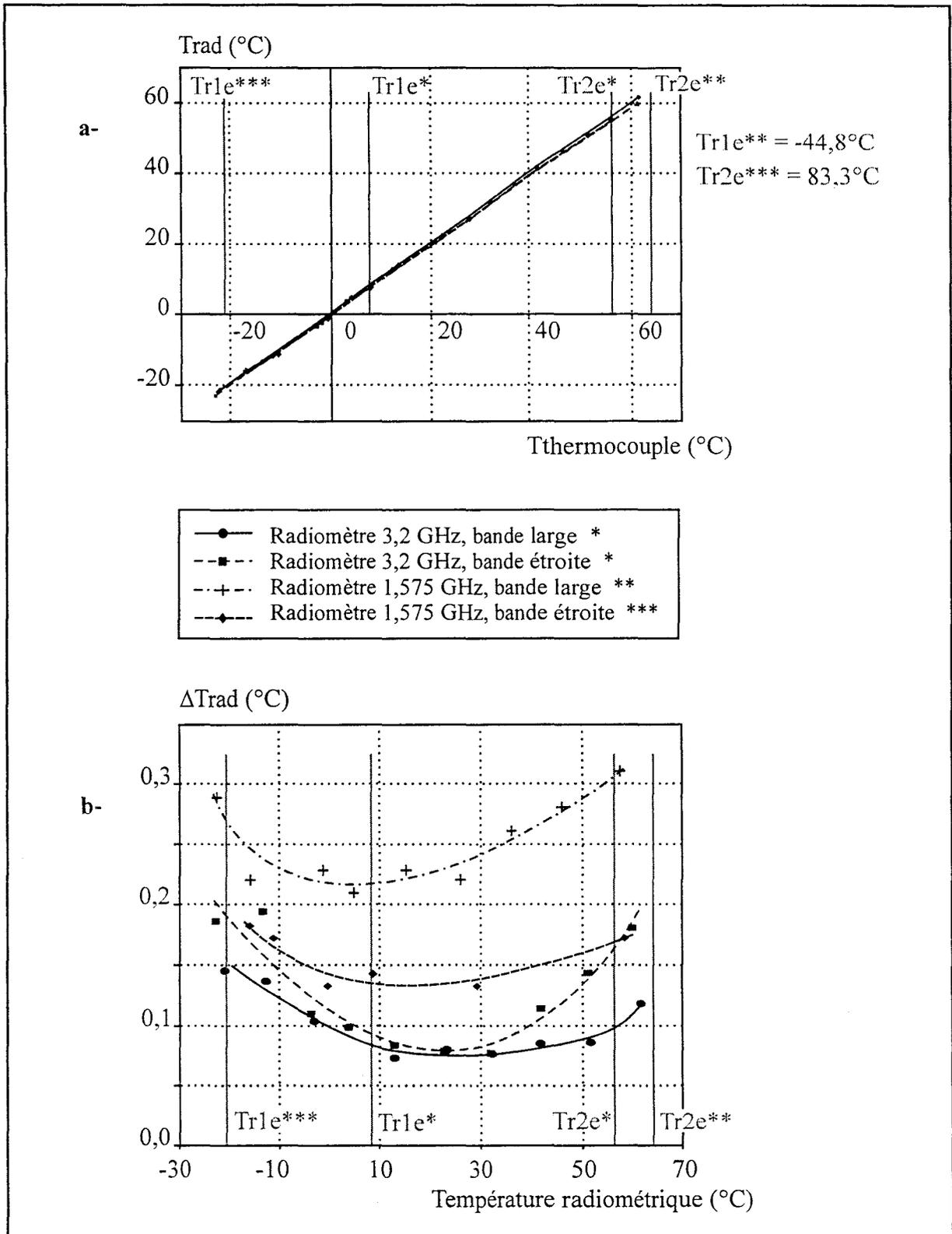


Figure I-14 : Performances des radiomètres

a- Relevés de la température radiométrique en fonction de la température relevée au thermocouple

b- Fluctuations de la température radiométrique en fonction de la valeur mesurée.

durant quelques minutes. De ces enregistrements, nous en déduisons la valeur moyenne de la température radiométrique ainsi que les fluctuations (ΔT_{rad}) quantifiées à partir d'un calcul d'écart-type. Cette manipulation a été effectuée avec divers prototypes de radiomètre en choisissant un temps d'intégration de une seconde par phase.

La **figure I-14a** déduite des **tableaux I-7a,b,c,d** présente l'évolution de la température radiométrique de sa charge en fonction de la température mesurée par thermocouple. Dans chaque cas, l'évolution est linéaire avec une pente avoisinant l'unité. Nous constatons également que plus la température de la charge s'éloigne de la plage située entre les deux températures de références équivalentes, plus l'écart avec la température radiométrique augmente. Cela s'explique par le fait d'une part, que la pente est certes très proche de l'unité mais non identiquement égale à 1; et d'autre part, qu'un gradient thermique non négligeable apparaît le long du câble (voie 2) lorsque la température de la charge s'éloigne de la température ambiante, ce qui entraîne un très faible déséquilibre entre les quatre voies. Toutefois, ce phénomène est moins net pour le radiomètre 3,2 GHz bande étroite.

Radiomètre 3,2 GHz bande large ($\Delta f = 494$ MHz)			Radiomètre 3,2 GHz bande étroite ($\Delta f = 23$ MHz)		
Tcharge (°C)	Tradmoy (°C)	Tcharge-Trad (°C)	Tcharge (°C)	Tradmoy (°C)	Tcharge-Trad (°C)
-22,2	-20,8	1,4	-23,0	-22,7	0,3
-13,3	-12,7	0,6	-13,8	-13,4	0,4
-3,3	-3,4	0,1	-4,6	-4,0	0,6
3,1	3,5	0,4	3,1	3,6	0,5
12,7	12,9	0,2	12,4	12,7	0,3
22,4	22,6	0,2	22,2	22,4	0,2
32,0	32,2	0,2	32,0	32,0	0,0
41,7	41,9	0,2	41,6	41,2	0,4
51,4	51,4	0,0	51,4	51,0	0,4
61,2	61,7	0,5	61,3	59,8	1,5

a-

b-

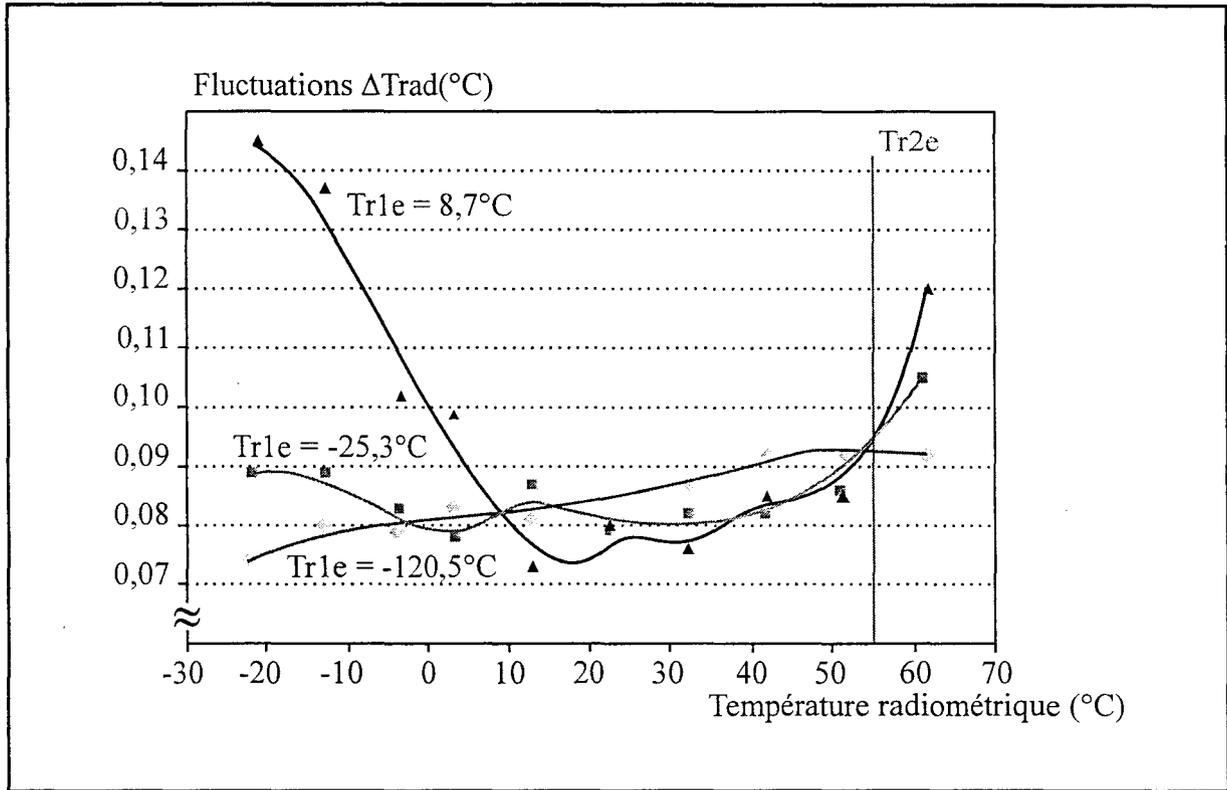


Figure I-15 : Relevés des fluctuations de la température radiométrique en fonction de la valeur mesurée, pour différentes températures de la source froide de référence. Relevés effectués avec le radiomètre 3,2 GHz bande large.

Radiomètre 1,575 GHz bande large ($\Delta f = 66$ MHz)			Radiomètre 1,575 GHz bande étroite ($\Delta f = 23$ MHz)		
Tcharge (°C)	Tradmoy (°C)	Tcharge-Trad (°C)	Tcharge (°C)	Tradmoy (°C)	Tcharge-Trad (°C)
-24,6	-23,2	1,4	-17,0	-15,6	1,4
-15,6	-14,7	0,9	-10,5	-10,9	0,4
-1,9	-1,8	0,1	-0,2	-0,4	0,2
5,6	5,3	0,3	9,2	8,8	0,4
16,6	15,7	0,9	29,7	29,4	0,3
27,8	26,2	1,6	59,5	58,9	0,6
38,6	36,4	2,2			
49,1	46,4	2,7			
63,2	56,7	6,5			

c- d-

Tableau I-7 : Valeurs des températures radiométriques mesurées avec les quatre radiomètres en fonction de la température de la charge.

La **figure I-14b** présente l'évolution des fluctuations de la température radiométrique en fonction de la valeur mesurée. Nous constatons que les fluctuations restent minimales (de l'ordre de $0,1^{\circ}\text{C}$) lorsque l'on travaille dans la gamme de températures situées entre $Tr1e$ et $Tr2e$. Cela reste confirmé lorsque l'on modifie la valeur de la température de référence basse $Tr1e$ en utilisant un amplificateur faible bruit (**figure I-15**). L'amplitude des fluctuations est cependant plus élevée (de l'ordre de $0,2^{\circ}\text{C}$) pour le radiomètre 1,575 GHz bande large; ceci est dû au facteur de bruit du premier amplificateur.

III-3-2 Charges non adaptées

Afin d'étudier l'influence du coefficient de réflexion de la charge sur la valeur de la température radiométrique mesurée ainsi que sur ses fluctuations, nous avons réalisé les mêmes expérimentations que précédemment en utilisant des charges présentant diverses valeurs de coefficient de réflexion. Ces charges ont été réalisées à partir d'atténuateurs (1,2,3 et 5 dB) fermés par un court-circuit. Dans le **tableau I-8**, les valeurs mesurées à l'aide du

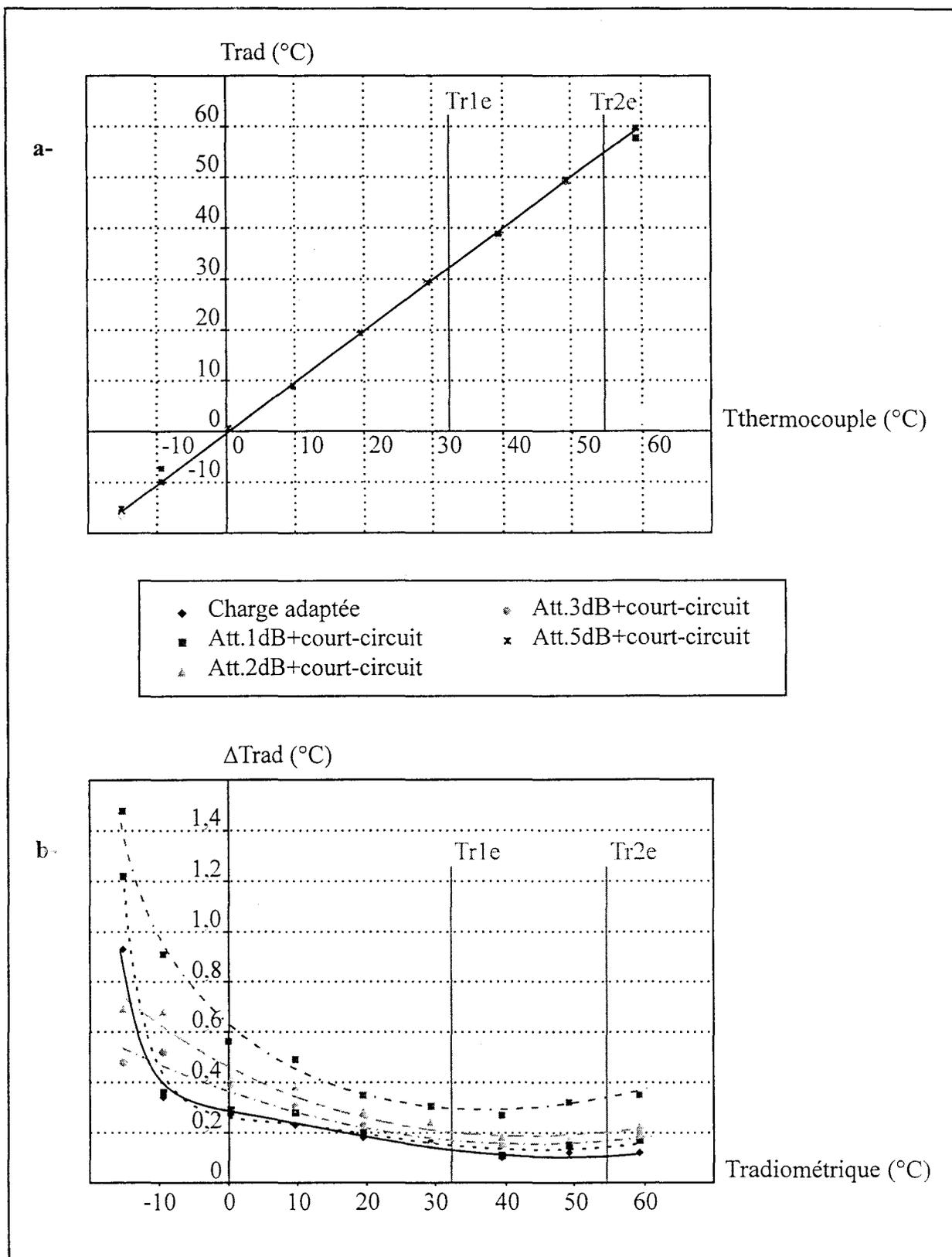


Figure I-16 : Etudes sur charges adaptées et non adaptées avec le radiomètre 3,2 GHz bande large ($\Delta f = 494$ MHz)

a- relevés de la température radiométrique en fonction de la température de la charge relevée par thermocouple

b- fluctuations de la température radiométrique en fonction de la valeur mesurée.

radiomètre sont comparées à celles mesurées à l'analyseur de réseaux (ρ_{moyen} dans la bande passante du radiomètre) ainsi qu'aux valeurs théoriques données par la formule [12] :

$$\rho = 10^{-2a/10}$$

I-30

où a représente la valeur de l'atténuateur en dB

Atténuateurs	ρ radiométrique	ρ_{moyen} analyseur	ρ théorique
1 dB	0,65	0,64	0,63
2 dB	0,43	0,43	0,40
3 dB	0,28	0,29	0,25
5 dB	0,12	0,13	0,1

Tableau I-8 : Valeurs expérimentales et théoriques du coefficient de réflexion présenté par des charges constituées d'atténuateurs fermés sur un court-circuit.

Les résultats présentés dans le **tableau I-8** ainsi que sur les **figures I-16a** et **I-16b** ont été obtenus avec le radiomètre centré sur 3,2 GHz bande large (494 MHz). Les températures de références équivalentes $Tr1e$ et $Tr2e$ étaient respectivement égales à 32°C et 55°C. Le temps d'intégration par phase a été fixé à 1 seconde.

L'évolution de la température radiométrique est similaire dans tous les cas à celle observée lors de l'utilisation d'une charge parfaitement adaptée. Le radiomètre à deux références internes de température permet donc bien de s'affranchir du coefficient de réflexion ρ présenté par la charge, même lorsque l'on travaille à des températures situées bien au-delà des deux températures de références.

Les fluctuations de la température radiométrique mesurée (**figure I-16b**) présentent des évolutions similaires quelle que soit la valeur du coefficient de réflexion de la charge. Ces fluctuations sont minimales entre les deux températures de référence $Tr1e$ et $Tr2e$. Cependant, une désadaptation de la charge entraîne une augmentation de cette valeur minimale. Celle-ci passe de 0,1°C lorsque la charge est parfaitement adaptée à une valeur d'environ 0,3°C pour un coefficient de réflexion voisin de 0,65.

A la vue de ces résultats, nous constatons qu'un niveau d'adaptation de l'ordre de -10 dB dans la bande passante du radiomètre est tout à fait suffisant pour un capteur

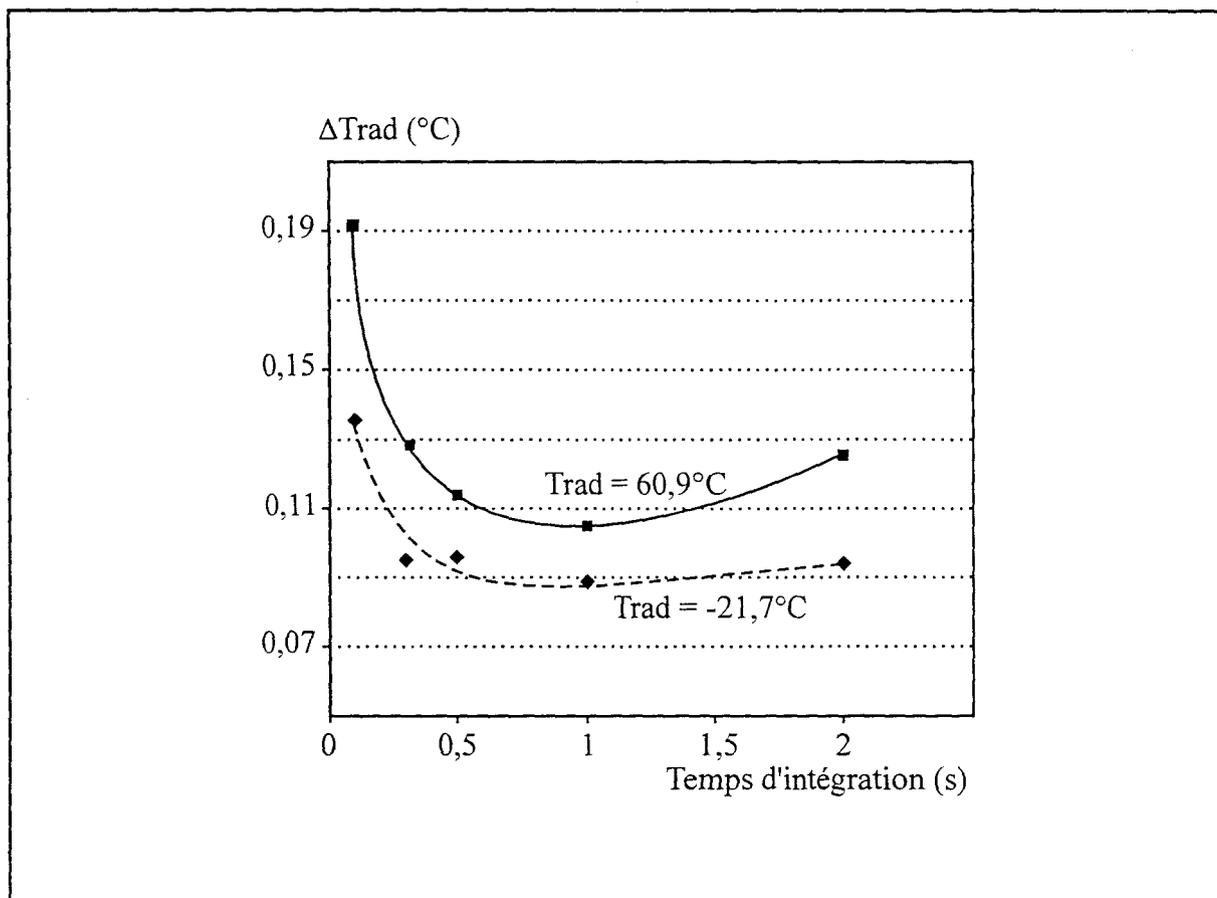


Figure I-17 : Fluctuations de la température radiométrique en fonction du temps d'intégration (radiomètre 3,2 GHz bande large) pour deux valeurs de température radiométrique.

radiométrique. Dans ces conditions, nous obtenons quasiment les fluctuations minimales ($\sim 0,1^\circ\text{C}$). Toutefois, une désadaptation à l'entrée d'un capteur qui entraîne une augmentation de ρ jusqu'à une valeur de 0,5 reste tolérable puisque, dans ces conditions, les fluctuations sont inférieures à $0,2^\circ\text{C}$. Au-delà, les fluctuations augmentent très rapidement avec la valeur de ρ . En pratique, nous essaierons d'obtenir des valeurs de coefficient de réflexion inférieures ou égales à 0,25 (-6 dB).

III-4 Influence du temps d'intégration

Le temps d'intégration par phase est la durée pendant laquelle est enregistré le niveau de bruit thermique présent à l'entrée du détecteur. Le temps nécessaire pour une mesure radiométrique est donc d'environ cinq fois le temps d'intégration.

Lors des tests réalisés, nous avons généralement opté pour un temps d'intégration de 1 seconde par phase. Cependant, certaines applications peuvent nécessiter une durée de mesure beaucoup plus courte. Il était donc nécessaire d'étudier l'influence de ce paramètre sur la qualité des mesures. Pour cela, nous avons utilisé le radiomètre 3.2 GHz bande large, les températures de références équivalentes $Tr1e$ et $Tr2e$ étaient respectivement égales à $-25,3^\circ\text{C}$ et 55°C . La **figure I-17** présente les fluctuations de la température radiométrique mesurée lorsqu'une charge adaptée (connectée en voie 2) est plongée dans un bain d'antigel à $-21,7^\circ\text{C}$ et $60,9^\circ\text{C}$ pour des temps d'intégration allant de 0,1s à 2s. Nous constatons que les fluctuations minimales ($0,1^\circ\text{C}$) sont obtenues pour un temps d'intégration égal à 1 seconde. Toutefois, une valeur de 0,1 s par phase garantit tout de même des fluctuations inférieures à $0,2^\circ\text{C}$ (lorsque l'on travaille entre $Tr1e$ et $Tr2e$).

III-5 Liaison entre le capteur et le radiomètre

III-5-1 Problèmes posés

La longueur du câble de connexion reliant le capteur au radiomètre est généralement courte (50 cm) voire inexistante et dans ce cas, seule une embase S.M.A. sort de la face avant du radiomètre. Cependant, si l'environnement physique impose d'éloigner le radiomètre du capteur (espace réduit, conditions particulières d'humidité, de température...), il est alors

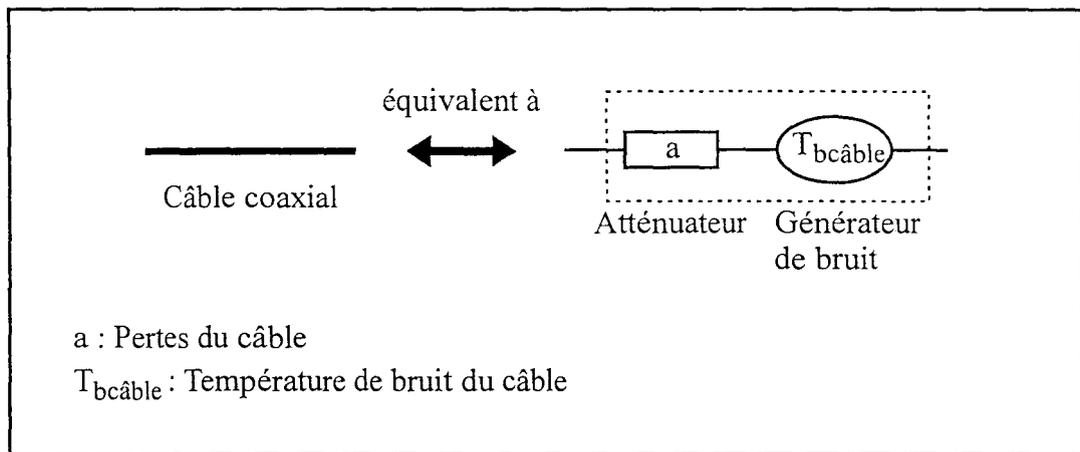


Figure I-18 : Schéma équivalent d'un câble coaxial.

nécessaire d'insérer un câble coaxial supplémentaire sur la voie reliée au capteur (voie 2). Ce câble présente toujours des pertes d'insertion plus ou moins importantes et constitue une source de bruit additionnelle qui va déséquilibrer le radiomètre et induire une erreur sur la mesure de la température radiométrique. Il est donc nécessaire de prendre en compte la présence de ce câble et d'introduire des termes correctifs liés aux caractéristiques du câble (pertes et température).

III-5-2 Prise en compte du câble

Le câble supplémentaire est équivalent, en première approximation, à un atténuateur en série avec un générateur de bruit (**figure I-18**) [17].

Dans ces conditions, les tensions obtenues lors des quatre phases opératoires, mentionnées au paragraphe II-2, s'expriment alors (en tenant compte des pertes dues aux éléments de la chaîne hyperfréquence) :

▪ Relais en position a :

- commutateur sur voie 1 :

$$V_{a1} = Gk\Delta f T_{r1e}$$

I-31

- commutateur sur voie 2 :

$$V_{a2} = Gk\Delta f \left(\rho T_{r1e} a^2 + (1-a) T_{bcâble} + \rho a(1-a) T_{bcâble} + a(1-\rho) T_{bcharge} \right)$$

I-32

▪ Relais en position b :

- commutateur sur voie 1 :

$$V_{b1} = Gk\Delta f T_{r2e}$$

I-33

- commutateur sur voie 2 :

$$V_{b2} = Gk\Delta f \left(\rho T_{r2e} a^2 + (1-a) T_{bcâble} + \rho a(1-a) T_{bcâble} + a(1-\rho) T_{bcharge} \right)$$

I-34

$T_{bcharge}$ représente la température de bruit recueillie par le capteur.

De ces quatre tensions, nous en déduisons les expressions corrigées du coefficient de réflexion ρ et de la température radiométrique :

$$\rho = \left(\frac{V_{a2} - V_{b2}}{V_{a1} - V_{b1}} \right) \frac{1}{a^2}$$

I-35

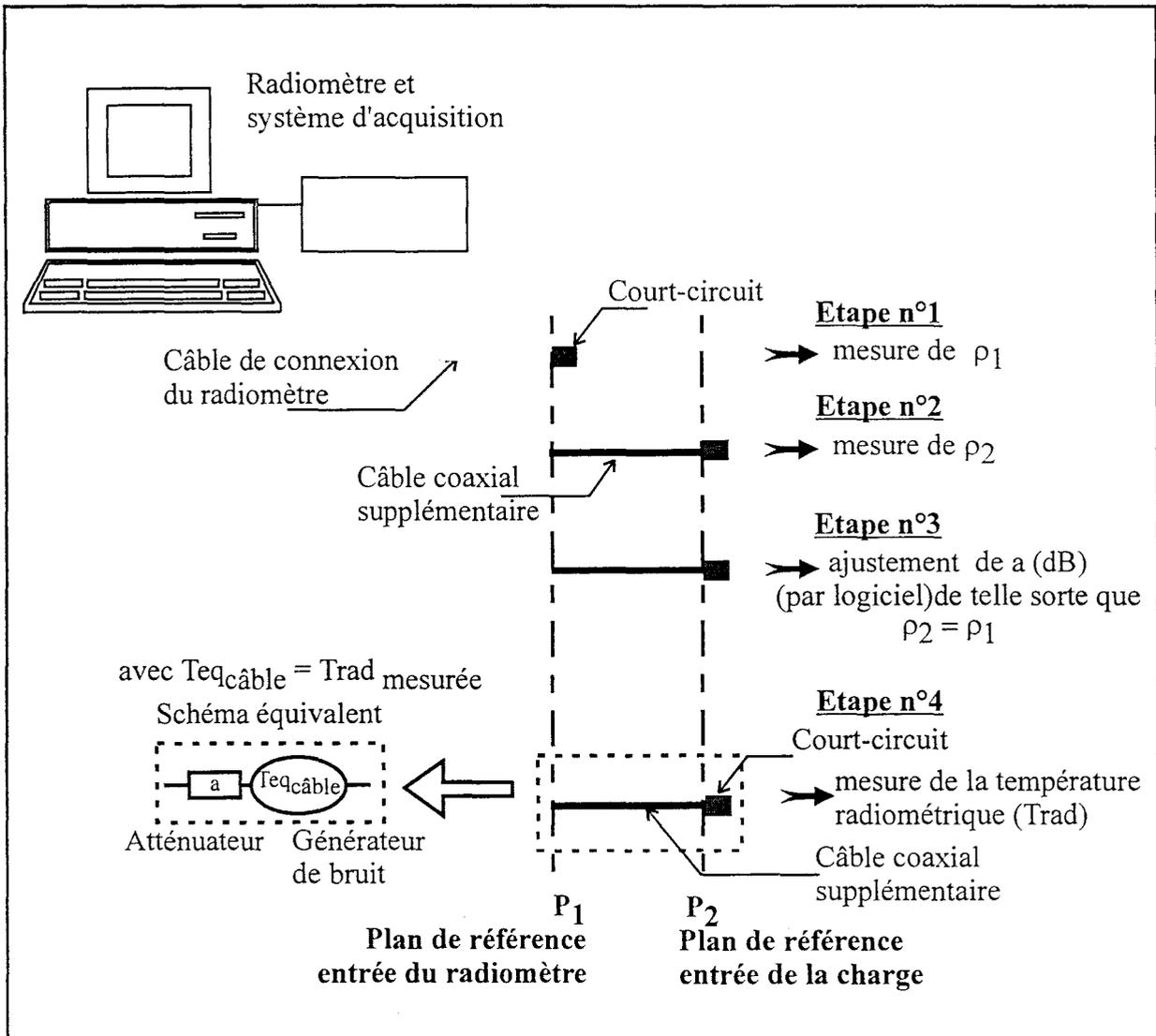


Figure I-19 : Procédure de détermination des pertes et température équivalente du câble supplémentaire.

$$T_{\text{rad}} = \frac{a[(V_{a1} - V_{a2})Tr_{2e} - (V_{b1} - V_{b2})Tr_{1e} + T_{\text{câble}}V_{b1} - V_{a1} + V_{a2} - V_{b2}]}{a^2(V_{a1} - V_{b1}) - (V_{a2} - V_{b2})} + T_{\text{câble}}$$

I-36

III-5-3 Détermination des caractéristiques du câble

Les pertes d'insertion moyennes dans la bande de fréquences utilisée peuvent être déterminées à partir du coefficient de transmission du câble mesuré à l'aide d'un analyseur de réseaux, à condition de se placer dans des conditions expérimentales identiques à celles qui seront rencontrées sur site médical et industriel. Quant à la température du câble, elle peut être mesurée par thermocouple si celui-ci est placé dans un environnement thermique homogène. Mais cette mesure est beaucoup plus délicate si le câble est soumis à un gradient de température.

Afin de tenir compte au mieux des caractéristiques du câble dans les conditions réelles d'utilisation, nous avons développé une procédure applicable sur site, qui ne nécessite aucun équipement autre que le radiomètre.

La mesure des pertes d'insertion du câble supplémentaire s'effectue en trois étapes illustrées sur la **figure I-19**.

- La première étape consiste à placer un court-circuit à l'entrée (plan P1) du radiomètre et à mesurer la valeur du coefficient de réflexion ρ_1 qui est très proche de 1.
- Lors de la deuxième étape, le court-circuit est remplacé par le câble coaxial supplémentaire fermé par le court-circuit ; cet ensemble se comporte alors comme une charge dont on mesure le coefficient de réflexion ρ_2 dans le plan de référence P1. Nous obtenons $\rho_2 < \rho_1$ dû aux pertes du câble.
- Lors de la troisième étape, le paramètre 'a' qui apparaît dans la formule **I-35** est ajusté de façon à obtenir $\rho_2 = \rho_1$. La valeur obtenue donne la valeur moyenne des pertes d'insertion du câble dans la bande de fréquences utilisée par le dispositif radiométrique.

Lors de cette procédure, les pertes engendrées par l'insertion éventuelle de transitions microondes (fiches de type SMA) sont également prises en compte.

La détermination de la température de bruit du câble constitue l'étape n°4. Le câble fermé sur un court-circuit constitue en effet une charge micro-onde dont on mesure la température radiométrique.

III-5-4 Validation du procédé

Cette méthodologie a été validée lors de l'utilisation de différents câbles coaxiaux et ceci avec plusieurs modèles de radiomètres.

III-5-4-1 Détermination des pertes

Le tableau suivant présente des exemples de valeurs obtenues à l'aide de la technique précédemment exposée et comparées aux valeurs déduites de mesures réalisées à l'analyseur de réseaux (pertes d'insertion moyennes dans la bande-passante du radiomètre utilisé). Les mesures ont été réalisées à température ambiante.

Cas	Longueur du câble	Analyseur de réseaux (dB)	Méthodologie proposée (dB)	Ecart (dB)
A	50 cm	0,37	0,36	0,01
A	80 cm	0,44	0,45	0,01
B	40 cm	0,20	0,19	0,01
B	60 cm	0,27	0,28	0,01
B	3 m	1,88	1,85	0,03
C	10 m	3,42	3,46	0,04
C	20 m	6,82	6,90	0,08
D	10 m	2,28	2,26	0,02
D	20 m	4,57	4,60	0,03

A: Radiomètre 3,2 GHz bande large (2GHz) et câble souple UT141;

B: Radiomètre 3,2 GHz bande étroite (23MHz) et câble semi-rigide UT141;

C: Radiomètre 3,2 GHz bande large (500MHz) et câble souple faibles pertes (type UT141);

D: Radiomètre 1,575 GHz bande étroite (23MHz) et câble souple faibles pertes (type UT141);

Tableau I-9: Valeurs des pertes moyennes (dans la bande passante du radiomètre) mesurées à l'aide du radiomètre et à partir de l'analyseur de réseaux.

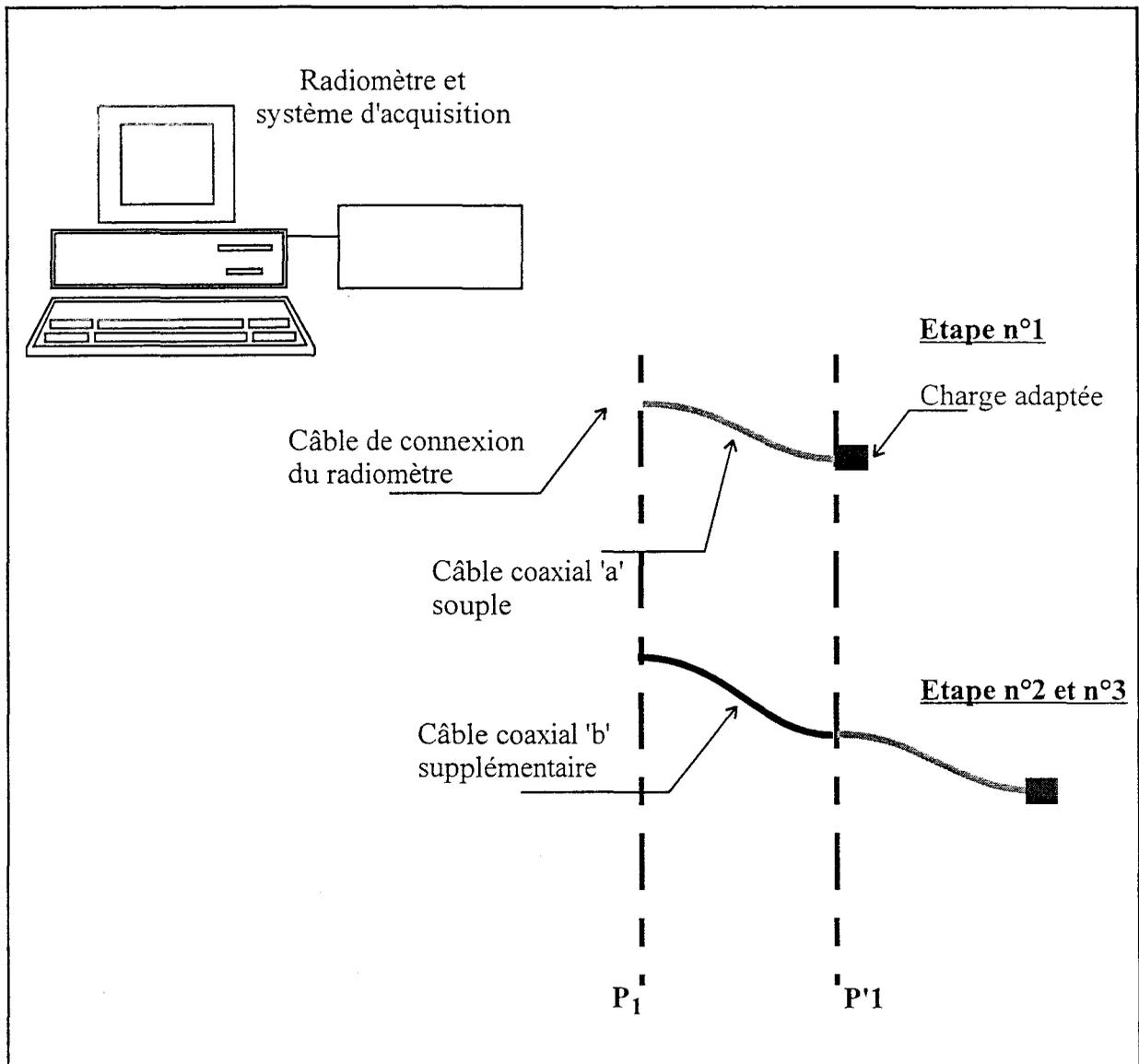


Figure I-20 : Procédure mise en oeuvre pour la validation de la technique de prise en compte d'un câble supplémentaire.

Les différences observées entre les valeurs mesurées à l'analyseur et celles obtenues à l'aide du radiomètre sont faibles (de 0,01 à 0,08 dB). Celles-ci sont donc de l'ordre de grandeur des pertes introduites par les éléments de connexion (transitions, serrages irréguliers, courbure des câbles, etc.). Elles confortent ainsi l'intérêt d'utiliser la méthode développée qui permet de déterminer à tout instant, dans les conditions réelles d'utilisation (serrage, température), les pertes sur la liaison capteur - radiomètre.

III-5-4-2 Validation du procédé de correction

Afin de valider notre procédure de correction, nous avons enregistré la température radiométrique d'une charge adaptée plongée dans un bain thermostaté et ceci pour différentes températures allant de -20°C à 60°C . Tous les enregistrements ont été réalisés dès que l'équilibre thermique a été atteint. Afin d'éviter de déséquilibrer la voie n°2 du radiomètre lors de cette manipulation (dû à la présence d'un gradient thermique le long du câble de connexion du radiomètre), nous avons procédé de la façon suivante (**figure I-20**).

Un câble coaxial souple 'a' de 40 cm de long a d'abord été inséré entre la charge adaptée et le câble d'entrée du radiomètre (plan P1). Ainsi, lorsque la charge est plongée dans le bain, un gradient thermique s'établit éventuellement le long de ce câble, mais n'atteint pas l'entrée du radiomètre. Les voies 1 à 4 restent donc ainsi équilibrées en température.

Dans une première phase, la procédure de correction est utilisée pour tenir compte de la présence de ce câble. Nous obtenons alors une température radiométrique de la charge quasiment identique (à $0,1^{\circ}\text{C}$ près) à celle du bain (mesurée par thermocouple).

Dans une deuxième phase, nous insérons un câble coaxial supplémentaire entre l'entrée du radiomètre (plan P1) et le câble souple 'a' (plan P'1) et la mesure radiométrique est enregistrée sans effectuer de correction.

Dans une troisième phase, nous déterminons les caractéristiques du câble coaxial supplémentaire (pertes et température de bruit) et nous enregistrons la température radiométrique de la charge avec correction.

Si cette procédure fonctionne, alors les résultats obtenus lors de la phase 3 doivent être similaires à ceux obtenus lors de la phase 1.

Le **tableau I-10** présente les valeurs moyennes et les fluctuations de la température radiométrique mesurée avec et sans correction lors de l'insertion d'un câble coaxial supplémentaire d'une longueur de 10 mètres, présentant des pertes moyennes de 3,46 dB. Ces résultats ont été obtenus en utilisant le radiomètre 3,2 GHz. bande large (494 MHz). Les températures de références équivalentes $Tr1e$ et $Tr2e$ étaient respectivement égales à 9°C et 54°C .

Charge		Charge + câble 10 m (sans correction)		Charge + câble 10 m (avec correction)		
$Trad_{moy}$ $^{\circ}\text{C}$	$\Delta Trad$ $^{\circ}\text{C}$	$Trad_{moy}$ $^{\circ}\text{C}$	$\Delta Trad$ $^{\circ}\text{C}$	$Tb_{c\grave{a}ble}$ $^{\circ}\text{C}$	$Trad_{moy}$ $^{\circ}\text{C}$	$\Delta Trad$ $^{\circ}\text{C}$
-19,36	0,18	6,29	0,10	26,24	-19,22	0,59
-11,13	0,14	9,78	0,10	25,64	-10,8	0,41
-2,26	0,13	13,13	0,09	25,47	-2,12	0,39
18,18	0,09	22,65	0,08	26,16	18,67	0,19
39,74	0,08	32,28	0,08	27,13	39,51	0,23
60,05	0,11	39,36	0,09	22,84	60,32	0,43

Tableau I-10 : Valeurs moyennes et fluctuations de la température radiométrique mesurée avec et sans correction lors de l'insertion d'un câble supplémentaire de 10 m de long.

En présence d'une longueur de câble supplémentaire, si aucune correction n'est effectuée, la mesure de la température radiométrique de la charge est d'autant plus erronée que l'on s'éloigne de la température ambiante. Cette erreur peut ainsi atteindre plusieurs dizaines de degrés (dû au bruit thermique du câble). La méthode de correction proposée permet d'obtenir la température radiométrique réelle de la charge à moins de $0,5^{\circ}\text{C}$ près avec des fluctuations de l'ordre de $0,2$ à $0,3^{\circ}\text{C}$ à condition de travailler dans la gamme de températures comprises entre $Tr1e$ et $Tr2e$.

Des essais ont également été réalisés avec un câble coaxial de 20 mètres de long présentant 6,9 dB de pertes. Quelques résultats sont présentés dans le **tableau I-11**.

Charge		Charge + câble 20 m (sans correction)		Charge + câble 20 m (avec correction)		
Trad _{moy} °C	ΔTrad°	Trad _{moy} °C	ΔTrad °C	Tb _{câble} °C	Trad _{moy} °C	ΔTrad °C
-2,15	0,13	17,86	0,09	22,49	-2,20	1,28
18,67	0,09	21,72	0,09	22,40	18,75	0,39
39,65	0,10	25,61	0,09	22,51	40,11	0,94

Tableau I-11 : Valeurs moyennes et fluctuations de la température radiométrique mesurée avec et sans correction lors de l'insertion d'un câble supplémentaire de 20 m de long.

Nous obtenons à nouveau des résultats corrects sur la valeur de la température radiométrique de la charge, mais toutefois les fluctuations sont deux fois plus importantes que dans le cas précédent.

Pour des applications industrielles, il semble exclu d'après ces résultats, de considérer des longueurs de câble qui introduisent des pertes supérieures à 7 dB si l'on veut garantir des fluctuations inférieures ou égales à 0,5°C dans la gamme de températures mesurables (entre Tr1e et Tr2e). Il est bien entendu toujours préférable de travailler avec des longueurs de câble les plus faibles possibles.

IV CONCLUSION

La radiométrie micro-onde est une technique non invasive qui permet de déterminer la température volumique d'un corps dissipatif. Plusieurs prototypes de radiomètres équipés de deux références internes de température ont été réalisés (centrés sur 3,2GHz puis 1,575GHz) en vue d'être utilisés soit dans le domaine médical où les températures à mesurer sont généralement comprises entre 30 et 60°C, soit dans le domaine industriel où la gamme de températures est beaucoup plus importante (entre -100°C et 1500°C).

Afin de se soustraire à la pollution électromagnétique liée à l'environnement dans lequel seront placés les radiomètres, des filtres ont été insérés dans la chaîne d'amplification.

Dans le même but, la fréquence centrale a été modifiée de façon à travailler dans une bande de fréquence 'propre' (par exemple, la bande de fréquences réservées au système GPS centrée sur 1,575GHz). Les sources de référence interne de température initialement constituées de charges adaptées thermostatées ont été remplacées par un élément actif constitué d'un amplificateur faible bruit qui permet d'accéder à des températures de référence très basses ($\ll 0^{\circ}\text{C}$) et très hautes ($>100^{\circ}\text{C}$), facilement ajustables. Cela a permis d'étendre la gamme de fonctionnement des radiomètres sur une plage de températures allant de -100°C à 200°C .

Chaque prototype réalisé a été caractérisé afin d'estimer ses performances et ses limites. Il apparaît que la température radiométrique mesurée est correcte lorsque l'on travaille entre les deux températures de références équivalentes. C'est également dans cette plage de températures que les fluctuations de la mesure sont minimales (de l'ordre de $0,1^{\circ}\text{C}$). Actuellement, les dispositifs radiométriques permettent d'effectuer une mesure de température sur un laps de temps allant de 0,5 à 10 secondes, choisi en fonction de l'application.

Sur sites clinique et industriel, il est très souvent nécessaire, en raison de contraintes techniques, d'augmenter la longueur du câble reliant le capteur au radiomètre. Les problèmes liés à la présence de ce câble (pertes, déséquilibre entre les voies du radiomètre, gradient thermique) ont également été pris en compte. Nous avons validé une méthodologie simple permettant de corriger correctement la mesure radiométrique lorsqu'on utilise une longueur de câble allant jusqu'à 10 mètres.

Les modifications apportées aux dispositifs radiométriques ont grandement amélioré leurs performances, ouvrant par là même, de nouvelles potentialités dans des secteurs aussi variés que la néonatalité, la chronobiologie, l'industrie de la plasturgie et de l'agro-alimentaire.

Les nouveaux dispositifs destinés aux applications médicales ont été intégrés aux systèmes de thérapie micro-onde commercialisés par la Société Brüker tel que le PROSCARE C conçu pour le traitement de l'adénome prostatique et des tumeurs malignes de la prostate. Une cession de licence d'exploitation est en cours en ce qui concerne la fabrication de dispositifs spécifiquement conçus pour les applications industrielles.

BIBLIOGRAPHIE

[1] F. Papini, P. Gallet

" Thermographie infrarouge. Image et mesure. "
Mesures Physiques, Ed. Masson, 1994.

[2] L. Thourel

" Les antennes. Calcul et conception des dispositifs en ondes centimétriques et millimétriques. "
" Tome 2. "
CEPADUES Editions, 1990.

[3] L. Dubois

" Contribution à l'étude des applicateurs en structure plaquée utilisés en hyperthermie microonde : détermination du diagramme de rayonnement en champ proche par l'approche dans le domaine spectral et reconstruction des cartes thermiques. "
Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Electronique, Février 1991.

[4] P.Y. Cresson

" Contribution à la modélisation des applicateurs en structure plaquée par la méthode des différences finies dans le domaine temporel : application à la thérapie contrôlée par radiométrie microonde. "
Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Electronique, Février 1995.

[5] J.L. Scheeps, K.R. Foster

" The U.H.F. and microwave dielectric properties of normal and tumoral tissues : variation in dielectric properties with tissue water content. "
Phys. Med. Biol., Vol. 25, N°6, pp 1149-1159, 1980.

[6] L.Dubois., J.P. Sozanski., V. Tessier., J.C. Camart., J.J. Fabre., J. Pribetich., M. Chivé

"Temperature control and thermal dosimetry by microwave radiometry in hyperthermia."
IEEE Trans on M.T.T (Numéro Spécial on Medical applications and biological effects of RF/Microwaves)., Vol 44, n°10, p 1755-1761 Octobre 1996.

[7] P. Lauer

" Radiométrie micro-onde par corrélation appliquée à la thermométrie de quadripôles dissipatifs. "
Thèse de l'Université de Lille 1 en Composants, signaux et systèmes, Septembre 1988.

[8] R.H. Dicke

" The measurement of thermal radiation at microwave frequencies. "
J. Sci. Instr., Vol. 17, pp 268-275, 1946.

[9] J.J. Fabre

" Méthodes de calcul de signaux thermiques et possibilité de nouvelles utilisations de la thermographie micro-onde. "

Thèse de 3^{ème} cycle en électronique, Septembre 1982.

[10] A. Mamouni., J.C. Van de Velde., Y. Leroy

" New correlation radiometer for microwave thermographie. "

Electron. Letters., Vol. 17, N°16, pp 554-555, 1981.

[11] D. Vanloot

" Contribution à l'étude et la réalisation d'un dispositif de traitement de signal optimum pour des systèmes radiométriques. Application au radiomètre à méthode de zéro automatique. "

Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille Flandres Artois, Mai 1987.

[12] J.P. Sozanski

" Contribution à l'étude et à la réalisation d'un nouveau dispositif radiométrique micro-onde à deux références internes de température : application à l'hyperthermie - thérapie micro-onde. "

Thèse de l'Université de Lille 1 en électronique, Décembre 1995.

[13] M. Chivé, J.P. Sozanski, Y. Moschetto, D.D. Vanloot

" Procédé pour la mesure des températures par radiométrie micro-onde avec calibration automatique de la mesure et dispositif pour la mise en œuvre de ce procédé. "

Brevet, France, N° 89 101 48 du 27 Juillet 1989.

[14] M. Chivé, J.P. Sozanski, Y. Moschetto, D.D. Vanloot

" Method for the measurement of temperatures by microwave radiometry, with automatic calibration of the measurement and device for operating this method. "

Patent Number : 5,176,146 (The United States of America)

Date of patent : Jan.5, 1993.

[15] M. Chivé, J.P. Sozanski, Y. Moschetto, D.D. Vanloot

" Système pour le traitement thermique interne d'un corps certain et son utilisation. "

France N°91 09521 du 26/07/1991

N° de publication 2 679 455

PCT PCT/FR/92/00729 du 23/07/1992

N° de publication WO 93/02/747

EP (CH/Li, DE, GB, IT, SE)

N°92916843,3 du 22/04/1993

JP N°503 315/93 du 26/03/1993

[16] R.H. Frater, D.R. Williams

" An active 'cold' noise source. "

IEEE Trans. MTT, Vol. 29, N°4, pp 344-347, avril 1981.

[17] V. Sagot-Tessier

" Contribution à l'étude et à la réalisation d'antennes-capteurs destinées à la mesure de température par radiométrie micro-onde en vue de nouvelles applications industrielles et médicales. "

Thèse de l'Université de Lille 1 en électronique, Décembre 1997.

[18] J.L. Guerquin-Kern

" Hyperthermie locale par micro-ondes en thérapeutique cancérologique : Etude de l'instrumentation et de protocoles d'essais cliniques par simulations théorique et expérimentale des interactions ondes électromagnétiques / tissus biologiques. "

Thèse de l'Université de Lille 1 en électronique et instrumentation, Juin 1980.

CHAPITRE 2

CAPTEURS RADIOMETRIQUES

CHAPITRE II – CAPTEURS RADIOMETRIQUES

<u>I – INTRODUCTION</u>	p.1
<u>II – CAPTEURS RADIOMETRIQUES</u>	p.3
II-1 Evolutions	p.3
II-2 Nouveau type de capteurs : les "capteurs froids"	p.5
II-2.1 Présentation générale	p.5
II-2.2 Description technique	p.6
II-2.3 Avantages	p.7
<u>III – MODELISATION ELECTROMAGNETIQUE DES CAPTEURS</u>	p.8
III-1 Formalisme	p.9
III-2 Détermination de la fonction de Green	p.11
III-2.1 Décomposition du champ en ondes TE et TM	p.11
III-2.2 Utilisation de la résonance transverse	p.12
III-3 Résolution de l'équation intégrale	p.15
III-4 Maillage du capteur	p.17
<u>IV – ETUDE THEORIQUE DES "CAPTEURS FROIDS"</u>	p.18
IV-1 "Capteurs froids" sans substrat diélectrique	p.18
IV-1.1 Capteur rectangulaire	p.18
IV-1.1.1 Adaptation électromagnétique	p.18
IV-1.1.2 Diagramme de réception	p.19
IV-1.2 Capteur circulaire	p.20
IV-1.2.1 Adaptation électromagnétique	p.20
IV-1.2.2 Diagramme de réception	p.21
IV-1.3 Influence des dimensions géométriques d'un capteur sur l'adaptation	p.21
IV-2 "Capteurs froids" avec substrat diélectrique	p.24
IV-2.1 Adaptation électromagnétique	p.24
IV-2.2 Etude qualitative sur l'influence des dimensions du capteur sur l'adaptation	p.25

IV-2.3 Simulation prospective
IV-2.4 Diagramme de réception

p.26
p.28

V – CONCLUSION

p.29

I INTRODUCTION

Dans la chaîne de mesure radiométrique, le capteur est l'élément permettant la transformation d'une donnée électromagnétique en une information électrique. Ce composant présente une grande diversité de réalisations compte tenu des applications très variées, des contraintes liées à l'environnement de mesures, de la fréquence de fonctionnement... Ce panel est également accru par le développement des technologies d'intégration qui permettent maintenant de réaliser à faible coût, des systèmes hyperfréquences miniaturisés.

Au laboratoire, le développement de la radiométrie micro-onde peut être rapproché de celui de l'hyperthermie micro-onde. En effet, de nombreux travaux ont été effectués sur cette association, particulièrement en vue d'applications dans le domaine médical [1-5]. Basée sur l'élévation de la température des tissus cellulaires au-dessus des données physiologiques normales, nous rencontrons trois types de thérapies: l'hyperthermie où les températures atteintes sont comprises entre 42°C et 46°C et permettent la destruction sélective des cellules malignes plus thermosensibles [6], la thermo thérapie (44°C à 65°C) qui correspond à la nécrose de l'ensemble des tissus et la thermocautérisation (températures supérieures à 60°C) conduisant à la destruction irréversible de toutes les cellules.

La radiométrie micro-onde est utilisée dans le suivi et le contrôle de température au cours des séances d'hyperthermie. La **figure II-1** présente le principe d'un système d'hyperthermie avec contrôle automatique de la puissance délivrée par radiométrie micro-onde [7]. Dans ce cas, c'est à partir du même élément (que l'on nomme "applicateur") et selon une méthode alternée, que sont réalisées les fonctions de chauffage et de mesure de température au sein des tissus. Appelé généralement "applicateur" en hyperthermie et "capteur" en radiométrie, cet élément doit assurer dans les meilleures conditions, le transfert de l'énergie électromagnétique, soit du générateur vers le milieu à traiter, soit par réciprocity, du milieu vers le dispositif de mesure radiométrique.

Au travers de ce chapitre, nous rappelons tout d'abord brièvement les diverses étapes qui ont abouti à la conception de capteurs planaires de type micro-ruban ou de type fente pour leur utilisation en radiométrie micro-onde. Puis, nous introduisons une nouvelle génération de

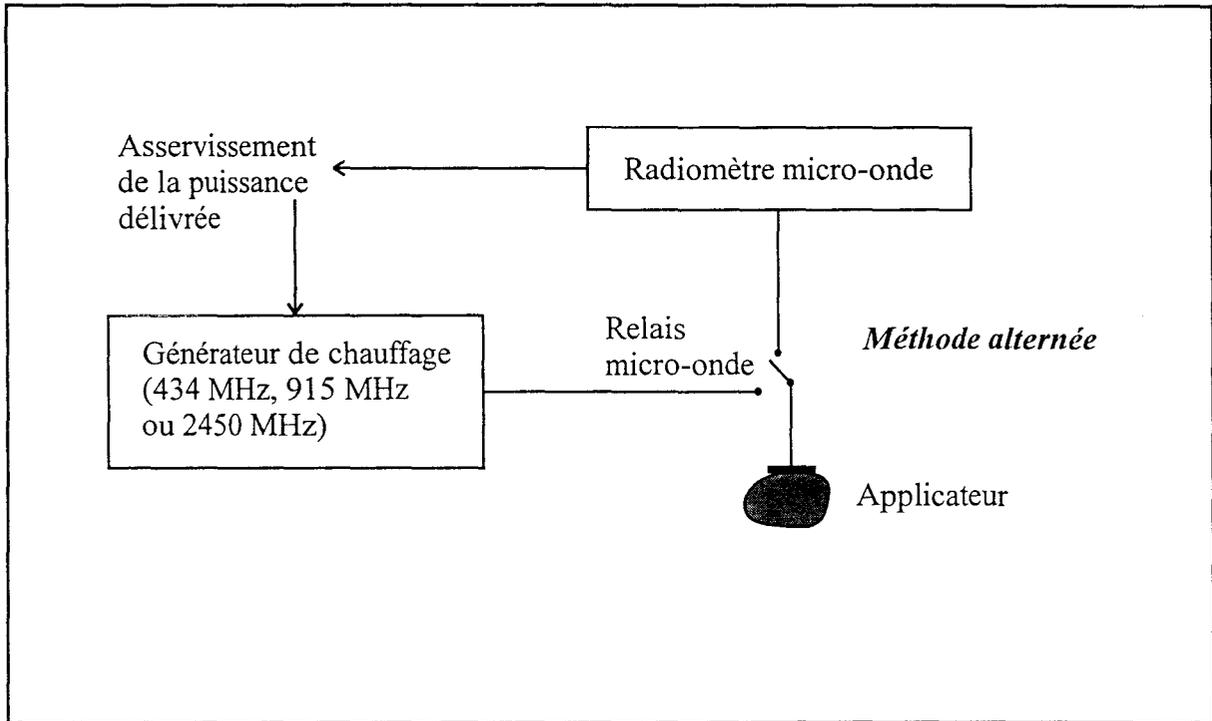


Figure II-1 : Système d'hyperthermie contrôlée par radiométrie micro-onde.

capteurs radiométriques dénommés "capteurs froids" par une description technique, appuyée de quelques illustrations ainsi que par la présentation des avantages que procurent ce type de capteur. Une modélisation basée sur l'Approche dans le Domaine Spectral (S.D.A.) appliquée à l'équation intégrale en champ électrique a permis d'étudier l'influence des divers paramètres géométriques de ce type de capteur sur ses caractéristiques électromagnétiques. Cette modélisation a été validée par une comparaison avec les résultats expérimentaux obtenus à partir des capteurs réalisés pour les applications industrielles et médicales présentées au chapitre III.

Auparavant, il nous paraît utile de rappeler la définition de certaines expressions qui seront souvent employées dans ce chapitre.

□ Adaptation électromagnétique des capteurs au milieu couplé :

La détermination de l'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ permet de caractériser l'adaptation du capteur au milieu face auquel il est positionné. Rappelons que le coefficient de réflexion se définit comme le module du rapport entre l'amplitude de l'onde réfléchie et celle de l'onde incidente dans le plan d'entrée du dispositif. Nous considérons que le niveau d'adaptation des capteurs est satisfaisant si le coefficient de réflexion est inférieur ou égal à -6 dB dans la plage de fréquences retenue (paragraphe). La bonne adaptation du capteur est une condition sine qua non pour que la majeure partie du bruit thermique émis par le milieu soit effectivement reçue par le radiomètre.

□ Diagramme de réception des capteurs :

La puissance électromagnétique d'origine thermique recueillie par le capteur et provenant d'un volume élémentaire situé au sein d'un matériau dissipatif est fonction de la température T , du diagramme de réception du capteur, de la conductivité électrique σ du milieu et de la bande passante Δf du radiomètre. Celle-ci s'exprime par la relation suivante :

$$dP(x, y, z) = C(x, y, z)kT(x, y, z)\Delta f dx dy dz$$

II-1

avec $C(x, y, z) = \frac{1}{2} \sigma(x, y, z) |E(x, y, z)|^2$

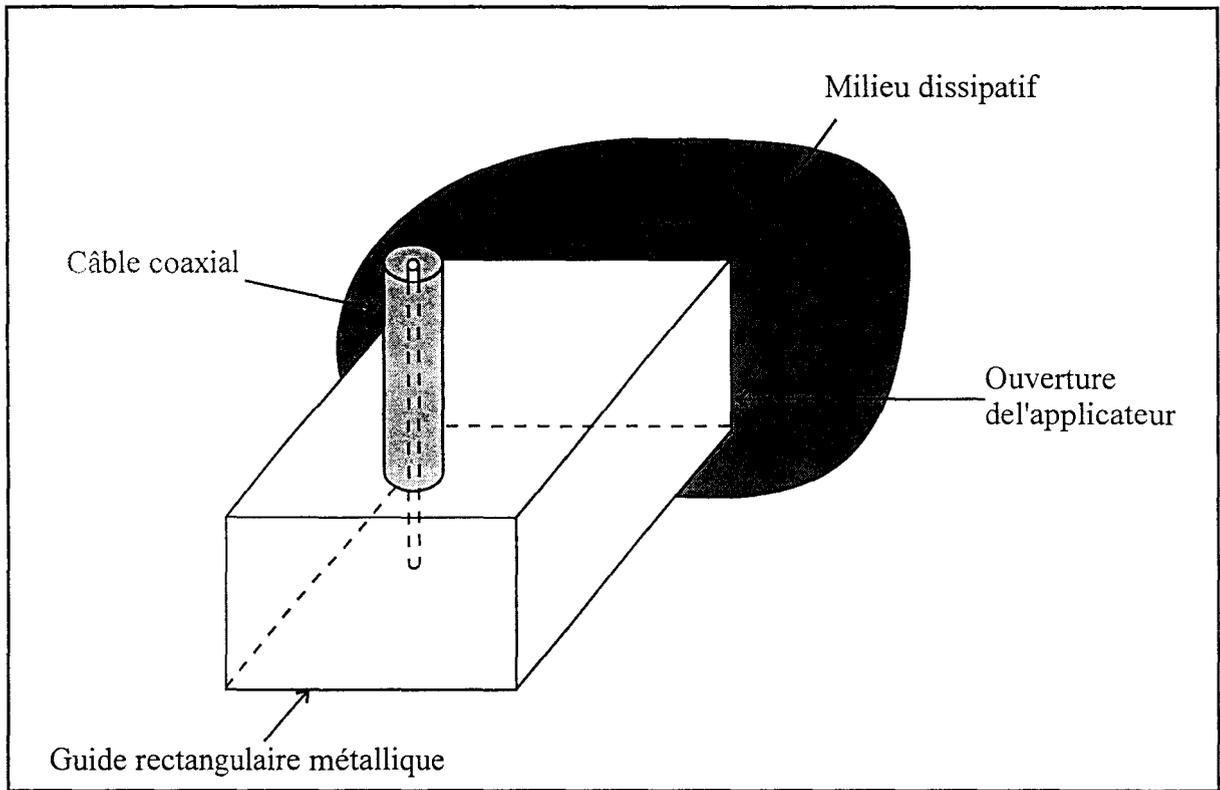


Figure II-2 : Applicateur ou capteur de type "guide d'onde rectangulaire".

où k : constante de Boltzmann

Le terme $C(x,y,z)$ représente en fait le diagramme en réception du capteur à l'intérieur du matériau dissipatif. Sa connaissance permet d'estimer le volume du matériau qui contribue au signal radiométrique capté. Celui-ci est déterminé à partir du principe de réciprocité des antennes, à savoir : le diagramme de champ électrique est le même en émission et en réception. La puissance de bruit thermique recueillie par le capteur provenant de chacun des volumes élémentaires constituant le matériau, s'exprime par la relation :

$$P = \int_x \int_y \int_z dP(x, y, z) = \int_x \int_y \int_z \frac{1}{2} \sigma(x, y, z) |E(x, y, z)|^2 kT(x, y, z) \Delta f dx dy dz \quad \text{II-2}$$

II CAPTEURS RADIOMETRIQUES

II-1 Evolutions

Les premiers applicateurs et capteurs étaient réalisés à partir de structures de type guide d'ondes [9] rectangulaires ou circulaires, à air ou chargés de diélectrique à très faibles pertes (**figure II-2**), de section droite en forme de U ou de H. Leur réalisation présente deux difficultés majeures : d'une part, l'usinage des matériaux diélectriques de haute permittivité qui remplissent les guides d'ondes afin d'améliorer l'adaptation au milieu, d'autre part, la réalisation d'une bonne transition entre cette structure et la ligne coaxiale qui la relie au générateur. Utilisés seul ou en association, ils présentent comme gros désavantage, dès lors que la fréquence de travail diminue (quelques centaines de MHz), de présenter une taille et un poids qui rendent les systèmes lourds et encombrants. Les antennes cornets, réalisées à partir de guides d'ondes avec évasement progressif de la section du guide permettent d'assurer une adaptation large bande au milieu environnant, mais présentent les mêmes inconvénients de taille et de poids.

Dès le début des années 80, l'objectif des travaux menés par Bahl et Stuchly [11] [12], Johnson, James et Hand [13] visent à concevoir de nouveaux applicateurs légers,

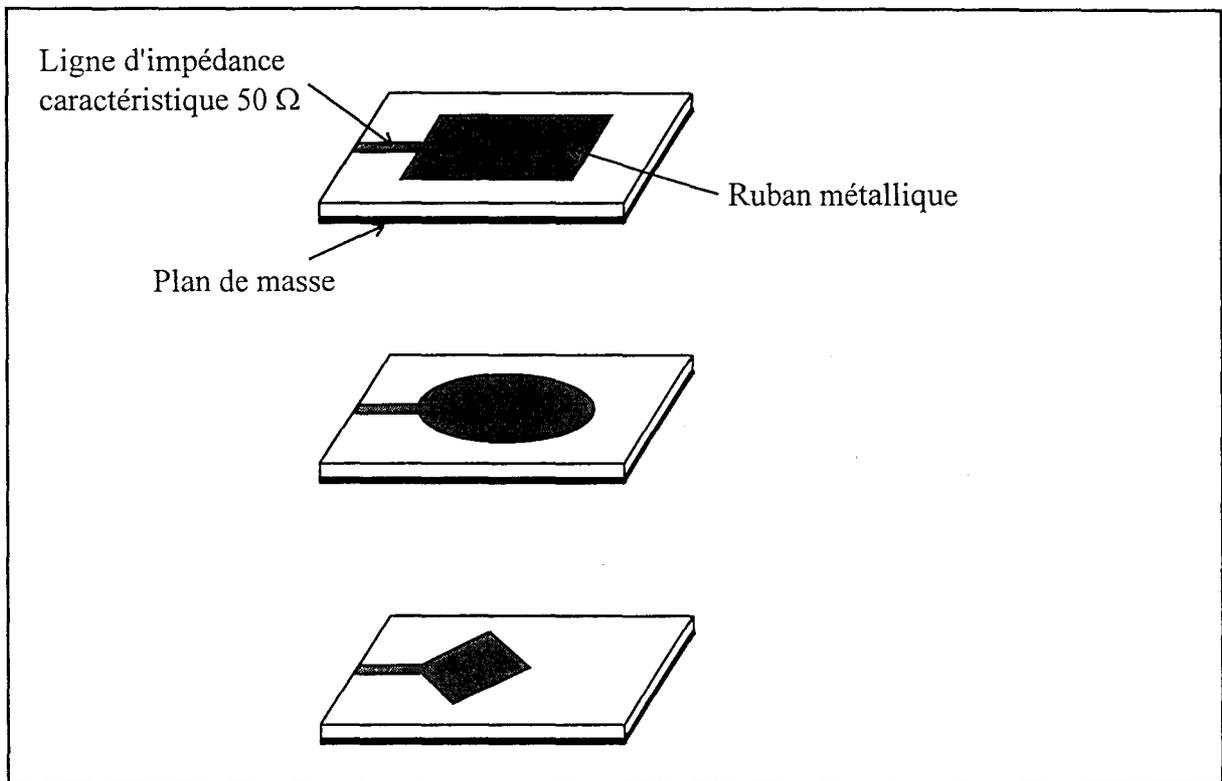


Figure II-3 : Exemples d'applicateurs et capteurs de type microruban.

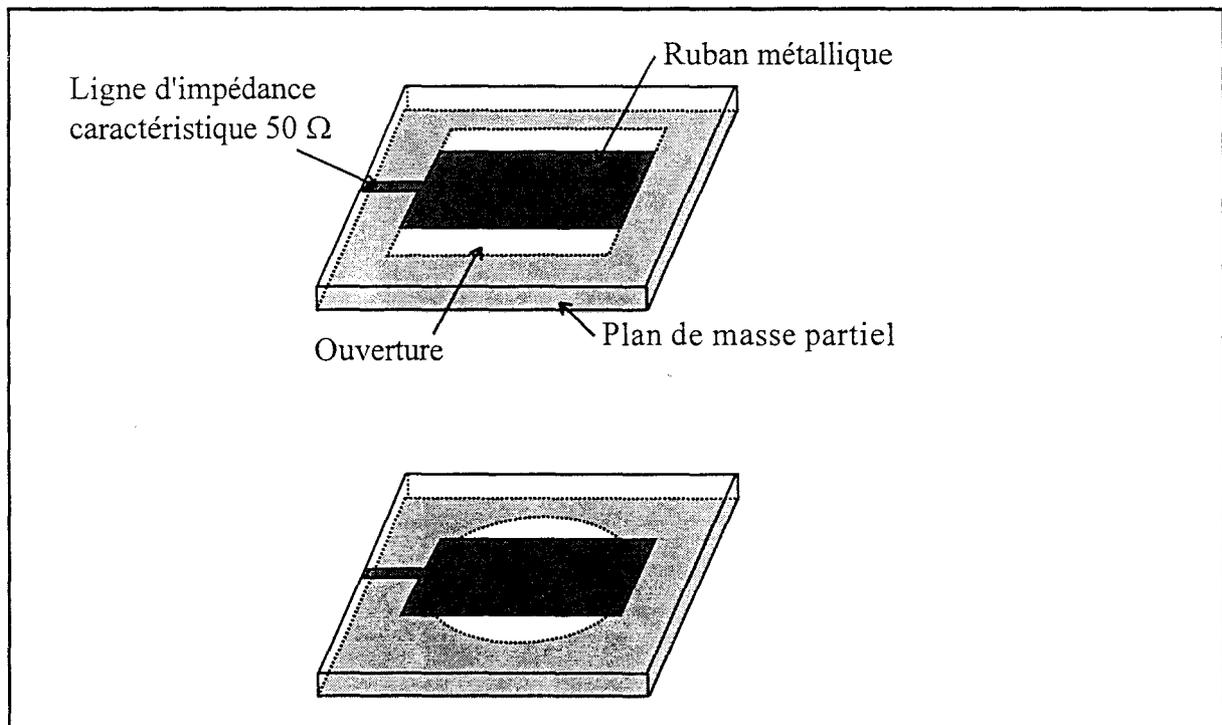


Figure II-4 : Exemples d'applicateurs et capteurs de type microfente.

d'encombrement réduit et facilement réalisables. L'idée qui consistait à réaliser ces structures à partir de substrats diélectriques s'imposa alors rapidement comme une solution élégante et attractive aux problèmes posés en hyperthermie contrôlée par radiométrie micro-onde [14].

Ces dispositifs planaires peuvent être divisés en deux grandes catégories :

□ Applicateurs de type micro-ruban :

Encore appelés "patch", ces applicateurs sont constitués d'un élément micro-ruban rayonnant qui est dirigé vers le milieu. Tandis que l'une des faces du substrat diélectrique est entièrement métallisée et constitue le plan de masse de la structure, la géométrie de l'élément micro-ruban gravée sur l'autre face peut avoir des formes très variées : rectangulaire, circulaire, annulaire, en spirale...(figure II-3). Les méthodes utilisées pour exciter ces structures micro-rubans sont tout aussi diverses : coaxial, ligne micro-ruban avec ou sans couplage électromagnétique, ligne triplaquée...

□ Applicateurs de type fente :

Les applicateurs de type fente, encore appelés micro-rubans à plan de masse partiel, ressemblent aux précédents avec cette fois une ouverture supplémentaire dans le plan de masse qui sera dirigée vers le milieu dissipatif (figure II-4). La forme de l'ouverture est tout aussi diversifiée que celle de l'élément rayonnant des structures micro-rubans, et il en est de même des techniques d'excitation. Ces structures planaires ont des caractéristiques électromagnétiques tout à fait comparables à leurs homologues en guides d'onde, exception faite de leur tenue à forte puissance, critère qui ne nous intéresse pas dans cette étude. Les structures de type fente offrent une très bonne adaptation sur une large bande de fréquences [15].

La conception de ces applicateurs et capteurs dépend de la nature diélectrique des matériaux mis en jeu (substrat, milieu dissipatif), de leur forme ainsi que des dimensions de la zone à chauffer ou à contrôler thermiquement. Elle est en outre étroitement liée à la gamme de fréquences d'opération.

Pour améliorer les caractéristiques électromagnétiques de ces éléments, différentes modifications peuvent également être apportées: l'association de plusieurs applicateurs, l'utilisation d'un plan réflecteur au-dessus de la ligne micro-ruban, ou la mise en place d'un court-circuit entre l'extrémité de la partie rayonnante et le plan de masse [17].

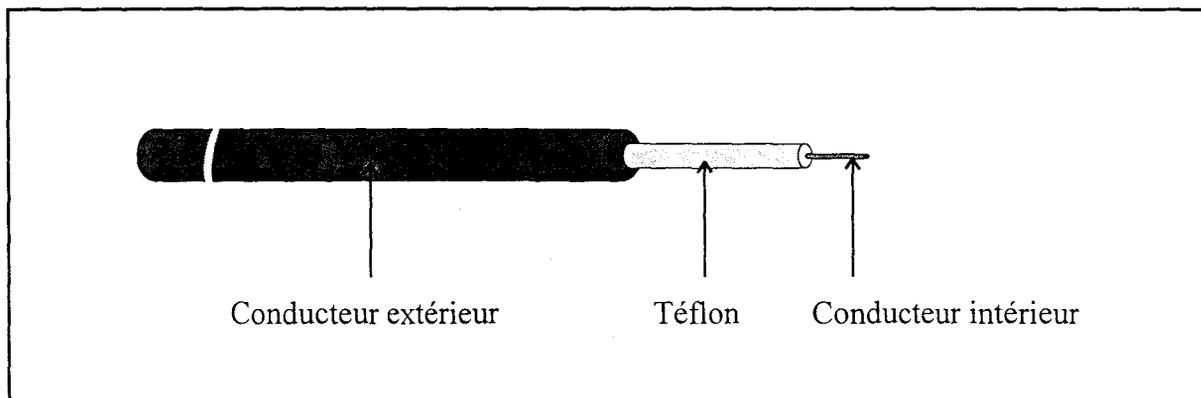


Figure II-5 : Schéma d'un applicateur ou capteur filaire semi-rigide.

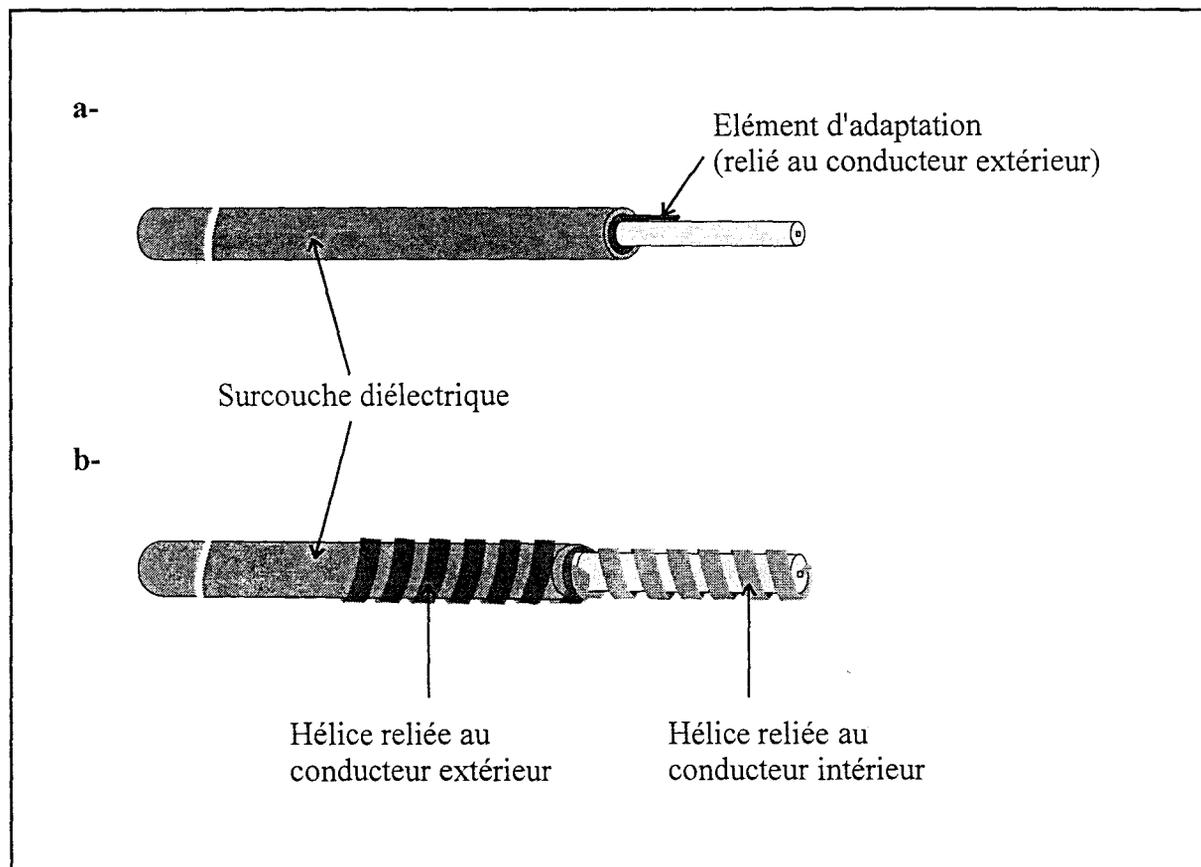


Figure II-6 : Schémas d'applicateurs filaires
a- avec élément d'adaptation supplémentaire
b- de type hélicoïdale.

Les applicateurs et capteurs précités, sont utilisés dans le domaine médical pour le traitement par hyperthermie micro-onde de zones superficielles ou semi-profondes [18]. D'autres applicateurs de type filaire sont destinés à être implantés dans les tissus ou insérés dans les cavités naturelles du corps humain. Ils sont conçus à partir d'un câble coaxial où la partie rayonnante est obtenue en dénudant le conducteur extérieur sur une certaine longueur (**figure II-5**) qui est fonction de la fréquence d'utilisation. Des formes plus particulières avec élément d'adaptation et hélices ont également été développées [19][20] (**figure II-6**).

II-2 Nouveau type de capteurs : les "capteurs froids"

Dans la perspective d'étendre nos investigations dans le contrôle de température par radiométrie micro-onde, à la fois dans le domaine médical mais aussi dans le secteur industriel, une recherche et une élaboration de nouveaux capteurs se révèle attractive notamment dans un souci de miniaturisation, d'amélioration de la sensibilité, de réduction des coûts de fabrication...

II-2-1 Présentation générale

Le capteur, qu'il soit de type micro-ruban ou fente, est réalisé à partir d'un substrat diélectrique qui génère un bruit thermique parasite, difficilement quantifiable. Ce bruit s'ajoute aux signaux captés en provenance du milieu sous investigation et peut perturber la mesure radiométrique de température. La contribution de ce bruit thermique au signal radiométrique peut être éventuellement déterminée à l'aide de modèles électromagnétiques [21]. Il est donc important de pouvoir s'affranchir de cette perturbation notamment lorsque l'on cherche à mesurer la température d'un corps à basse température (inférieure à 0°C) ou à haute température (au-delà de 50°C). Une solution proposée pour éliminer ou réduire ce problème est de réaliser un capteur sans substrat diélectrique, mais présentant des avantages similaires voire supérieurs à ceux des structures plaquées précédemment évoquées (faible coût, réalisation simple, légèreté, faible encombrement). Ces différents éléments nous ont conduit à développer une nouvelle structure de capteur [22].

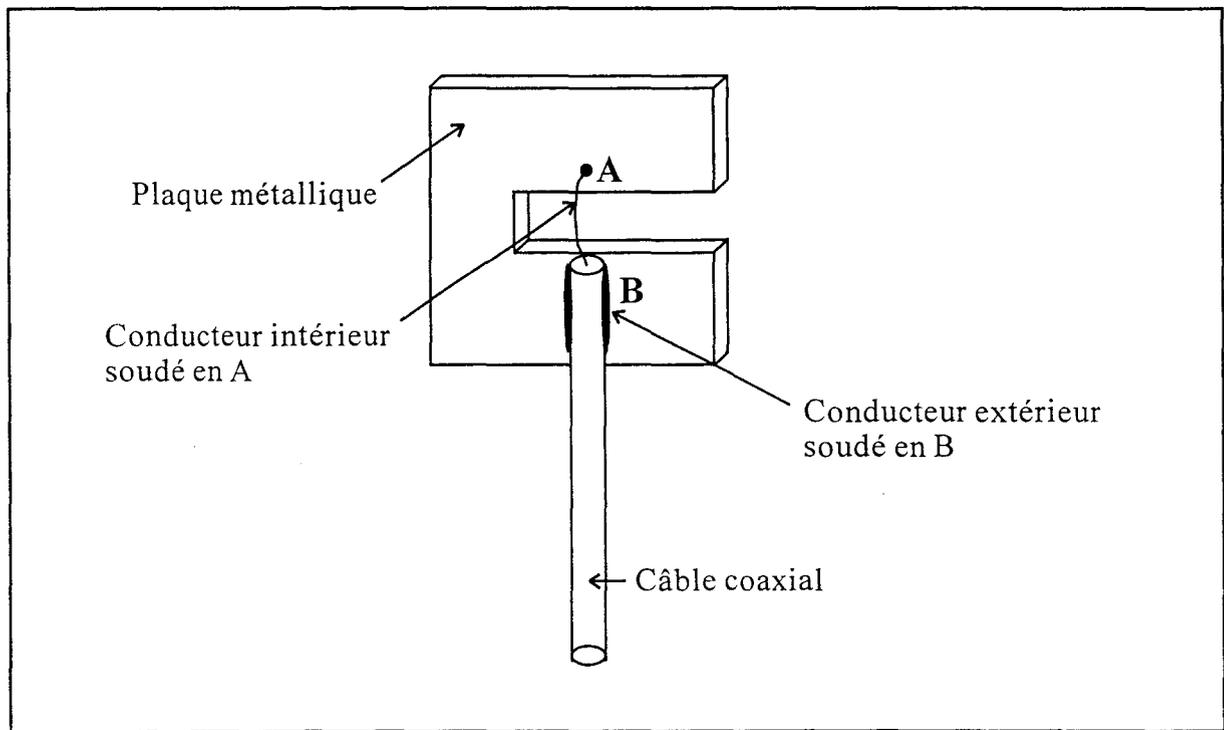


Figure II-7 : Structure de base du "capteur froid".

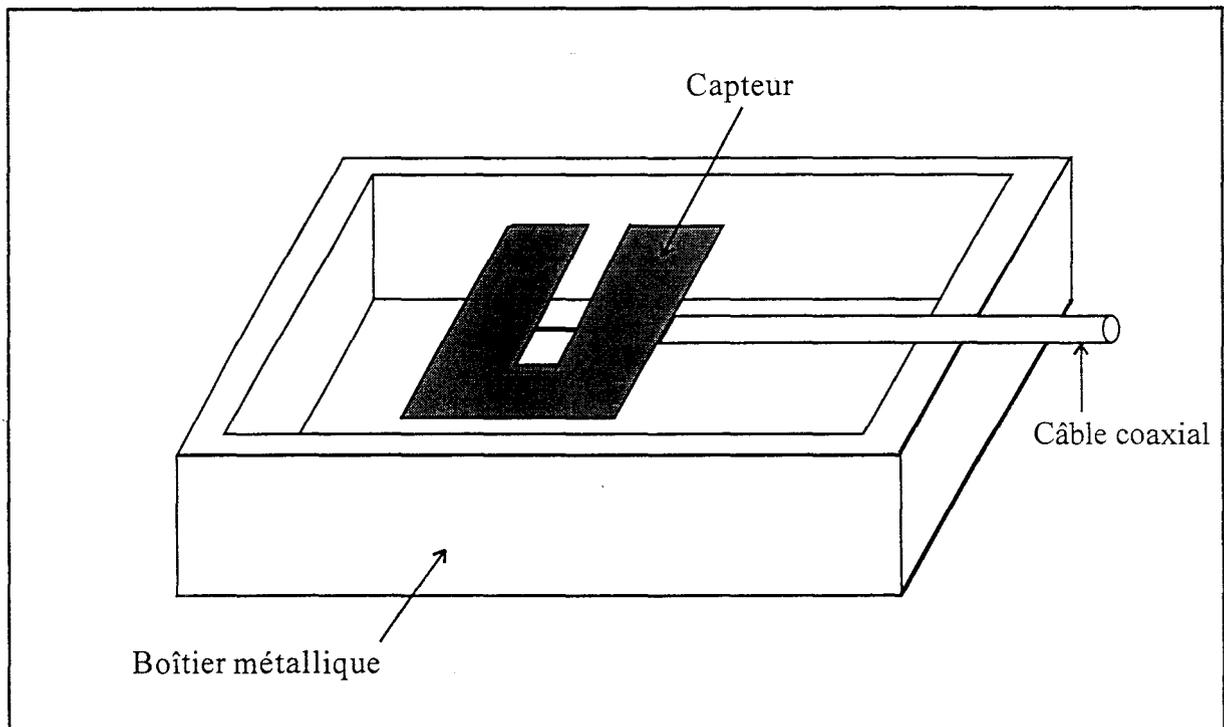


Figure II-8 : "Capteur froid" inséré dans un boîtier métallique.

II-2-2 Description technique

La structure géométrique de base du "capteur froid" est illustrée sur la **figure II-7**.

Il est réalisé à partir d'une plaque métallique (cuivre, laiton, aluminium) de faible épaisseur (entre 0,5 et 2 mm) dans laquelle est découpée une ouverture rectangulaire bornée uniquement d'un seul côté.

La liaison avec un émetteur ou un récepteur est réalisée par l'intermédiaire d'un câble coaxial d'impédance caractéristique 50Ω . Le conducteur intérieur du câble est soudé à la partie A du capteur alors que le conducteur extérieur est soudé à la partie B située sur le versant opposé de l'ouverture. Pour certaines conditions, ce câble d'alimentation peut à lui seul servir de support pour maintenir et orienter le capteur.

Ce capteur est facilement insérable à l'intérieur d'un boîtier métallique comme illustré sur la **figure II-8**. Celui-ci sert alors de protection mécanique et confine le lobe de réception vers l'avant. De plus, lorsque le fond du boîtier plan est situé à une distance adéquate du plan du capteur, il influe sur la directivité du lobe de réception du dispositif.

Tout en conservant la même géométrie et le même principe de fonctionnement, ce nouveau capteur peut être réalisé par dépôt métallique sur un substrat diélectrique à faibles pertes. Il permet alors dans le cadre des applications biomédicales, l'obtention de capteurs de très faibles dimensions; dans ce cas particulier, vu la nature fortement dissipative des milieux biologiques et les températures mises en jeu (de l'ordre de 30°C), la perturbation engendrée par le substrat sur les signaux radiométriques reste faible.

La structure de base, non limitative, de ce capteur pour applications biomédicales est présentée sur la **figure II-9**. Réalisée en utilisant les techniques de conception de circuits imprimés, il est obtenu à partir d'un film ou d'une plaque de matériau diélectrique à faibles pertes et de faible épaisseur (allant de $50 \mu\text{m}$ à 2 mm), sur laquelle est gravée la partie métallique constituant l'élément récepteur qui présente une ouverture rectangulaire bornée uniquement d'un seul côté.

Comme dans le cas de la structure sans substrat, ce capteur est connecté à un câble coaxial d'impédance caractéristique 50Ω , le conducteur intérieur étant soudé sur la partie A du capteur et le conducteur extérieur sur la partie B (**figure II-9a**). D'autres types de connexion peuvent également être envisagés comme par exemple l'utilisation d'une ligne

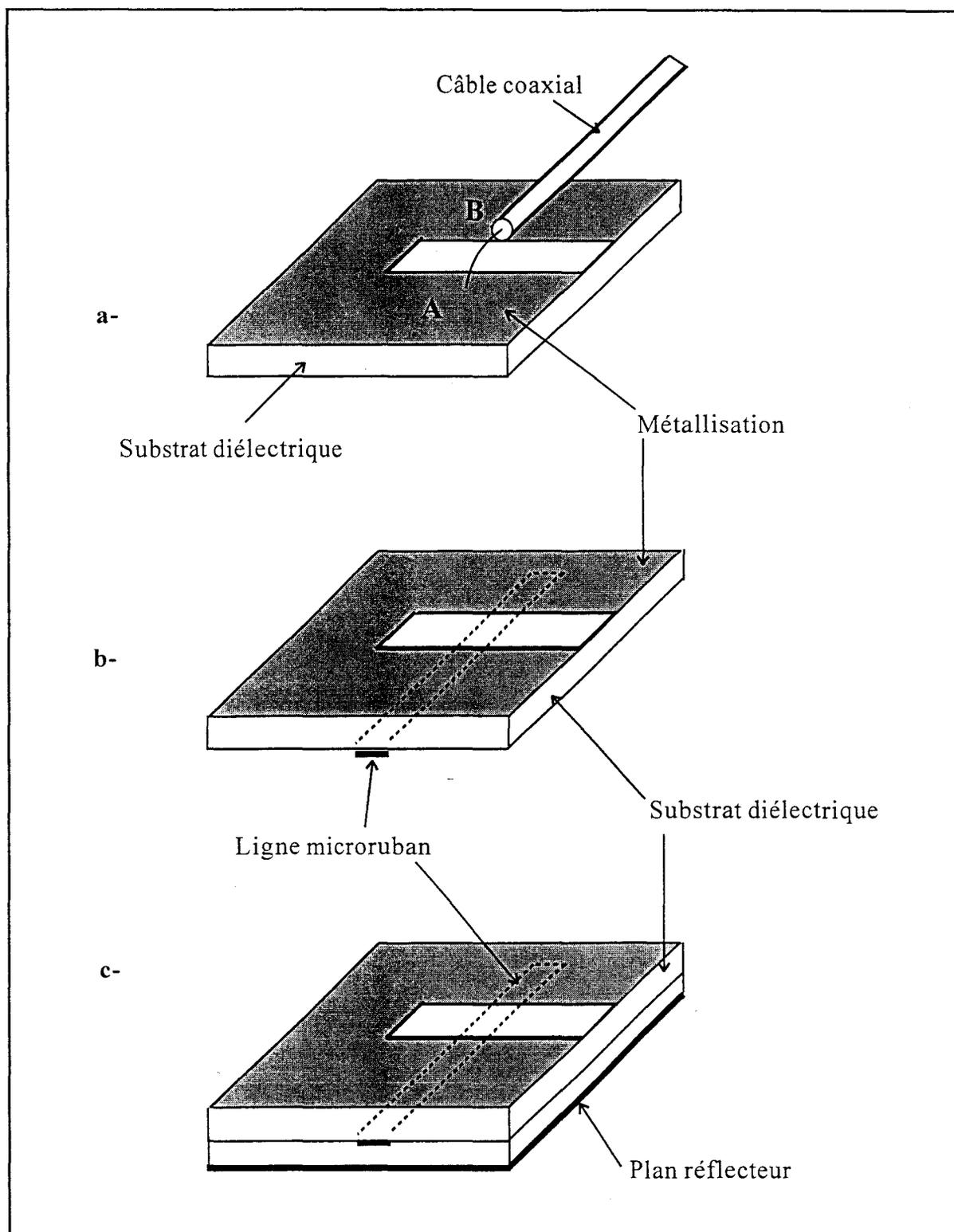


Figure II-9 : Structures de base du "capteur froid" avec substrat diélectrique.

micro-ruban d'impédance caractéristique 50Ω , gravée sur la face opposée du substrat, perpendiculaire à l'ouverture (**figure II-9b**).

Ce capteur est également facilement intégrable dans un boîtier métallique ou plus simplement, un matériau à faibles pertes recouvert d'un plan métallique peut être placé comme indiqué sur la **figure II-9c** afin d'obtenir un lobe de réception dirigé dans une seule direction.

Munis ou dépourvus de substrat diélectrique, ces nouveaux capteurs peuvent avoir une géométrie extérieure simple telle qu'une forme carrée, rectangulaire, ronde, ou quelconque (**figure II-10**). La forme, la taille et la constitution du capteur sont fonction de son utilisation.

II-2-3 Avantages

Le "capteur froid" est simple à réaliser, léger, peu encombrant et de fabrication peu onéreuse. Il est utilisable au contact ou à distance du matériau sous investigation.

Il présente une adaptation large bande comme il sera montré dans la suite de ce chapitre. Cette adaptation est très simple à réaliser puisqu'elle ne nécessite l'ajout d'aucun dispositif (stub, transformateur d'impédance, ...) supplémentaire : seules interviennent ses dimensions et plus particulièrement la position d'implantation de la ligne coaxiale dans l'ouverture rectangulaire.

Ce type de capteur a été utilisé et implanté sur site industriel sans entraîner de modification importante de l'environnement (nous verrons au chapitre III qu'il a été facilement intégré sur une chaîne de surgélation).

Il est également envisageable d'associer plusieurs capteurs en réseau dans le but d'obtenir un lobe de réception présentant un faible angle d'ouverture.

Lorsqu'il est réalisé à partir d'un substrat diélectrique, ce capteur présente des dimensions beaucoup plus faibles que les structures plaquées traditionnelles (patches ou fentes). L'emploi d'un substrat souple et de très faible épaisseur comme par exemple le kapton, offre généralement la possibilité de réaliser des capteurs ou applicateurs endocavitaires plaqués destinés à être introduits dans le corps humain par l'intermédiaire des voies naturelles.

Il est à noter également que ce nouveau type de capteur peut également fonctionner en tant qu'applicateur pour l'émission d'énergie micro-onde au sein d'un milieu, et par conséquent être utilisé dans le domaine médical en hyperthermie micro-onde contrôlée par radiométrie

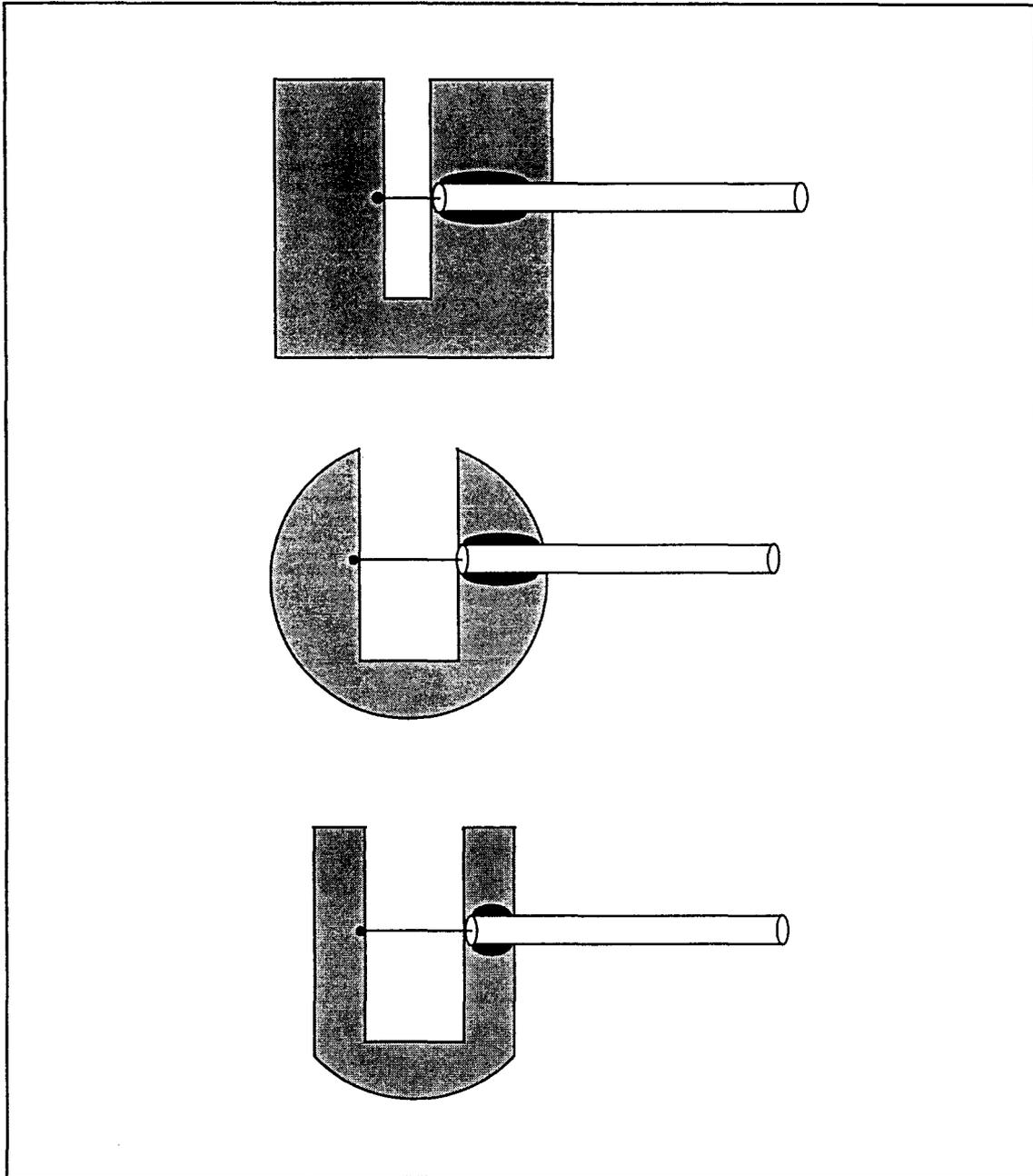


Figure II-10 : Exemples de configurations du "capteur froid".

micro-onde. Dans ce cas, l'association en réseau de plusieurs éléments permettra d'augmenter l'étendue de la zone à chauffer et d'obtenir une distribution thermique plus uniforme.

III MODELISATION ELECTROMAGNETIQUE DES CAPTEURS

Afin d'optimiser le fonctionnement de ce nouveau type de capteur en fonction des applications envisagées, nous avons entrepris une étude sur l'influence des divers paramètres : dimensions géométriques, positionnement du câble coaxial, présence ou non d'un boîtier métallique, effet d'une surcouche diélectrique...sur ses caractéristiques électromagnétiques. Pour cela, nous nous sommes orientés vers une modélisation basée sur l'Approche dans le Domaine Spectral (A.D.S.) [23].

Nous avons développé un logiciel d'aide à la conception d'applicateurs en structure plaquée que nous avons ensuite adapté au cas du "capteur froid". Il permet de déterminer l'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion à l'entrée du capteur ainsi que le diagramme de réception en champ électrique (champ proche). Le modèle utilisé dans ce logiciel est basée sur un développement semi-analytique de l'équation intégrale en champ électrique (E.F.I.E.), exprimée dans le domaine transformé de Fourier et résolue par une Méthode de Moments, appelée Méthode de Galerkin [24]. Cette technique nécessite un développement mathématique préalable qui peut s'avérer assez conséquent. Cependant, l'introduction d'hypothèses simplificatrices a abouti à la mise en œuvre d'un logiciel fonctionnant sur micro-ordinateur qui permet une analyse rapide de capteurs planaires présentant une forme arbitraire.

Les différents types de structures considérées sont représentés sur la **figure II-11**. Ce sont des structures planes multicouches comportant un ou deux plans de métallisation. Le premier plan (situé en $y=0$) contient la partie métallique constituant le capteur, le second (situé en $y=-d_1$) représente un plan réflecteur (qui simule par exemple le fond d'un boîtier métallique associé au capteur). De façon générale, chaque milieu d'indice i est caractérisé par sa permittivité relative complexe et son épaisseur d_i .

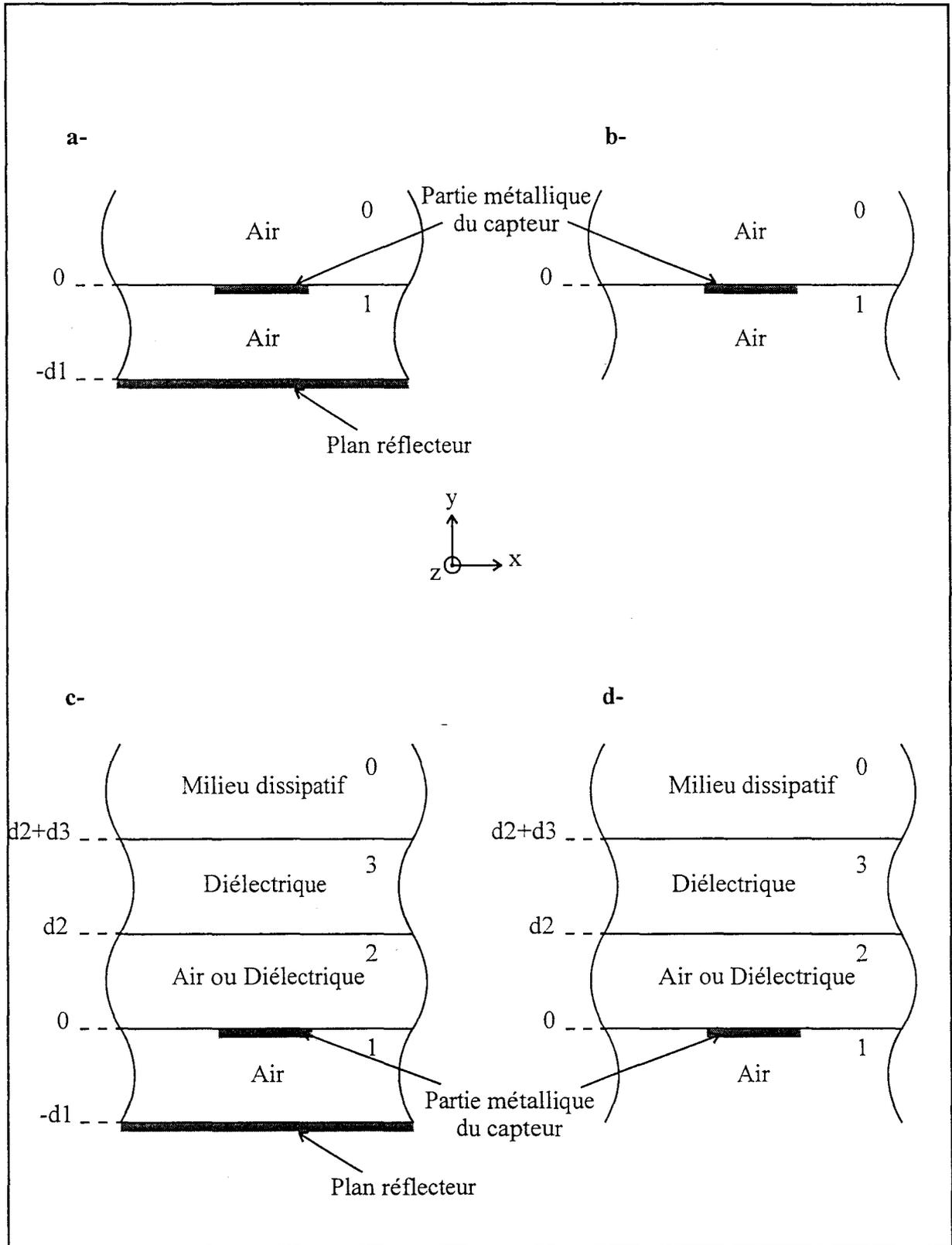


Figure II-11 : Structure multicouches considérée pour modéliser le capteur froid dans diverses configurations.

$$\epsilon_{ri}^* = \epsilon_{ri}' - j\epsilon_{ri}'' \quad \text{avec} \quad \epsilon_{ri}'' = \frac{\sigma_i}{2\pi f \epsilon_0}$$

où ϵ_{ri}' et σ_i représentent la permittivité relative et la conductivité électrique du milieu i

Des hypothèses simplificatrices ont été posées afin de faciliter le développement analytique du problème:

- les pertes métalliques sont négligées. Cette condition est d'autant mieux respectée que le cuivre est bon conducteur et que les fréquences d'opération sont relativement faibles (quelques GHz).
- les métallisations sont considérées comme étant d'épaisseur négligeable. Ceci sera plus particulièrement vérifié lorsque le capteur est réalisé à partir d'une gravure sur substrat diélectrique.
- la structure est de type ouverte : les différentes couches ainsi que le plan métallique inférieur, lorsqu'il existe, présentent des dimensions infinies dans le plan (Ox, Oz). En pratique, le boîtier devra avoir des dimensions transversales suffisantes pour ne pas dégrader les performances du capteur.

III-1 Formalisme

Nous adoptons le point de vue des ondes rayonnées pour calculer le champ électromagnétique. L'équation intégrale qui exprime le champ électrique en tout point de l'espace géométrique créé par une densité de courant \vec{J} , est déduite des équations de Maxwell. Elle peut s'exprimer comme le produit de convolution de la densité de courant par la fonction de Green :

$$\vec{E}(r) = \iiint \vec{\overline{G}}_E(r, r') \cdot \vec{J}(r') dV$$

II-3

avec r' : position du vecteur densité de courant

r : position du point d'observation où règne le champ \vec{E}

$\vec{\overline{G}}_E(r, r')$: fonction dyadique de Green.

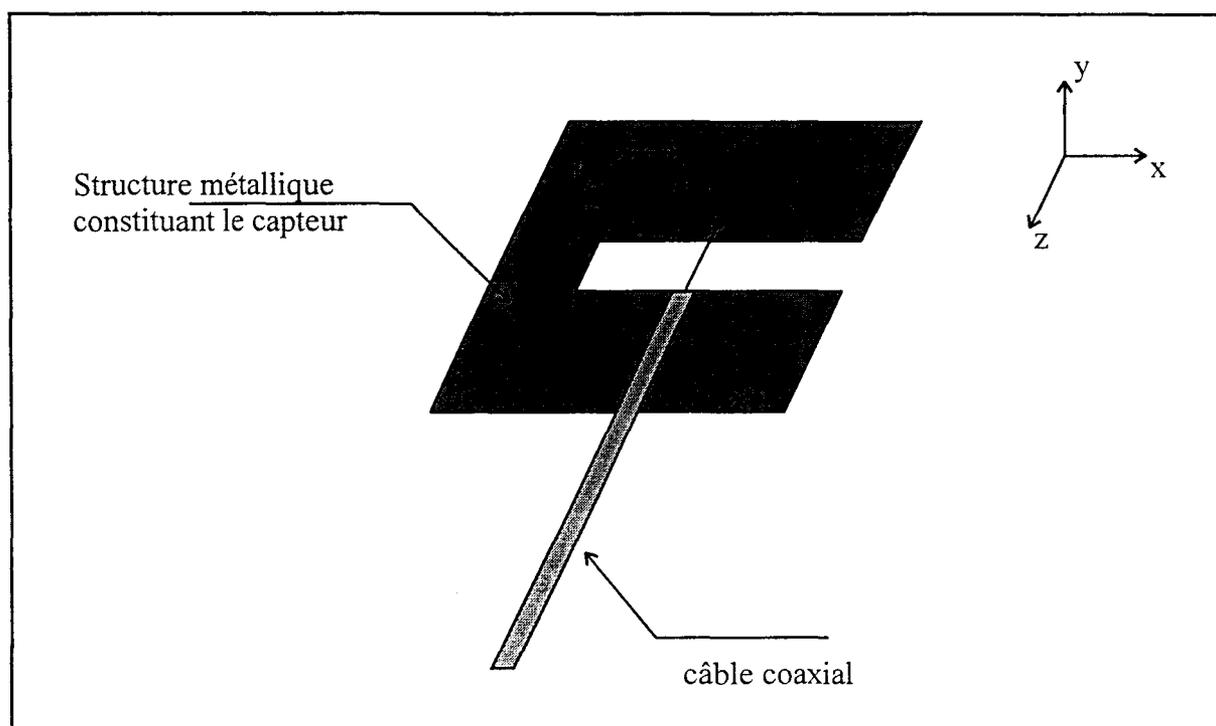


Figure II-12 : Composantes J_x et J_z de la densité de courant.

Pour notre étude, cette fonction se présente sous la forme d'une matrice de rang deux car seuls sont pris en compte les composantes planaires du courant tel que $\vec{J} = J_x \cdot \vec{e}_x + J_z \cdot \vec{e}_z$ (**figure II-12**). Les différents éléments de cette matrice sont exprimés dans l'espace transformé de Fourier afin de faciliter les calculs [].

Dans le repère cartésien (Oxyz), les champs électrique et magnétique sont reliés à leur transformée de Fourier par l'expression :

$$\tilde{\Psi}(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{\Psi}(\alpha, y, \beta) \cdot e^{-j(\alpha x + \beta z)} d\alpha d\beta \quad \text{II-4}$$

où $\tilde{\Psi}$ symbolise le champ \vec{E} ou \vec{H} , et α, β les variables de Fourier.

Le signe \sim est relatif à l'espace transformé.

Dans l'espace transformé de Fourier, l'équation II-3 devient :

$$\tilde{\vec{E}}(\alpha, y, \beta) = \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{\vec{G}}_E(\alpha, y, \beta / y') \cdot \tilde{\vec{J}}(\alpha, y', \beta) dy' \quad \text{II-5}$$

où $\tilde{\vec{G}}_E$ représente la transformée de Fourier de la fonction de Green dyadique.

Le champ électrique dans l'espace réel peut donc s'exprimer sous la forme suivante:

$$\vec{E}(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{\vec{G}}_E(\alpha, y, \beta / y') \cdot \tilde{\vec{J}}(\alpha, y', \beta) \cdot e^{-j(\alpha x + \beta z)} dy' d\alpha d\beta \quad \text{II-6}$$

Supposons l'existence d'un champ électrique d'excitation noté $\vec{E}^{ex}(x, y, z)$, le champ électrique tangentiel total étant nul sur les parties métalliques (métal parfait), nous pouvons alors écrire [25]:

$$\vec{E}_{tan}^t(x, y, z) = \vec{E}_{tan}^{ex}(x, y, z) + \vec{E}_{tan}(x, y, z) = 0 \quad \text{II-7}$$

A partir de cette égalité, nous en déduisons l'équation intégrale en champ électrique (E.F.I.E.) :

$$\frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{\tilde{G}}_E(\alpha, y, \beta / y') \cdot \tilde{\tilde{J}}(\alpha, y', \beta) \cdot e^{-j(\alpha x + \beta z)} dy' d\alpha d\beta = -\tilde{E}_{\tan}^{ex}(x, y, z) \quad \text{II-8}$$

valable pour tout point situé au niveau des parties métalliques.

A ce stade, cette équation présente deux types d'inconnues qui sont : les termes de la fonction de Green $\tilde{\tilde{G}}_E$ et les composantes de la densité de courant $\tilde{\tilde{J}}$. La fonction de Green ne dépend que de la fréquence, des paramètres constitutifs des différents matériaux diélectriques et de la géométrie de la structure (nombre de couches) mais pas de la topologie du capteur; celle-ci est donc calculée dans un premier temps [16]. Les densités de courant sont ensuite déterminées en résolvant l'équation intégrale résultante à l'aide de la Méthode des Moments.

III-2 Détermination des termes de la fonction de Green

D'un point de vue physique, on peut considérer que la fonction de Green dans l'espace réel correspond à la réponse impulsionnelle spatiale de la structure planaire [27]. Dans l'espace transformé de Fourier, les termes de cette fonction sont déterminés à partir d'un développement basé sur la méthode de la résonance transverse [28]. Cette méthode s'apparente à l'utilisation de la théorie des lignes et permet de prendre facilement en compte un grand nombre de couches si nécessaire. Dans un premier temps, le champ électromagnétique est décomposé en ondes transverses électriques (TE) et ondes transverses magnétiques (TM) par rapport à la direction Oy, perpendiculaire aux différentes interfaces de la structure multicouche.

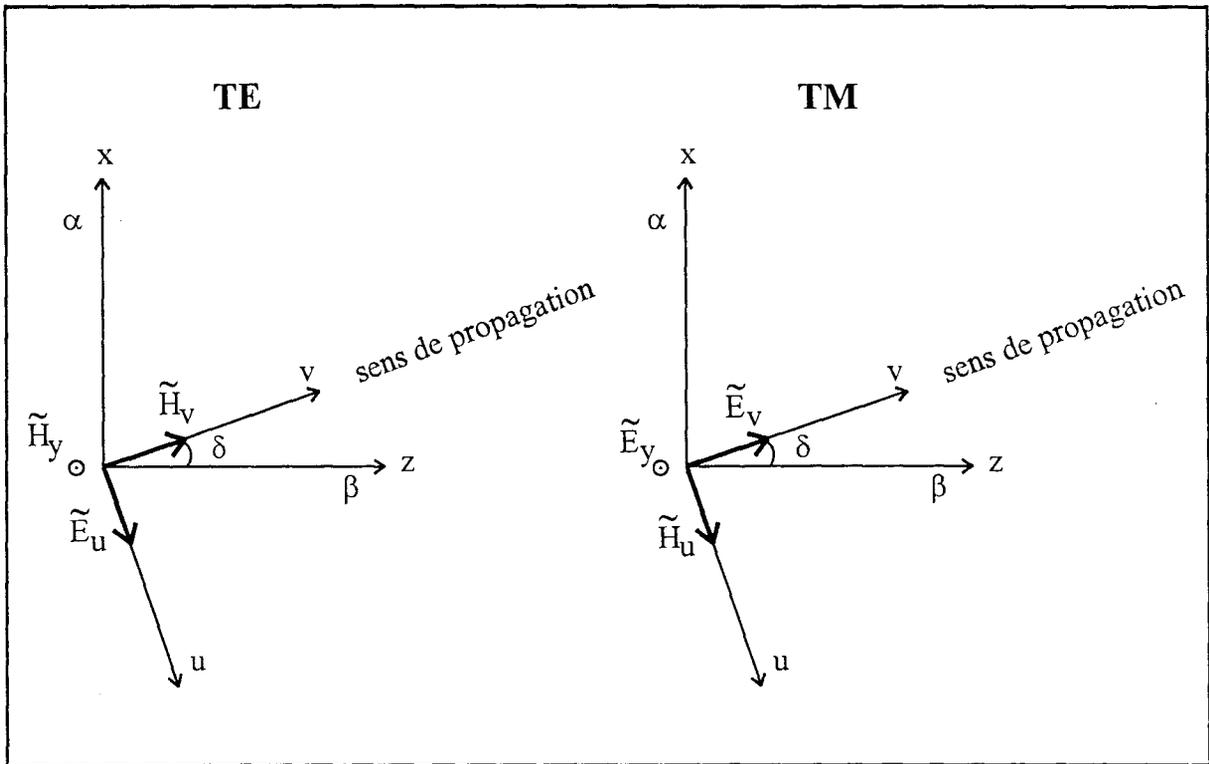


Figure II-13 : Décomposition du champ électromagnétique dans le système de coordonnées (u, v).

III-2-1 Décomposition du champ en ondes TE et TM

Le concept de base découle de l'observation de la transformée de Fourier inverse du champ donnée dans l'équation II-4 : toutes les composantes de champ peuvent être considérées comme une superposition d'ondes planes (en y) qui se propagent dans la direction δ par rapport à l'axe Oz comme illustré sur la **figure II-13 [23]**. Pour chaque direction δ , les ondes peuvent être décomposées suivant les modes transverses électriques TE $(\tilde{E}_u, \tilde{H}_y, \tilde{H}_v)$ et transverses magnétiques TM $(\tilde{E}_y, \tilde{E}_v, \tilde{H}_u)$ par rapport à la direction Oy, orthogonale aux interfaces de la structure multicouche, dans le système de coordonnées (u, v) défini par :

$$\begin{cases} u = z \sin \delta - x \cos \delta \\ v = z \cos \delta + x \sin \delta \end{cases} \quad \text{avec } \sin \delta = \frac{\alpha}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}} ; \cos \delta = \frac{\beta}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}}.$$

Les composantes transverses des champs électrique et magnétique ainsi que celles des densités de courant, s'expriment alors par les relations générales suivantes :

$$\boxed{\tilde{\Psi}_u(\alpha, y, \beta) = -\tilde{\Psi}_x(\alpha, y, \beta) \cos \delta + \tilde{\Psi}_z(\alpha, y, \beta) \sin \delta} \quad \text{II-9}$$

$$\boxed{\tilde{\Psi}_v(\alpha, y, \beta) = \tilde{\Psi}_x(\alpha, y, \beta) \sin \delta + \tilde{\Psi}_z(\alpha, y, \beta) \cos \delta} \quad \text{II-10}$$

où $\tilde{\Psi}$ représente les termes \tilde{E} , \tilde{H} ou \tilde{J} .

Notons que les courants \tilde{J}_u et \tilde{J}_v créent respectivement les champs TE et TM.

III-2-2 Utilisation de la résonance transverse

Dans le plan $y = 0$, nous pouvons relier aisément les composantes du champ électrique aux densités de courant par les relations suivantes :

$$\boxed{\tilde{E}_u(\alpha, 0, \beta) = \tilde{Z}_{TE} \cdot \tilde{J}_u(\alpha, 0, \beta)} \quad \text{II-11}$$

$$\boxed{\tilde{E}_v(\alpha, 0, \beta) = \tilde{Z}_{TM} \cdot \tilde{J}_v(\alpha, 0, \beta)} \quad \text{II-12}$$

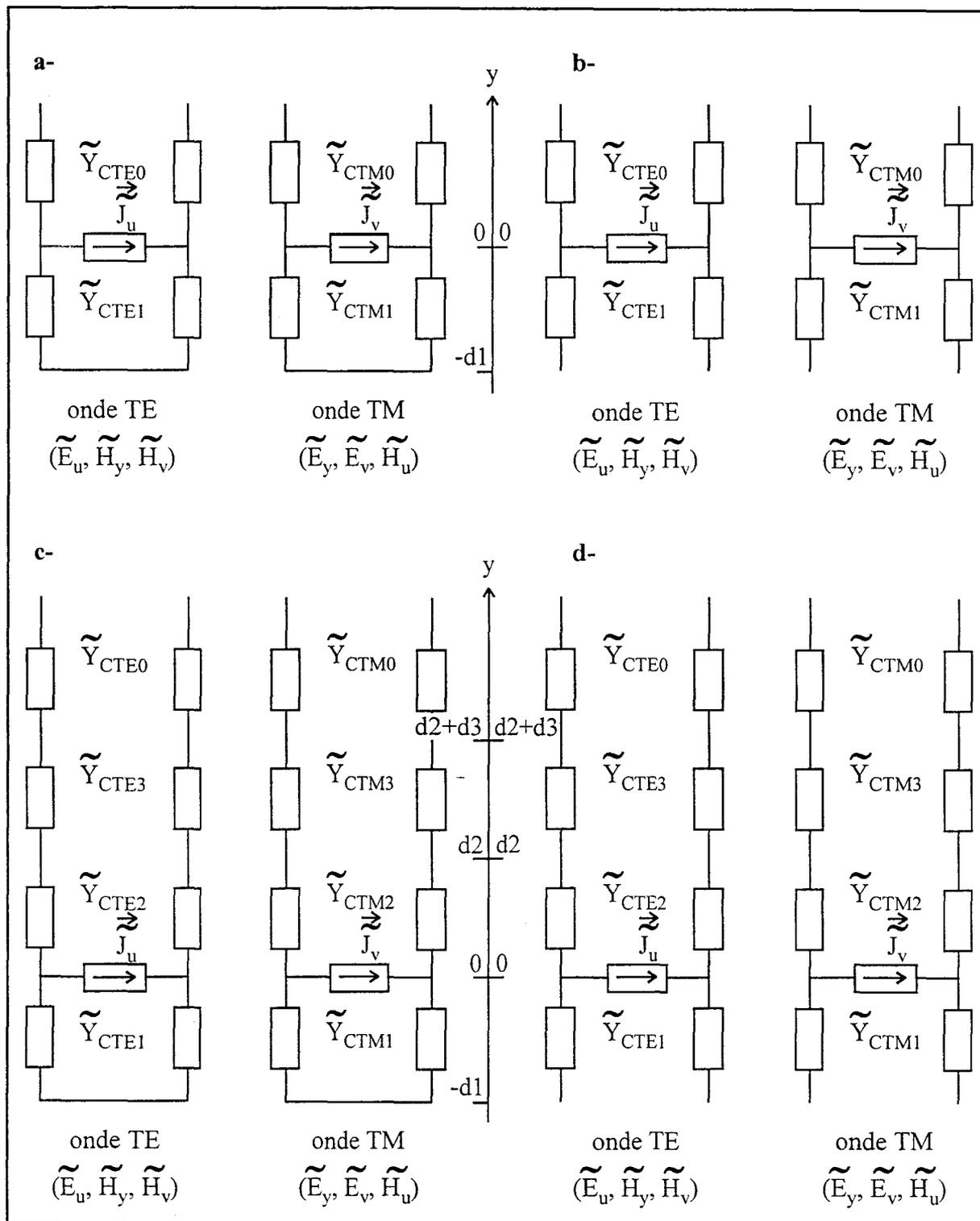


Figure II-14 : Schémas de type ligne de transmission TE et TM équivalents aux structures multicouches de la **figure II-11**.

$$\text{avec } \tilde{Z}_{\text{TE}} = \frac{1}{\tilde{Y}_{\text{TE}}^+ + \tilde{Y}_{\text{TE}}^-} \quad \text{et} \quad \tilde{Z}_{\text{TM}} = \frac{1}{\tilde{Y}_{\text{TM}}^+ + \tilde{Y}_{\text{TM}}^-}$$

\tilde{Y}_{TE}^+ et \tilde{Y}_{TE}^- représentent respectivement pour le mode TE, les admittances ramenées dans le plan $y = 0$ des demi-espaces supérieur et inférieur. Il en va de même pour les termes \tilde{Y}_{TM}^+ et \tilde{Y}_{TM}^- associés au mode TM.

Dans la suite, nous donnons l'expression de ces quatre termes pour les différentes configurations envisagées sur la **figure II-11**. Les schémas de type 'ligne de transmission' correspondant à ces diverses configurations sont présentés sur la **figure II-14**.

Configurations a et b:

Pour la configuration a, les admittances ramenées en $y = 0$ ont pour expressions :

$$\tilde{Y}_{\text{TM}}^- = \tilde{Y}_{\text{CTMi}} \coth(\gamma_i d_i)$$

$$\tilde{Y}_{\text{TE}}^- = \tilde{Y}_{\text{CTEi}} \coth(\gamma_i d_i)$$

$$\tilde{Y}_{\text{TM}}^+ = \tilde{Y}_{\text{CTM0}}$$

$$\tilde{Y}_{\text{TE}}^+ = \tilde{Y}_{\text{CTE0}}$$

où \tilde{Y}_{CTEi} et \tilde{Y}_{CTMi} représentent les admittances caractéristiques des ondes TE et TM pour la couche d'indice i

$$\boxed{\tilde{Y}_{\text{CTEi}} = \frac{\gamma_i}{j\omega\mu_0}} \quad \text{et} \quad \boxed{\tilde{Y}_{\text{CTMi}} = \frac{j\omega\varepsilon_0\varepsilon_{ri}^*}{\gamma_i}} \quad \text{II-13}$$

où γ_i représente la constante de propagation dans la direction Oy , $\gamma_i^2 = \alpha^2 + \beta^2 - \omega^2\mu_0\varepsilon_{ri}^*$

En absence de plan réflecteur (configuration b) les termes \tilde{Y}_{TM}^- et \tilde{Y}_{TE}^- se ramènent respectivement à \tilde{Y}_{CTM1} et \tilde{Y}_{CTE1} car le milieu 1 est alors semi-infini.

Configurations c et d:

Pour la configuration c, les quatre termes précédents ont pour expressions :

$$\tilde{Y}_{TM}^- = \tilde{Y}_{CTM1} \coth(\gamma_1 d_1)$$

$$\tilde{Y}_{TE}^- = \tilde{Y}_{CTE1} \coth(\gamma_1 d_1)$$

$$\tilde{Y}_{TM}^+ = \tilde{Y}_{CTM2} \frac{\tilde{Y}_{CTM3} (\tilde{Y}_{CTM0} + \tilde{Y}_{CTM3} \text{th}(\gamma_3 d_3)) + \tilde{Y}_{CTM2} \text{th}(\gamma_2 d_2) (\tilde{Y}_{CTM3} + \tilde{Y}_{CTM0} \text{th}(\gamma_3 d_3))}{\tilde{Y}_{CTM2} (\tilde{Y}_{CTM3} + \tilde{Y}_{CTM0} \text{th}(\gamma_3 d_3)) + \tilde{Y}_{CTM3} (\tilde{Y}_{CTM0} + \tilde{Y}_{CTM3} \text{th}(\gamma_3 d_3)) \text{th}(\gamma_2 d_2)}$$

$$\tilde{Y}_{TE}^+ = \tilde{Y}_{CTE2} \frac{\tilde{Y}_{CTE3} (\tilde{Y}_{CTE0} + \tilde{Y}_{CTE3} \text{th}(\gamma_3 d_3)) + \tilde{Y}_{CTE2} \text{th}(\gamma_2 d_2) (\tilde{Y}_{CTE3} + \tilde{Y}_{CTE0} \text{th}(\gamma_3 d_3))}{\tilde{Y}_{CTE2} (\tilde{Y}_{CTE3} + \tilde{Y}_{CTE0} \text{th}(\gamma_3 d_3)) + \tilde{Y}_{CTE3} (\tilde{Y}_{CTE0} + \tilde{Y}_{CTE3} \text{th}(\gamma_3 d_3)) \text{th}(\gamma_2 d_2)}$$

En absence de plan réflecteur (configuration d), les termes \tilde{Y}_{TM}^- et \tilde{Y}_{TE}^- se ramènent respectivement à \tilde{Y}_{CTM1} et \tilde{Y}_{CTE1} .

A partir des expressions II-9 et II-10 ainsi que des relations II-11 et II-12, nous pouvons exprimer les composantes \tilde{E}_x et \tilde{E}_z du champ électrique en fonction des densités de courant \tilde{J}_x et \tilde{J}_z , soit :

$$\boxed{\tilde{E}_x = (\tilde{Z}_{TE} \cos \delta \cos \delta + \tilde{Z}_{TM} \sin \delta \sin \delta) \tilde{J}_x + (-\tilde{Z}_{TE} \cos \delta \sin \delta + \tilde{Z}_{TM} \cos \delta \sin \delta) \tilde{J}_z} \quad \text{II-14}$$

$$\boxed{\tilde{E}_z = (-\tilde{Z}_{TE} \cos \delta \sin \delta + \tilde{Z}_{TM} \cos \delta \sin \delta) \tilde{J}_x + (\tilde{Z}_{TE} \sin \delta \sin \delta + \tilde{Z}_{TM} \cos \delta \cos \delta) \tilde{J}_z} \quad \text{II-15}$$

Ces égalités, mises sous une forme matricielle, permettent de représenter la fonction de Green dyadique

$$\tilde{\mathbf{G}} = \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{G}}_{xx} & \tilde{\mathbf{G}}_{xz} \\ \tilde{\mathbf{G}}_{zx} & \tilde{\mathbf{G}}_{zz} \end{pmatrix}$$

avec :

$$\tilde{\mathbf{G}}_{xx} = \tilde{\mathbf{Z}}_{TE} \cos^2 \delta + \tilde{\mathbf{Z}}_{TM} \sin^2 \delta \quad \text{II-16}$$

$$\tilde{\mathbf{G}}_{xz} = \tilde{\mathbf{G}}_{zx} = (\tilde{\mathbf{Z}}_{TM} - \tilde{\mathbf{Z}}_{TE}) \cos \delta \sin \delta \quad \text{II-17}$$

$$\tilde{\mathbf{G}}_{zz} = \tilde{\mathbf{Z}}_{TE} \sin^2 \delta + \tilde{\mathbf{Z}}_{TM} \cos^2 \delta \quad \text{II-18}$$

III-3 Résolution de l'équation intégrale

La Méthode des Moments est utilisée pour résoudre l'équation intégrale en champ électrique (équation II-8) en transformant celle-ci sous la forme d'un système d'équations linéaires.

Les composantes du vecteur densité de courant sont alors développés sous la forme de séries de fonctions de base. Dans l'espace transformé de Fourier, nous pouvons alors écrire :

$$\tilde{\mathbf{J}}_x(\alpha, 0, \beta) = \sum_{i=1}^{N_x} a_i \tilde{\mathbf{J}}_{xi}(\alpha, 0, \beta) \quad \text{et} \quad \tilde{\mathbf{J}}_z(\alpha, 0, \beta) = \sum_{j=1}^{N_z} b_j \tilde{\mathbf{J}}_{zj}(\alpha, 0, \beta)$$

où a_i et b_j sont les coefficients de pondération associés aux différentes fonctions de base $\tilde{\mathbf{J}}_{xi}$ et $\tilde{\mathbf{J}}_{zj}$. N_x et N_z représentent le nombre de fonctions de base utilisées pour approximer les grandeurs $\tilde{\mathbf{J}}_x$ et $\tilde{\mathbf{J}}_z$.

La détermination des densités de courant se réduit donc à celle des coefficients a_i et b_j .

Afin de modéliser des capteurs présentant des surfaces métalliques de forme quelconque, nous avons adopté dans la procédure de résolution par la Méthode des Moments, l'utilisation de fonctions de base partielles [24]. La région métallique est maillée en cellules

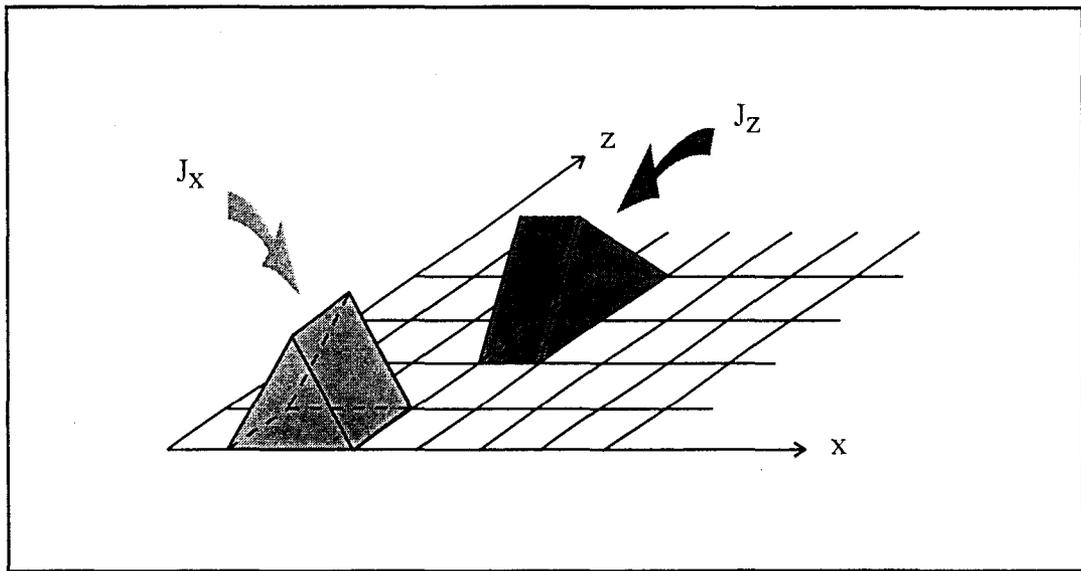


Figure II-15 : Décomposition des densités de courant en fonctions de base élémentaires de type rooftops.

élémentaires rectangulaires lesquelles constituent les supports des fonctions de base partielles. Ces fonctions de base de type rooftops [30,31], s'étendent sur deux cellules adjacentes et sont nulles en dehors de leur sous-régions (**figure II-15**).

Après application de la Méthode des Moments et plus précisément de la méthode de Galerkin, nous obtenons le système matriciel suivant [23] :

$$[Z][I] = [V]$$

avec [I] : matrice colonne qui contient les coefficients de pondération des fonctions de base

[V] : vecteur excitation

[Z] : matrice impédance.

L'excitation de la structure est réalisée en appliquant un gap de tension entre deux cellules voisines représentant le point de jonction entre le capteur et le câble coaxial.

La résolution de ce système permet alors, dans un premier temps, de déterminer les distributions de courant sur les surfaces métalliques. Nous en déduisons alors l'impédance Z_e au niveau de la cellule d'excitation dont la connaissance permet d'accéder à l'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ à l'entrée du capteur à partir de la relation suivante :

$$|S_{11}(\omega)|_{(dB)} = 20 \log \left| \frac{Z_e(\omega) - 50}{Z_e(\omega) + 50} \right|$$

Dans un deuxième temps, la connaissance de la distribution du courant permet d'établir les cartes de champ électrique (en champ proche) en tout point de la structure multicouche. De là, nous pouvons aisément en déduire le diagramme de réception du capteur radiométrique.

Dans le cas particulier où la structure multicouche est uniquement constituée de matériaux sans pertes (cas des configurations a et b), des problèmes numériques liés à la présence de pôles dans les expressions des fonctions de Green apparaissent lors de la

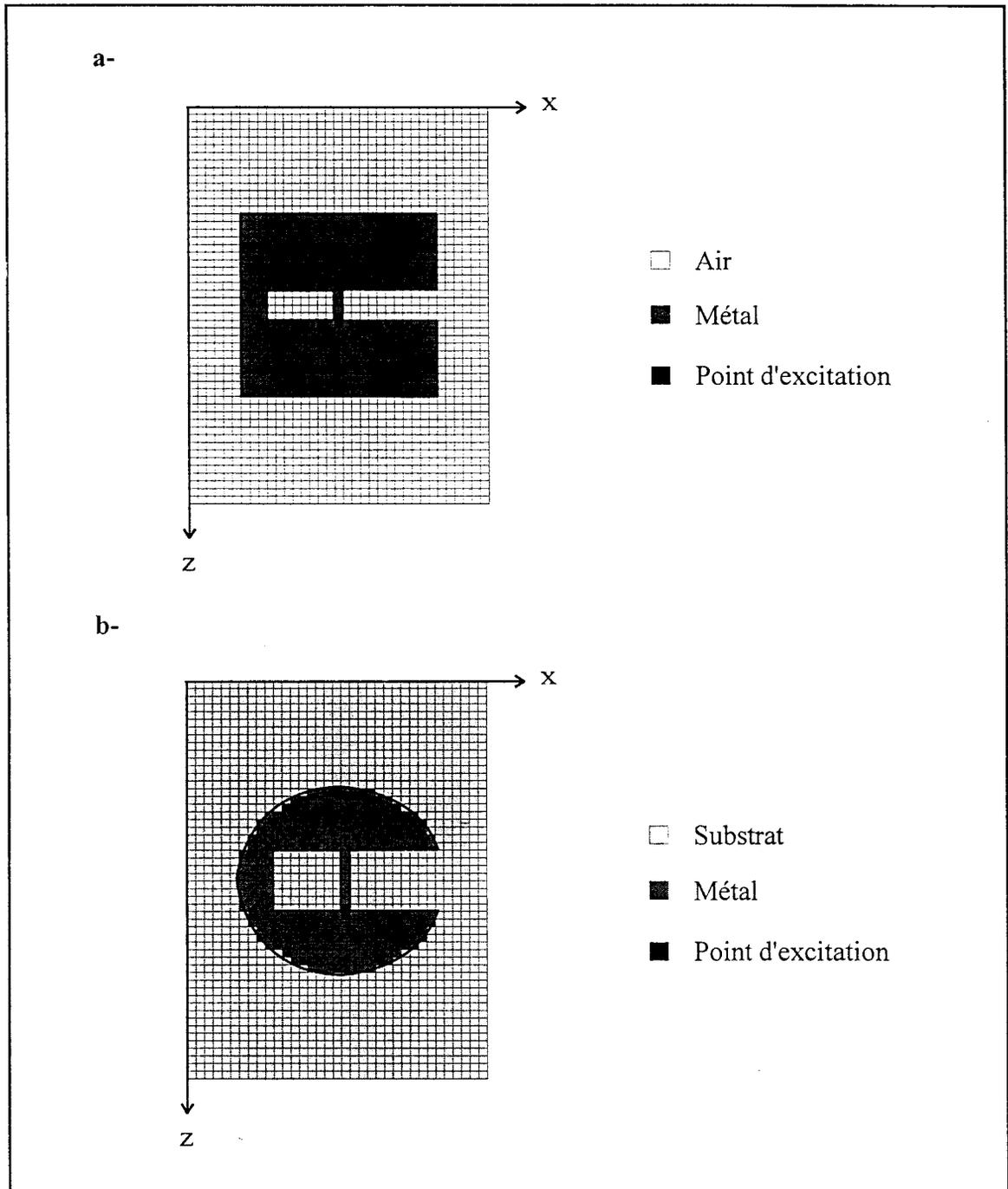


Figure II-16 : Exemple de maillage d'un capteur froid
a- rectangulaire
b- circulaire, sur substrat diélectrique, avec approximation du contour.

détermination des éléments de la matrice impédance $[Z]$. Dans ce cas il est nécessaire de tenir compte de ces pôles lors des intégrations numériques en utilisant par exemple la théorie des résidus.

III-4 Maillage du capteur

Un maillage rectangulaire est très bien adapté aux formes rectilignes de nombreux capteurs (**figure II-16a**). Dans ce cas, les contours du capteur sont divisés en segments qui coïncident avec les arêtes des mailles élémentaires. Par contre, si le capteur présente une surface de forme quelconque, nous utilisons le principe du "stair casing" : pour être incluse dans la surface considérée, une maille traversée par le contour doit avoir au moins la moitié de son aire à l'intérieur de cette surface (**figure II-16b**).

Un compromis entre la finesse du maillage, le temps de calcul et la précision des résultats est inévitable. Cependant, pour la majeure partie des structures simulées, une matrice 25×25 de la région métallisée s'est révélée suffisante pour un temps de calcul et une taille mémoire raisonnables : l'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion ainsi que le diagramme de réception d'un capteur sont obtenues au bout de 5 à 30 minutes de calcul sur un PC équipé de 128 Mo de mémoire et d'une fréquence d'horloge de l'ordre de 700 MHz.

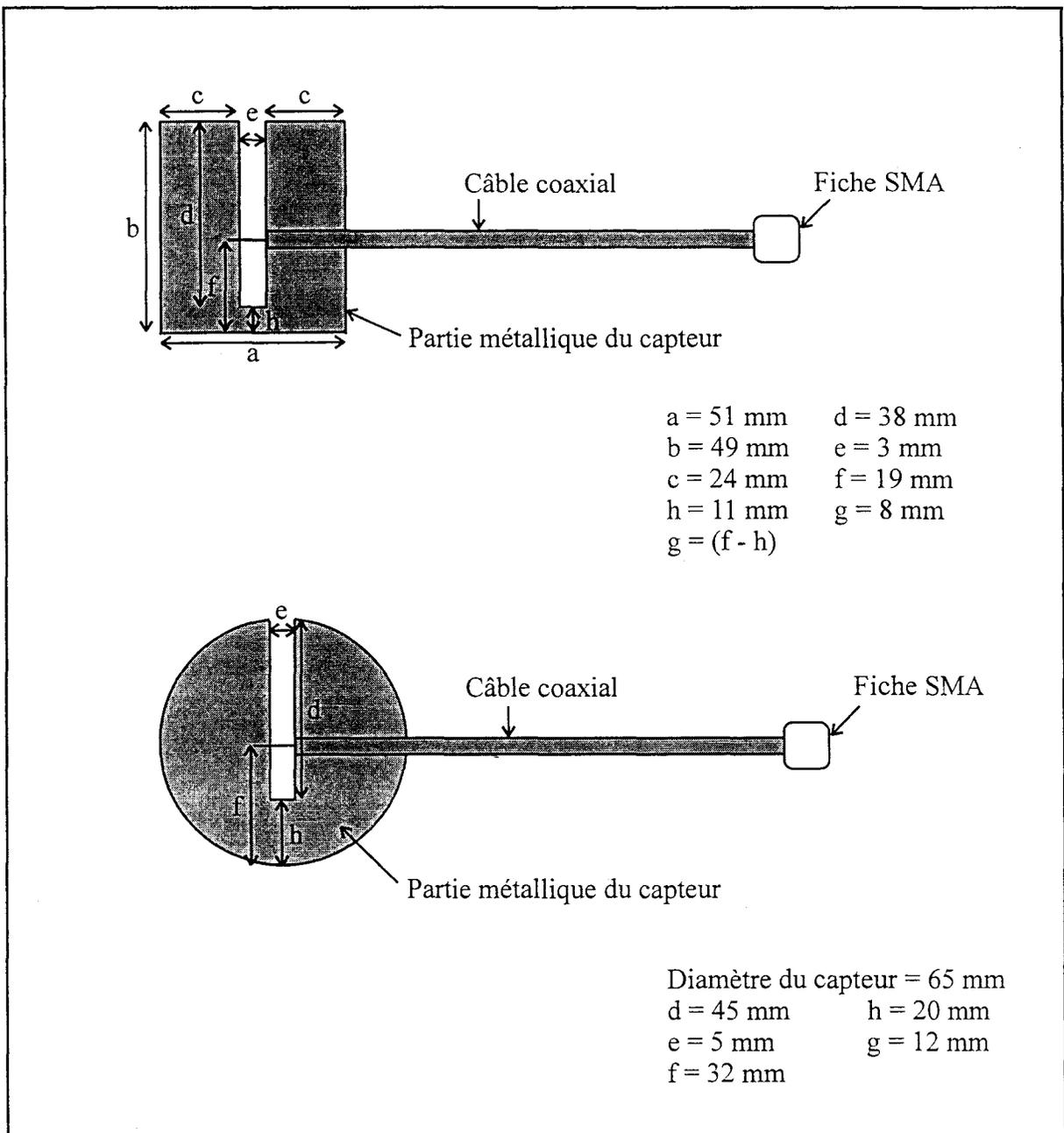


Figure II-17: Capteurs radiométriques réalisés.

IV ETUDE THEORIQUE ET CONCEPTION DES "CAPTEURS FROIDS"

IV-1 "Capteurs froids" sans substrat diélectrique

Dans une première étape, nous avons étudié et réalisé deux types de capteurs de taille et de forme différentes : rectangulaire et circulaire, dépourvus de substrat diélectrique (**figure II-17**) dont les dimensions ont été déterminées à partir du modèle électromagnétique précédemment décrit. Ces capteurs ont ensuite été utilisés lors des expérimentations sur sites industriel (chapitre 3) où ils ont été associés aux radiomètres 1,575 GHz bande large et bande étroite (**photographie III-5 et III-7**).

IV-1-1 Capteur rectangulaire

IV-1-1-1 Adaptation électromagnétique

Les évolutions fréquentielles théoriques du coefficient de réflexion à l'entrée du capteur placé dans l'air sont présentées sur la **figure II-18**, pour deux positions du point d'excitation (connexion au câble coaxial en $g = 7$ mm et $g = 9$ mm). Le pas de maillage choisi correspond à 2 mm pour Δx et 1,7 mm pour Δz . Les calculs ont été effectués tous les 10 MHz.

Nous constatons que le capteur est correctement adapté autour des fréquences 1,59 et 1,66 GHz avec des valeurs du coefficient de réflexion $|S_{11}|$, inférieures à -20 dB. Les bandes passantes à -10 dB sont respectivement égales à 175 et 223 MHz. La présence d'un plan métallique placé parallèlement à 5,2 cm du capteur (afin de simuler la présence d'un boîtier) entraîne un faible décalage en fréquence accompagné d'un faible élargissement de la bande passante. Nous obtenons ainsi, respectivement pour les positions $g = 7$ mm et $g = 9$ mm, une bande passante de 198 MHz autour de 1.52 GHz et 260 MHz autour de 1.6 GHz.

Lors de la réalisation pratique de ce capteur nous avons choisi une position g égale à 8 mm pour le positionnement du câble coaxial. L'évolution fréquentielle du coefficient de

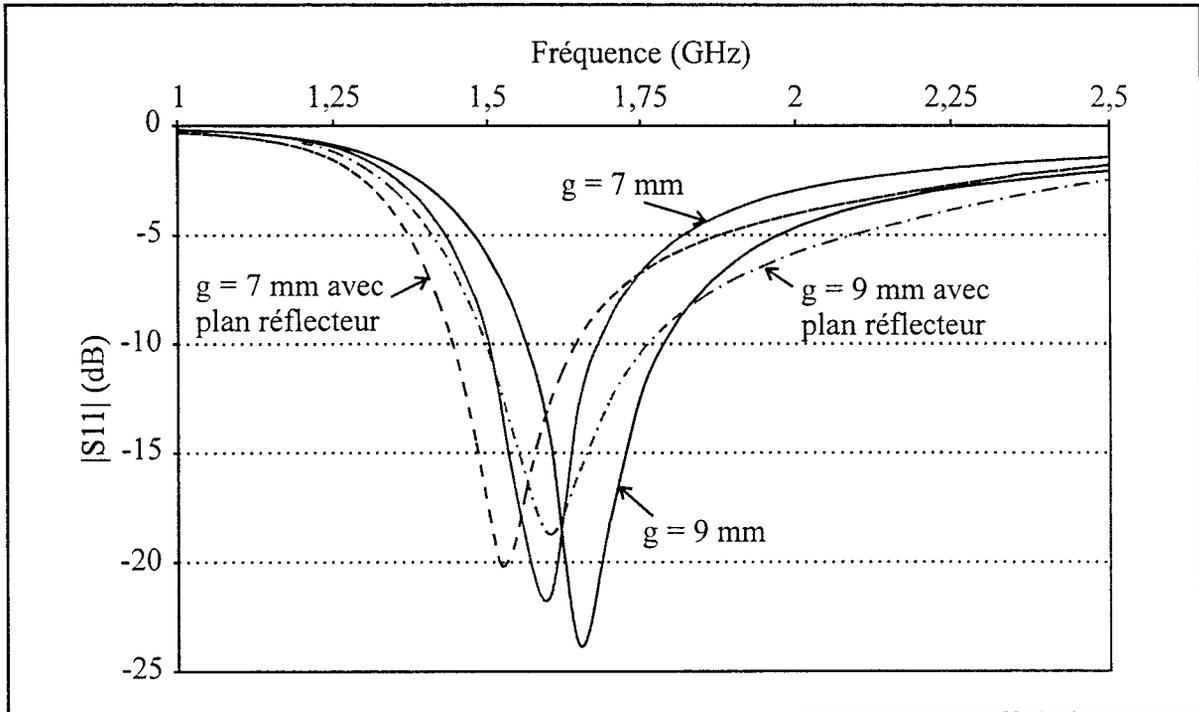


Figure II-18 : Evolutions fréquentielles théoriques du coefficient de réflexion à l'entrée du capteur rectangulaire.

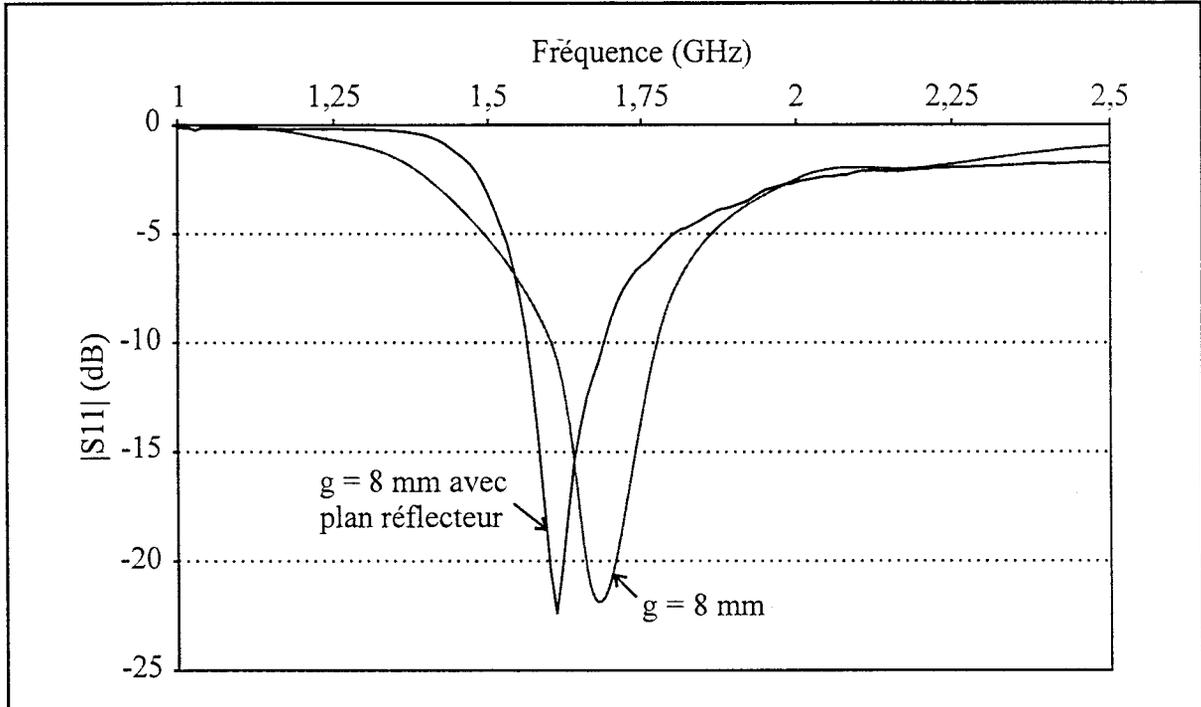


Figure II-19 : Evolutions fréquentielles expérimentales du coefficient de réflexion à l'entrée du capteur rectangulaire placé dans son boîtier.

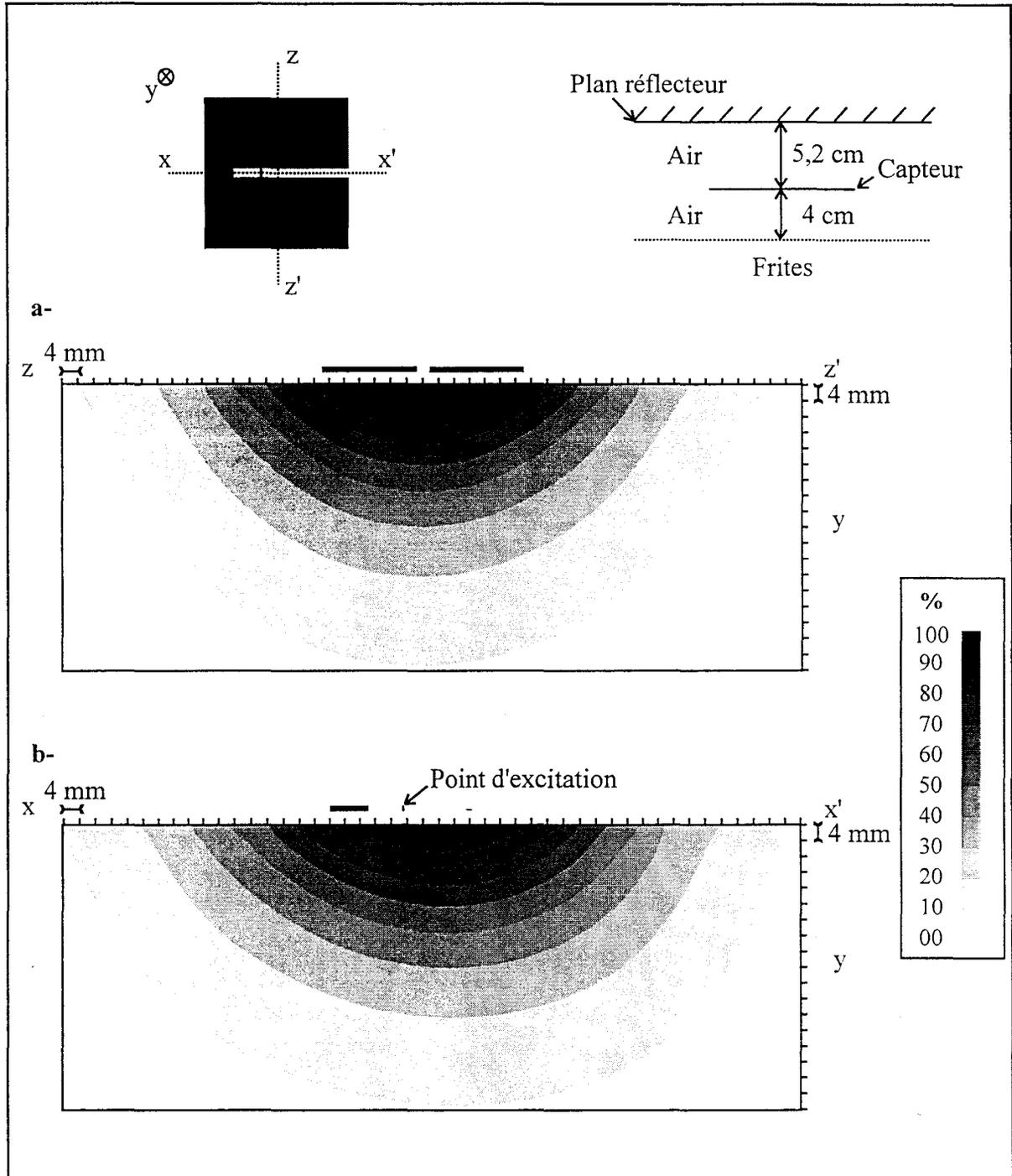


Figure II-20 : Diagramme de réception du capteur placé à 4 cm d'un tapis de frites surgelées (fréquence considérée : 1,575 GHz)
 a- dans le plan yOz
 b- dans le plan xOy .

réflexion de ce capteur avec et sans boîtier est présentée sur la **figure II-19**. La distance entre le capteur et le fond du boîtier a été fixée à 5,2 cm. Les mesures ont été effectuées au niveau de la fiche SMA soudée au câble coaxial.

L'allure des relevés expérimentaux est tout à fait similaire aux résultats théoriques obtenus (**figure II-18**). Avec et sans boîtier, les fréquences de meilleure adaptation sont de 1,61 GHz ($|S_{11}| = -22$ dB) et 1,68 GHz ($|S_{11}| = -22$ dB) avec des bandes passantes à -10 dB respectivement égales à 126 et 172 MHz.

Le modèle fournit des résultats tout à fait convenables comparé aux relevés expérimentaux, il permet donc de juger correctement le niveau d'adaptation électromagnétique d'un capteur froid placé dans l'air. La précision de ces résultats est de l'ordre de 5 % ce qui est tout à fait suffisant compte tenu de la marge d'erreur sur le positionnement (en pratique) du câble coaxial par simple soudure. Il est également intéressant de rappeler que notre modèle théorique ne prend pas en compte les bords du boîtier métallique associé au capteur.

Expérimentalement, les valeurs moyennes du coefficient de réflexion dans la bande passante du radiomètre (1,534-1,6 GHz) sont inférieures à -10 dB. Ce capteur peut donc être utilisé de manière optimale en tant que capteur radiométrique.

IV-1-1-2 Diagramme de réception

La **figure II-20** représente, pour la fréquence de 1,575 MHz, le diagramme de réception théorique du capteur rectangulaire placé à 4 cm d'un tapis de frites surgelées. Le plan réflecteur a été placé à 5,2 cm du capteur pour simuler la présence du boîtier métallique.

Seul le produit dissipatif (frites) contribue au diagramme de réception. L'isopuissance à 10% définit la zone de vision du capteur radiométrique à l'intérieur du produit. Celle-ci s'étend sur une largeur de 17,6 cm et une profondeur de 7,8 cm dans le plan yoz et sur une largeur de 18,8 cm et une profondeur de 7,12 cm dans le plan xoy. Ce capteur peut donc être utilisé pour le contrôle radiométrique, à distance, de la température volumique moyenne d'un tapis de frites lors d'un processus de surgélation.

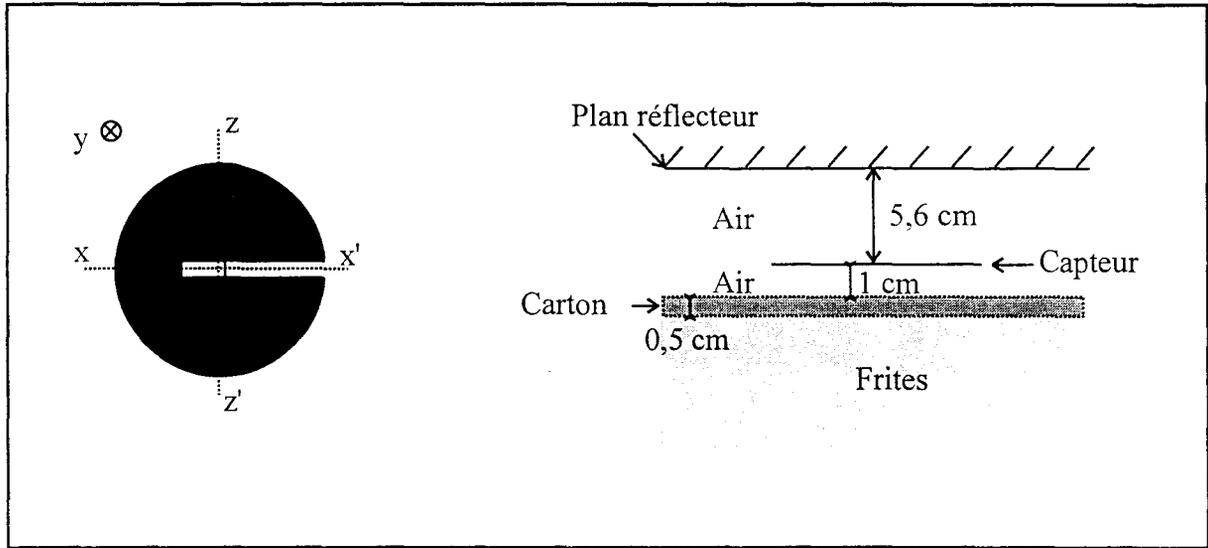


Figure II-21 : Configuration retenue pour l'analyse théorique.

IV-1-2 Capteur circulaire

La configuration retenue pour l'analyse théorique et l'optimisation de ce capteur est schématisée sur la **figure II-21**. Ce capteur est destiné au contrôle radiométrique de température de frites surgelées conditionnées dans un emballage en carton (Chapitre 3). Un plan réflecteur situé à 5,6 cm du capteur simule la présence d'un boîtier métallique.

IV-1-2-1 Adaptation électromagnétique

L'évolution théorique du coefficient de réflexion a été déterminée avec un pas de maillage correspondant à $\Delta x = \Delta z = 2,5$ mm et avec une résolution en fréquence identique à la précédente (tous les 10 MHz).

Les variations fréquentielles du coefficient $|S_{11}|$ pour deux positions du point d'excitation ($g = 13,7$ mm et $g = 16,2$ mm) avec et sans réflecteur sont présentées sur la **figure II-22**. Les évolutions sont semblables à celles observées avec le capteur rectangulaire notamment une diminution de la distance g entraîne une diminution de la fréquence de meilleure adaptation.

Pour chaque cas simulé (**tableau III-1**), nous constatons une bonne adaptation du capteur autour de 1,5 GHz avec des bandes passantes à -10 dB et à -6 dB fort satisfaisantes.

Cas simulé	Fréquence d'adaptation optimale	Bande passante	
		à -10 dB	à -6 dB
$g = 13,7$ mm, sans plan réflecteur	1,55 GHz	200 MHz	500 MHz
$g = 13,7$ mm, avec plan réflecteur	1,50 GHz	200 MHz	500 MHz
$g = 16,2$ mm, sans plan réflecteur	1,60 GHz	300 MHz	650 MHz
$g = 16,2$ mm, avec plan réflecteur	1,55 GHz	250 MHz	850 MHz

Tableau II-1 : Caractéristiques électromagnétiques

Lors de la réalisation pratique du capteur, nous avons positionné le câble coaxial en $g = 12$ mm. La **figure II-23** présente l'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion relevée lorsque le capteur est posé contre un emballage en carton contenant des frites

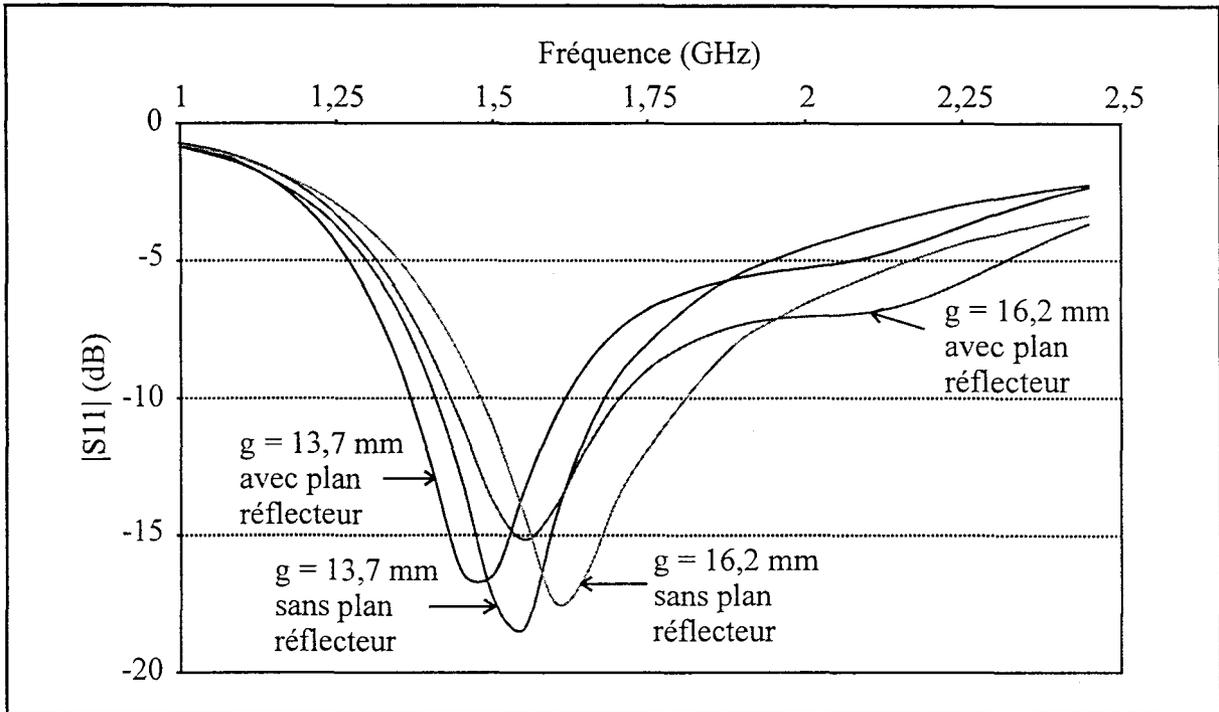


Figure II-22 : Evolutions fréquentielles théoriques du coefficient de réflexion à l'entrée du capteur circulaire (plan réflecteur à 5,6 cm du capteur).

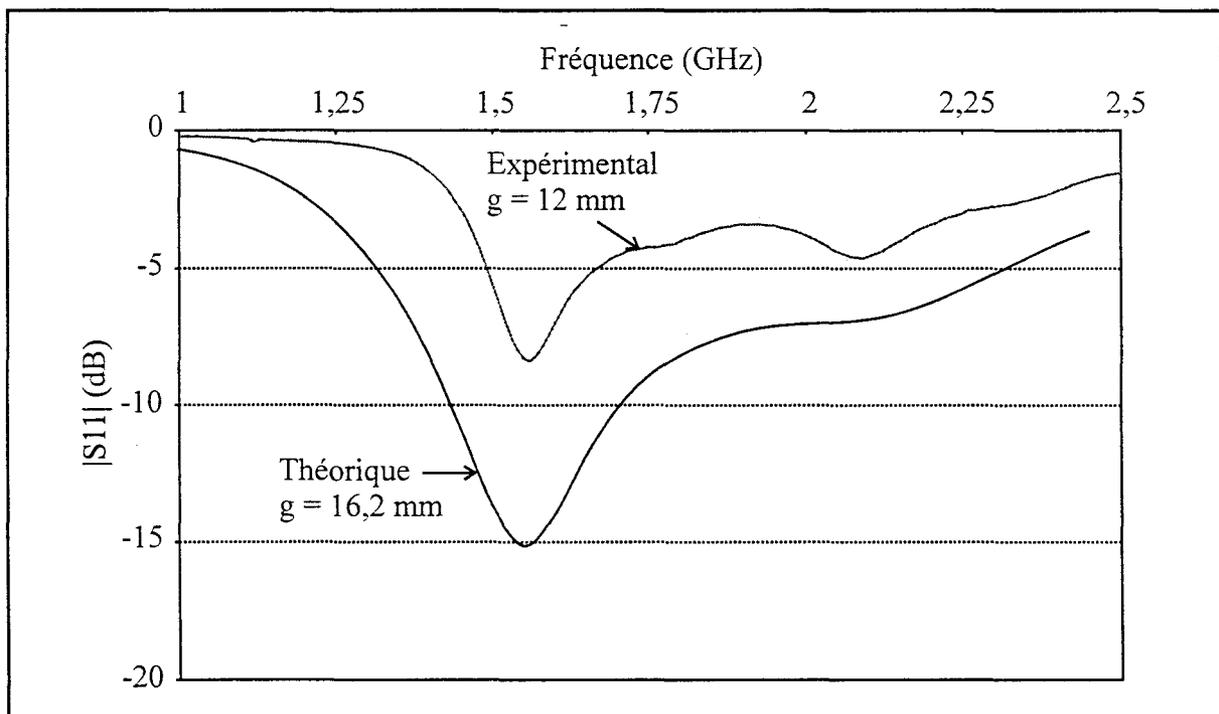


Figure II-23 : Evolutions fréquentielles théoriques et expérimentales du coefficient de réflexion à l'entrée du capteur circulaire.

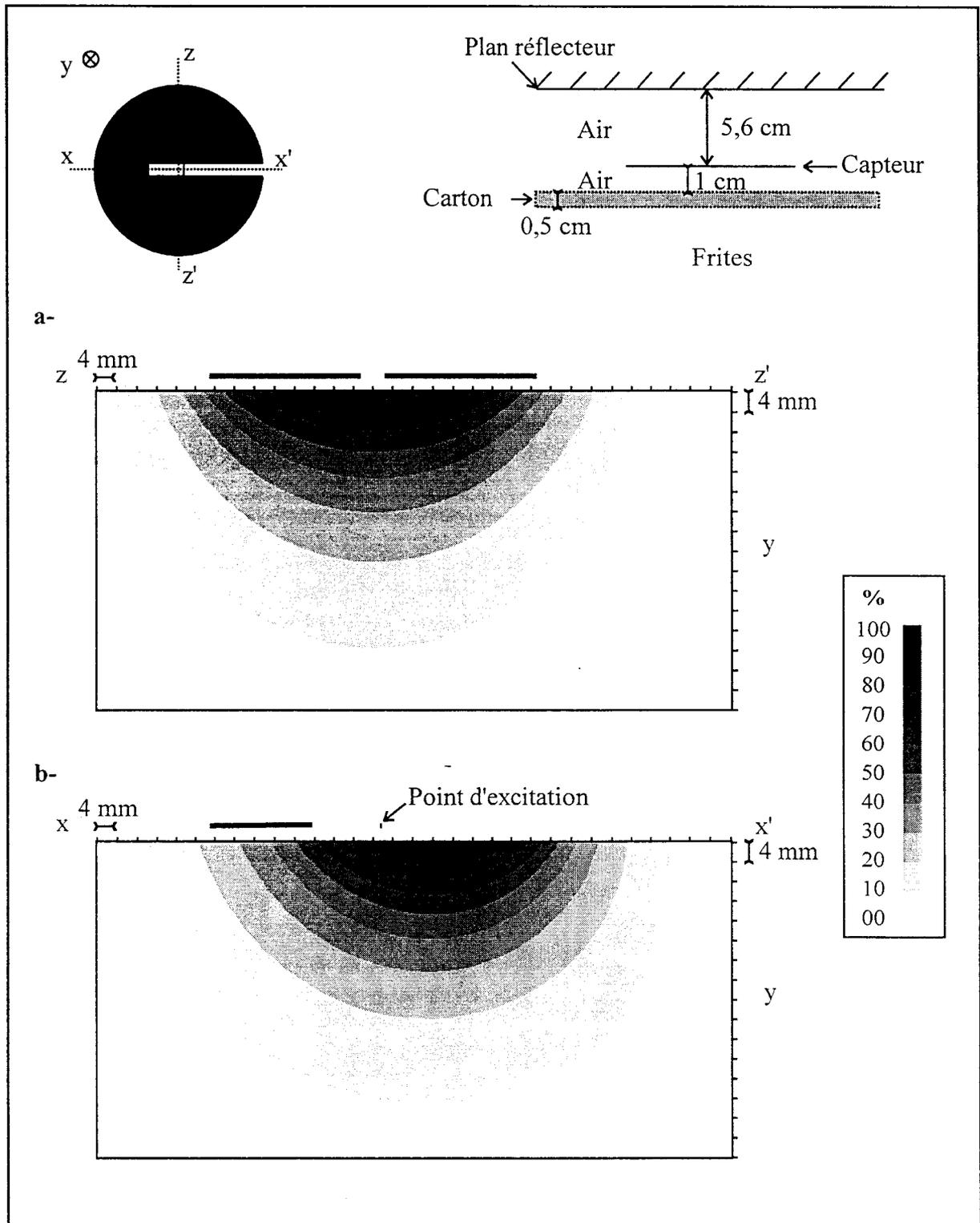


Figure II-24 : Diagramme de réception du capteur au contact d'un carton de frites surgelées (fréquence considérée : 1,575 GHz)

- a- dans le plan yoz
- b- dans le plan xoy.

surgelées ainsi que l'évolution théorique pour une position g égale à 16,2 mm. L'allure générale des deux courbes est identique, cependant nous observons des différences de niveau d'adaptation qui sont probablement dûes aux parois latérales du boîtier relativement proches du capteur ou à la connaissance incomplète des caractéristiques diélectriques du produit.

Expérimentalement, la valeur moyenne du coefficient de réflexion dans la bande passante du radiomètre (1,534-1,6 GHz) est de -7,85 dB. Ce capteur peut donc être utilisé dans ces conditions en tant que capteur radiométrique.

IV-1-2-1 Diagramme de réception

La **figure II-24** représente, pour la fréquence de 1,575 MHz, le diagramme de réception théorique du capteur à l'intérieur de l'emballage en carton contenant les frites surgelées. Le plan réflecteur a été placé à 5,6 cm du capteur.

L'isopuissance à 10% indique que la majeure partie du bruit d'origine thermique contribuant au signal radiométrique provient, dans le plan yOz , d'une zone s'étendant sur 10,4 cm de large et 5,2 cm de profondeur. Dans l'autre plan (xOy), cette zone s'étend sur 10,8 cm de large et 5,3 cm de profondeur. Ce capteur est donc utilisable pour le contrôle radiométrique de la température de frites surgelées à travers un emballage en carton.

IV-1-3 Influence des dimensions géométriques d'un capteur sur l'adaptation

Ce nouveau type de capteur, constitué d'un seul plan métallique est très simple à réaliser. Cependant, afin de limiter le nombre d'essais avant réalisation et dans un but d'optimisation de ses performances, il nous a semblé intéressant à partir du modèle électromagnétique développé, d'étudier de façon systématique l'influence de chaque paramètre dimensionnel sur les caractéristiques d'adaptation au travers de l'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion.

La structure de base du capteur étudié est présentée sur la **figure II-25**. Les calculs ont été réalisés dans l'air avec une résolution fréquentielle de 10 MHz, en considérant un maillage constitué de cellules élémentaires de 2 mm de côté.

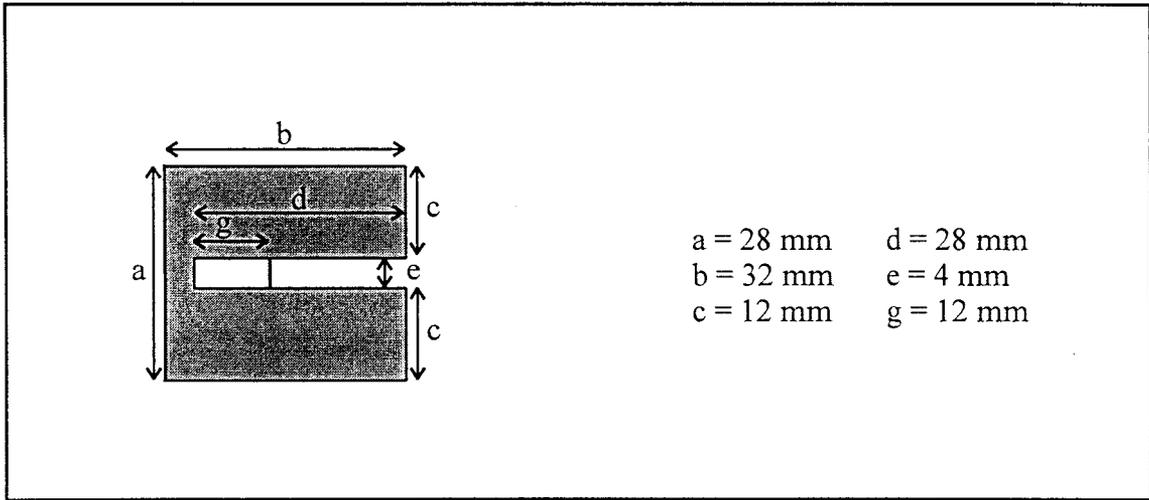


Figure II-25 : Structure de base du capteur.

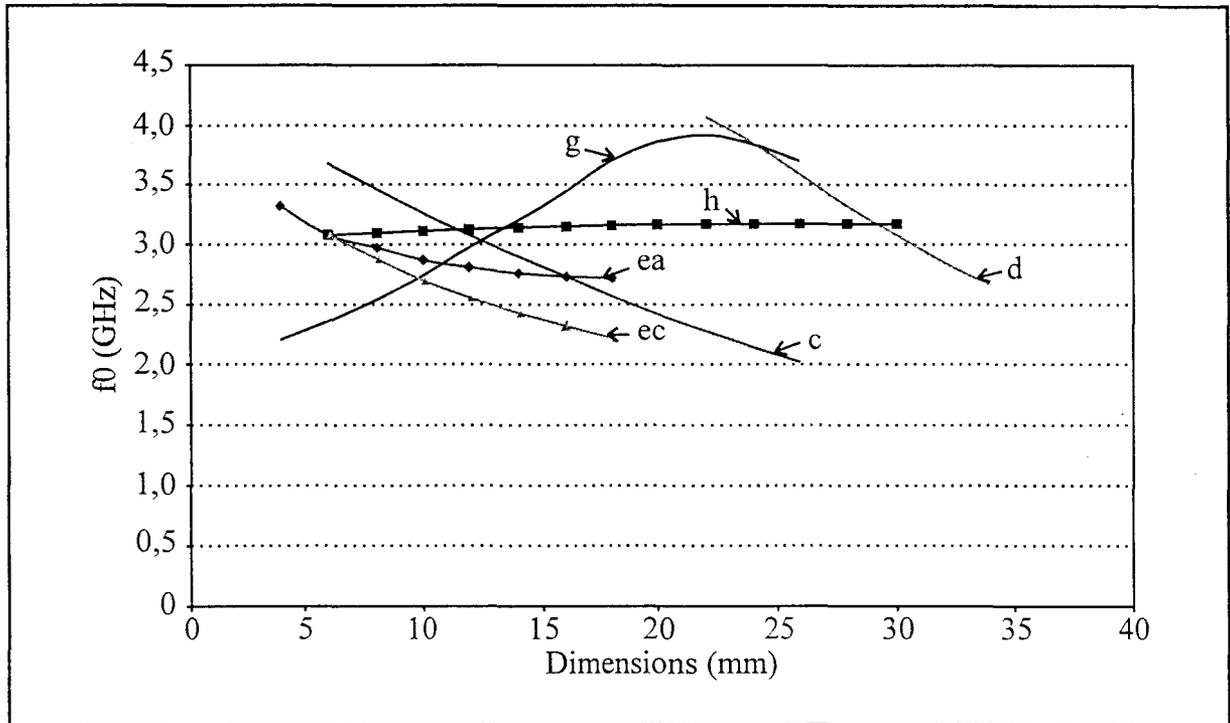


Figure II-26 : Evolutions de la fréquence de meilleure adaptation en fonction des dimensions du capteur.

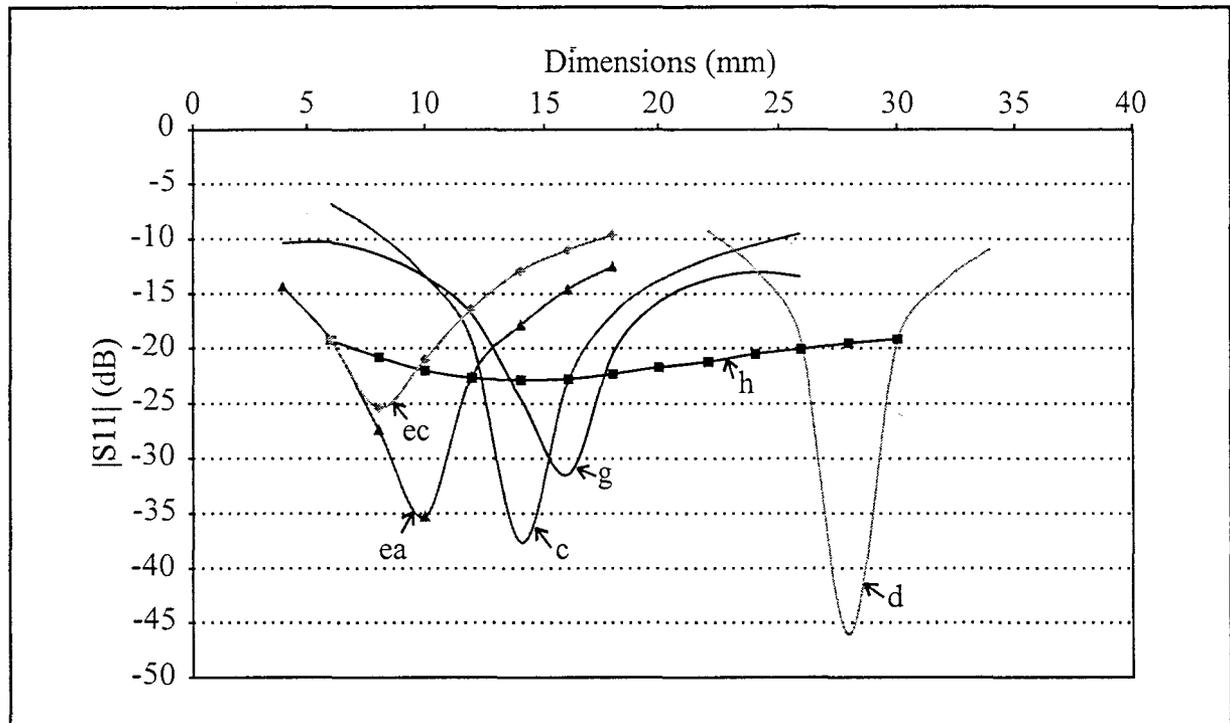


Figure II-27 : Evolutions du coefficient de réflexion en fonction des dimensions du capteur.

Nous avons fait varier, dans une première étape, un seul paramètre géométrique à la fois. Dans chaque cas, nous avons relevé la valeur minimale du coefficient de réflexion ($|S_{11}|_{\min}$), la fréquence de meilleure adaptation (f_0) ainsi que la largeur de la bande passante absolue (Δf) et relative ($\Delta f/f_0$) correspondant à une valeur de $|S_{11}|$ inférieure à -10 dB. Les **figures II-26,27,28,29** présentent l'évolution de ces caractéristiques en fonction des différentes dimensions de la structure : c, d, g et h rappelées sur la **figure II-25**. Les paramètres ea et ec représentent la largeur de l'ouverture rectangulaire respectivement pour a fixée et c fixée.

Les courbes de la **figure II-26** nous permettent de constater que la fréquence de travail (f_0) peut être choisie dans une large gamme de fréquences allant de 2 GHz à 4 GHz pour le capteur spécifique étudié. Un décalage vers l'ouverture de la fente du point de contact entre le câble coaxial et le capteur (paramètre g) entraîne une augmentation de la fréquence de travail. Pour ce type de capteur c'est l'élément clé du réglage de cette fréquence. Lorsque les dimensions c, d et e augmentent, la fréquence de meilleure adaptation diminue. Par contre, la dimension h joue un rôle négligeable bien que sa présence soit obligatoire.

L'observation des courbes de la **figure II-27**, nous amène à conclure que tous les paramètres géométriques du capteur présentent une valeur particulière conduisant à une adaptation optimale (bien inférieure à -10 dB) du capteur au milieu environnant. Il est donc toujours possible d'obtenir une adaptation correcte quelle que soit la fréquence de travail choisie en intervenant sur l'un ou plusieurs de ces paramètres. Nous remarquons également que tous les paramètres dimensionnels jouent un rôle important sur la valeur du niveau d'adaptation excepté en ce qui concerne la largeur h de la "zone court circuit".

Comme l'indique la **figure II-28**, la bande passante à -10 dB est généralement supérieure à 200 MHz. Une augmentation de la largeur e de l'ouverture entraîne une diminution de la bande passante plus ou moins importante en fonction de la valeur des paramètres a et c. L'influence de la largeur h de la "zone court circuit" est toujours négligeable. Par contre, les dimensions c, d et g présentent une valeur particulière pour laquelle la largeur de la bande passante passe par un maximum. En particulier, le positionnement du point de connexion entre le capteur et le câble coaxial (paramètre g) est à

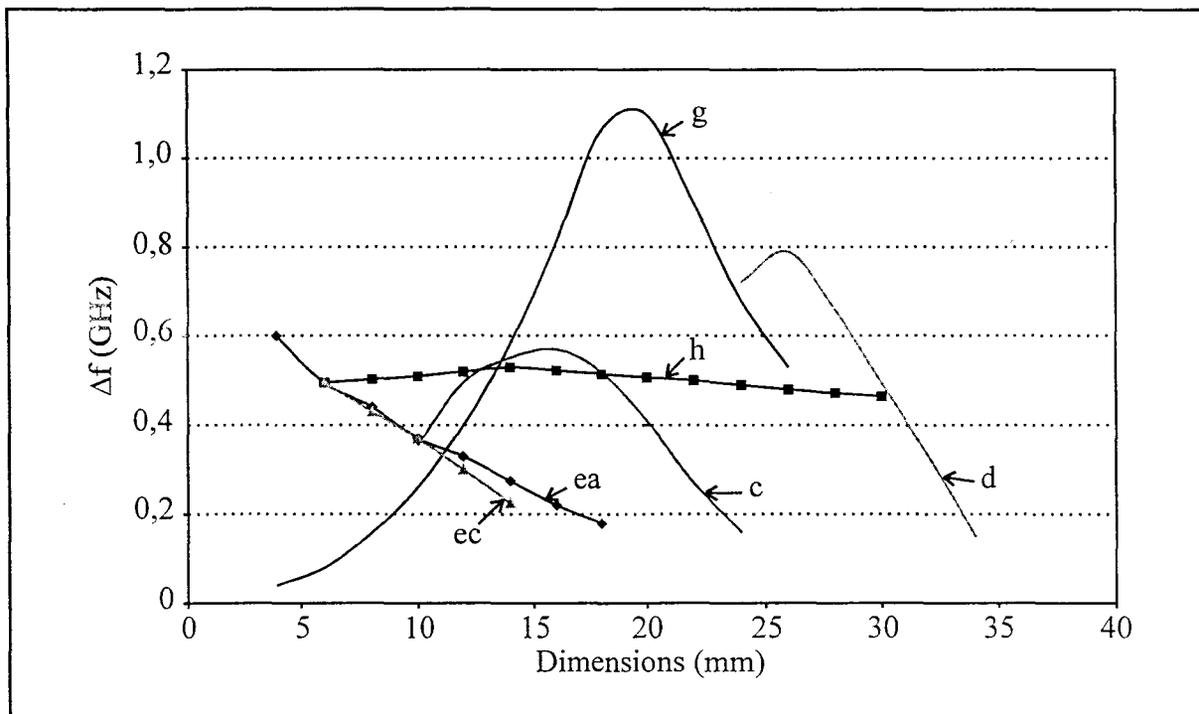


Figure II-28 : Evolutions de la bande passante en fonction des dimensions du capteur.

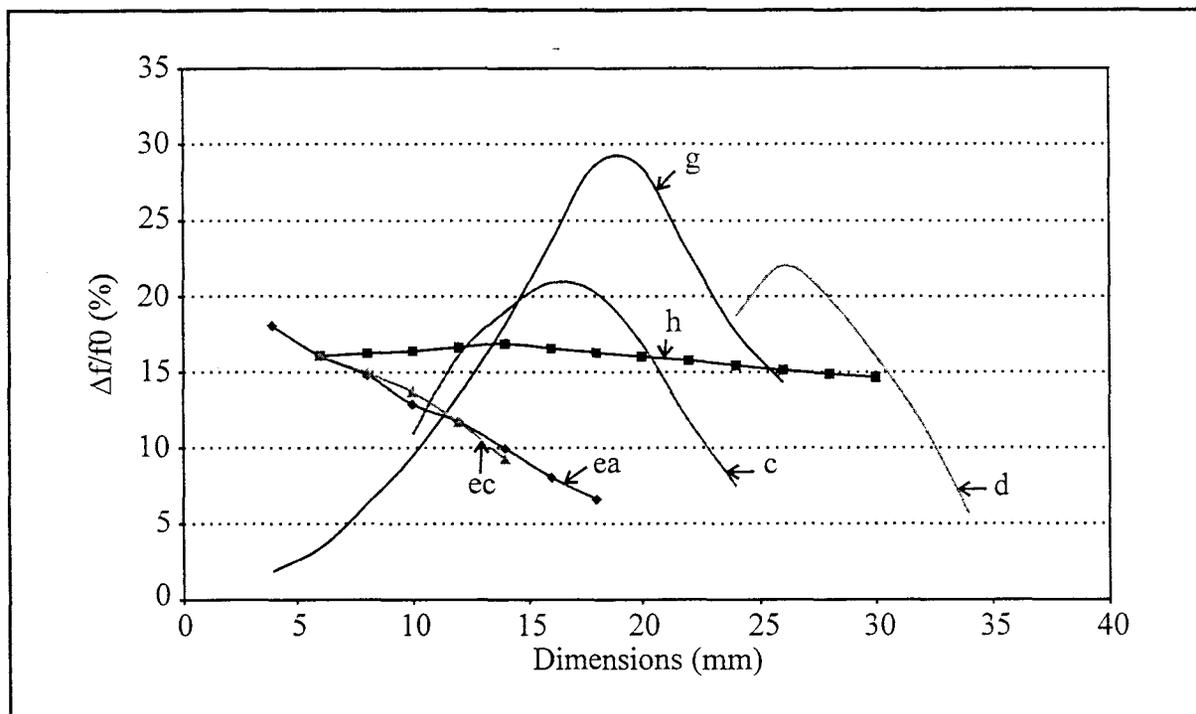


Figure II-29 : Evolutions de la bande passante relative en fonction des dimensions du capteur.

nouveau très influent; sa position permet en effet, de passer de 40 MHz à 1130 MHz pour le cas considéré.

Une autre représentation possible concerne la bande passante relative dont les évolutions sont données sur la **figure II-29**. Cette quantité permet de qualifier la nature du capteur. En effet, selon le choix des paramètres géométriques, ce capteur est à bande étroite (2 %) ou à large bande pour la plupart des cas de figure (jusqu'à 30 % environ).

L'influence de la présence d'un plan réflecteur sur les paramètres d'adaptation du capteur est également présentée dans le **tableau II-2**. La variable considérée est la distance entre le plan réflecteur et le plan du capteur. Les dimensions de celui-ci correspondent à celles proposées sur la **figure II-25**.

Distance(cm)	$ S_{11} _{\min}$ (dB)	f_0 (GHz)	Δf (MHz)	$\Delta f/f_0$ (%)
1	-4,84	2,96		
1,5	-9,99	2,91		
1,75	-13,49	- 2,89	285	9,9
2,5	-42	2,9	565	19,5
3,5	-22,78	3,08	740	24,0
5	-18,14	3,13	450	14,4
10	-18,7	3,11	460	14,8
15	-17,68	3,1	450	14,5
∞	-19,25	3,08	495	16,1

Tableau II-2: Influence de la présence d'un boîtier sur les caractéristiques du capteur.

Jusqu'à une distance d'environ 5 cm, la présence du plan réflecteur agit sur les valeurs du niveau d'adaptation, de la fréquence f_0 ainsi que sur celle de la bande passante. Au-delà de cette distance, l'effet devient négligeable sur les caractéristiques d'adaptation.

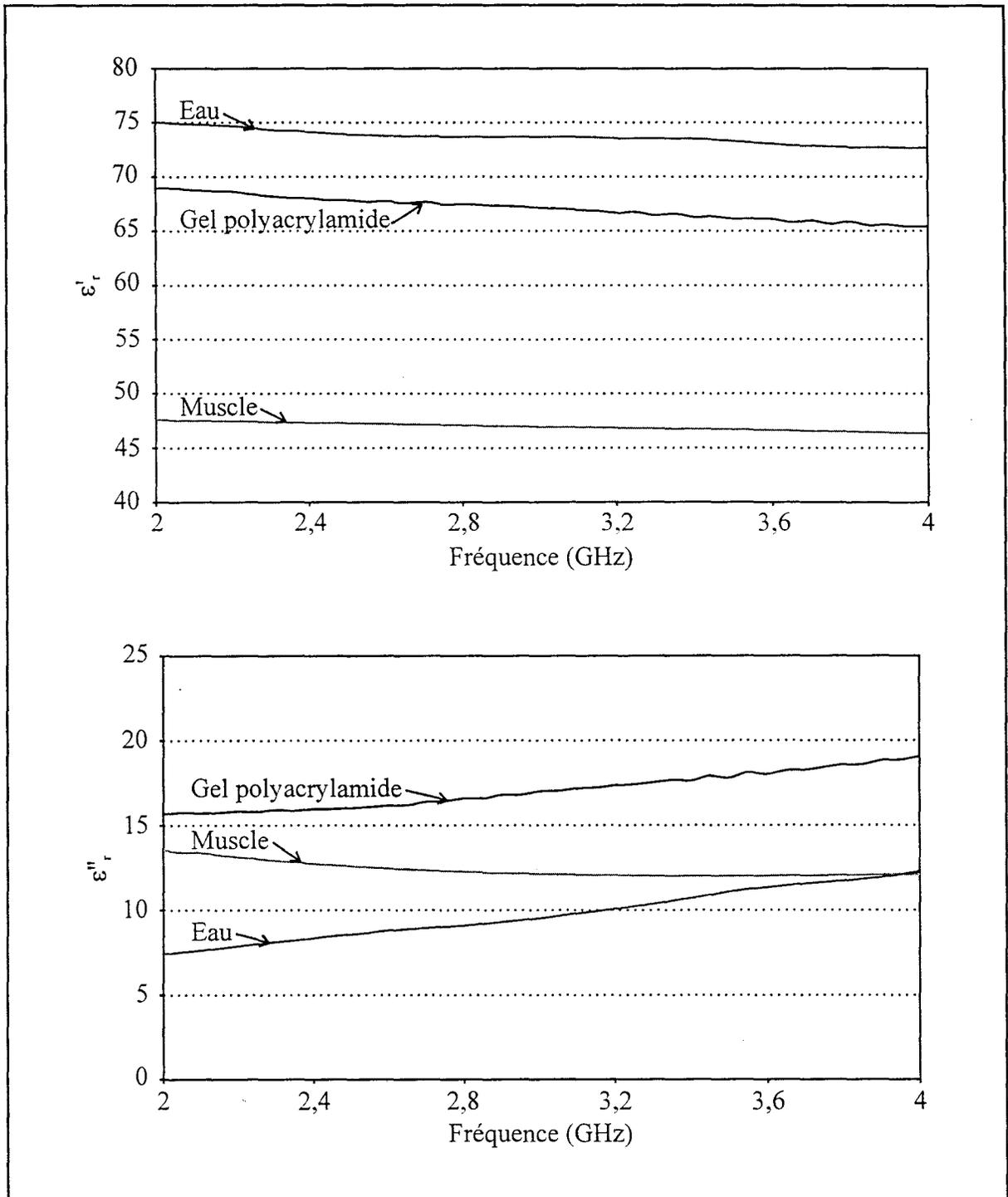


Figure II-30 : Evolutions fréquentielles des permittivités relatives ϵ' , et ϵ'' , du muscle, du gel polyacrylamide et de l'eau.

Cette étude systématique permet donc de mettre en lumière l'importance des différentes dimensions du capteur sur les caractéristiques de l'adaptation électromagnétique. Les résultats obtenus fournissent au concepteur les moyens d'intervenir en toute connaissance de cause, sur tel ou tel paramètre afin de respecter le cahier des charges lié à la fabrication du capteur (fréquence de travail, bande passante, dimensions externes maximales, ...).

IV-2 "Capteurs froids" avec substrat diélectrique

Dans l'étude menée précédemment, le milieu diélectrique dans lequel baigne le capteur était constitué uniquement d'air. Dans le cadre d'applications biomédicales le capteur est cette fois utilisé au contact du tissu musculaire humain (chapitre 3). Dans ce cas, les propriétés diélectriques du milieu sont fort différentes, celui-ci présentant en particulier des pertes importantes. Les évolutions fréquentielles des permittivités relatives ϵ_r' et ϵ_r'' du muscle sont illustrées sur la **figure II-30**, ainsi que celles de deux constituants (milieux fantômes) de nature diélectrique voisine sur lesquels ont d'abord été menés les essais : le gel polyacrylamide et l'eau.

La structure du capteur est représentée sur la **figure II-31**. Il est destiné à fonctionner avec le radiomètre centré sur 3,2 GHz large bande (500 MHz).

IV-2-1 Adaptation électromagnétique

Les évolutions théoriques du coefficient de réflexion du capteur en fonction de la fréquence ont été déterminées lorsque celui-ci est placé au contact du muscle, du gel polyacrylamide et de l'eau du robinet. Lors des simulations, le pas de maillage a été fixé à 0,5 mm pour Δx et Δz .

Pour les trois milieux dissipatifs considérés, nous constatons que la fréquence d'adaptation optimale varie peu, de même que la largeur de la bande passante (**figure II-32**). Le capteur est correctement adapté ($|S_{11}| < -10$ dB) sur une large bande de l'ordre de 900 MHz aux alentours de 3,2 GHz.

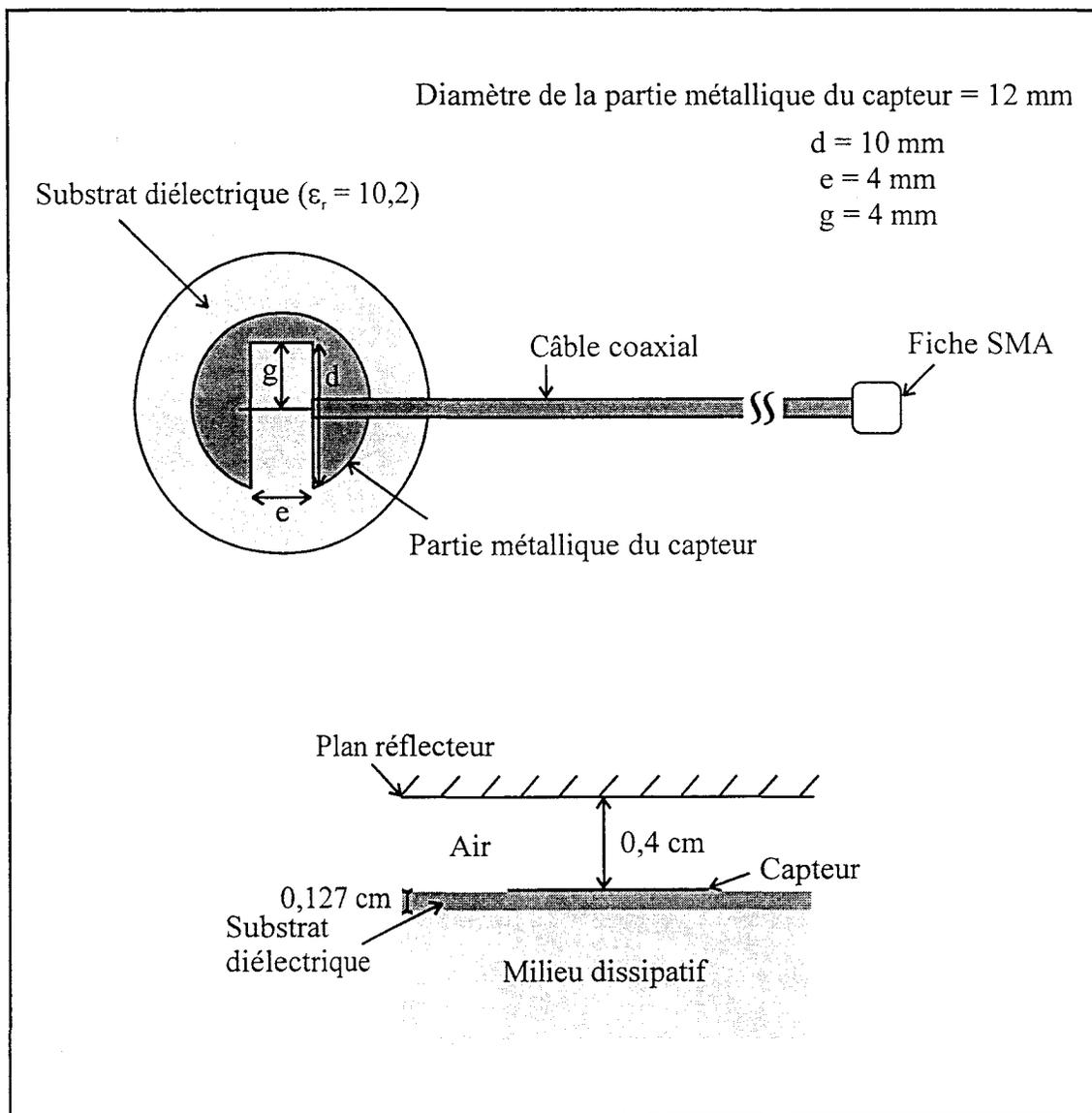


Figure II-31 : Structure du capteur et configuration retenue.

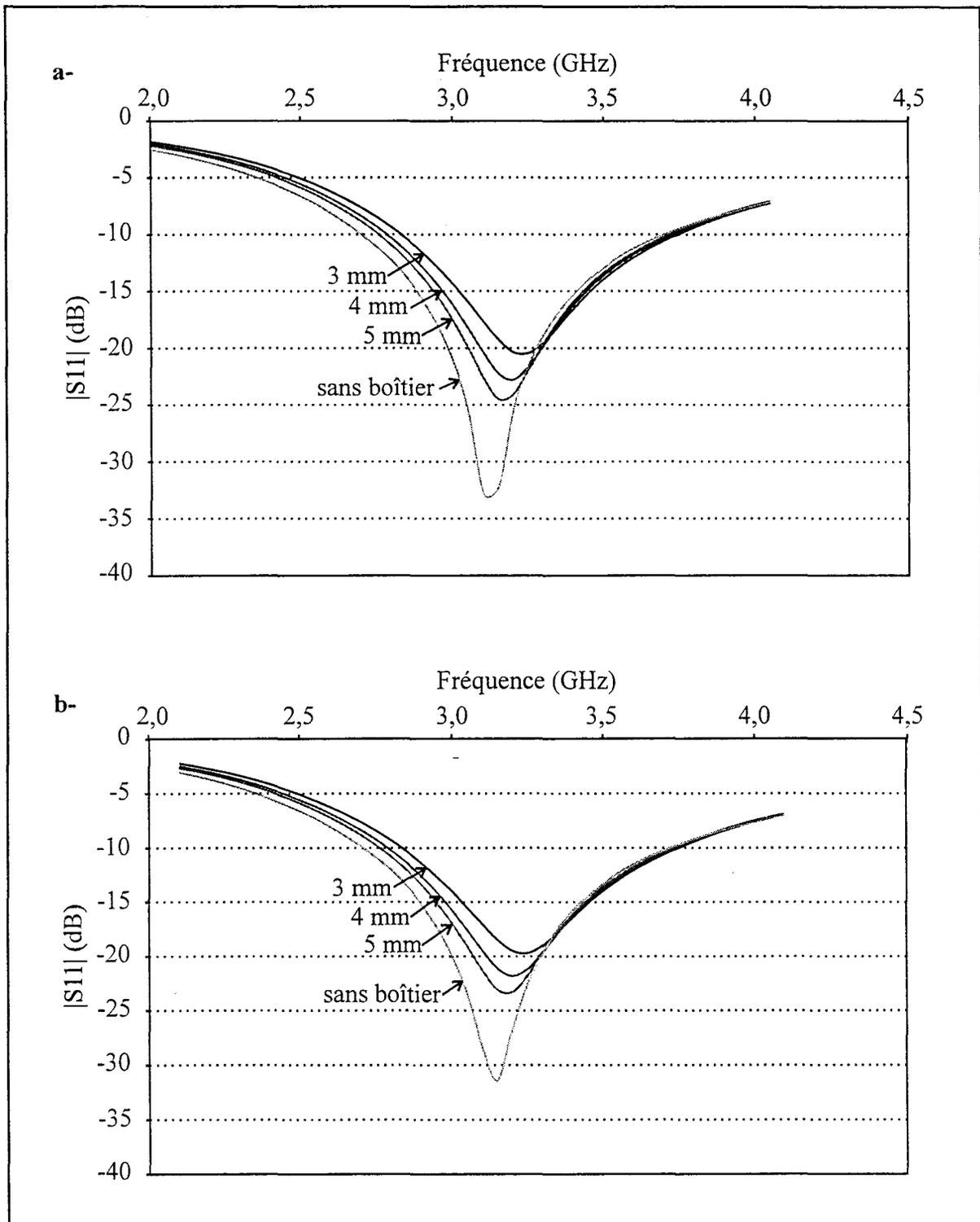


Figure II-32 : Relevés fréquentiels du coefficient de réflexion à l'entrée du capteur ($g = 5,75$ mm) pour différentes profondeurs de boîtier lorsque le capteur est au contact :
a- du gel polyacrylamide
b- de l'eau.

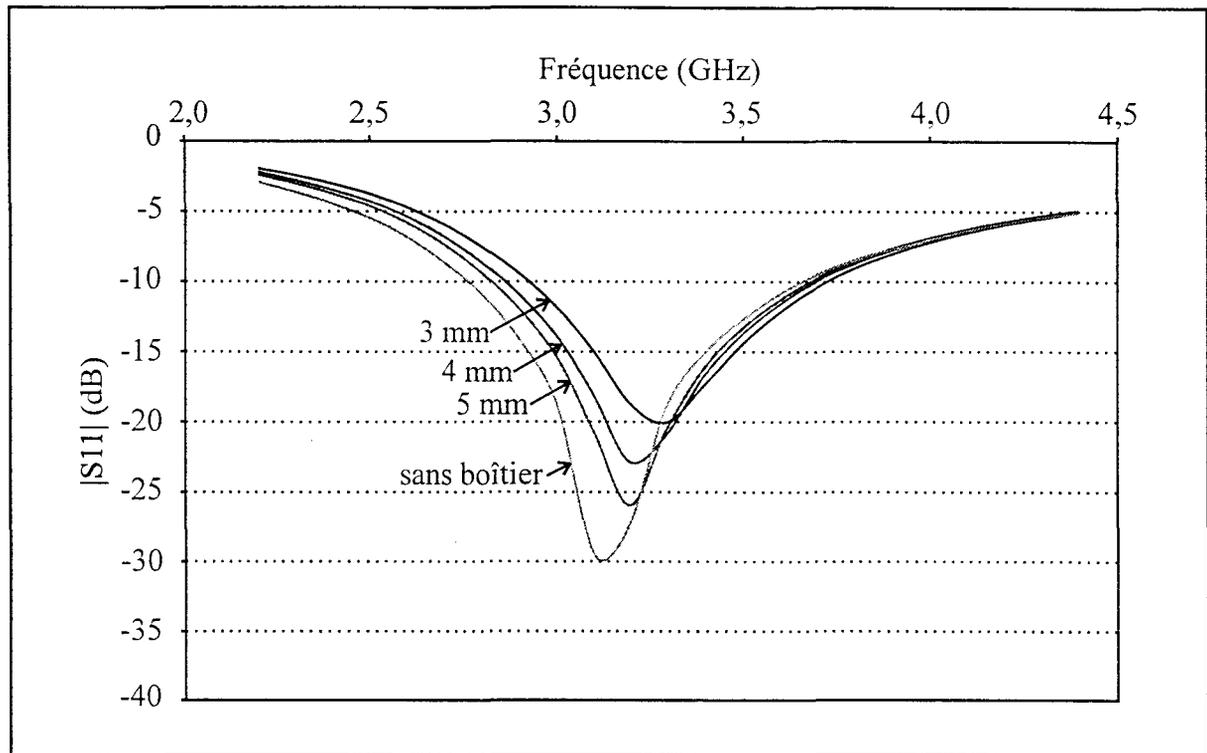


Figure II-32c : Relevés fréquentiels du coefficient de réflexion à l'entrée du capteur ($g = 5,75$ mm) pour différentes profondeurs de boîtier lorsque le capteur est au contact du muscle.

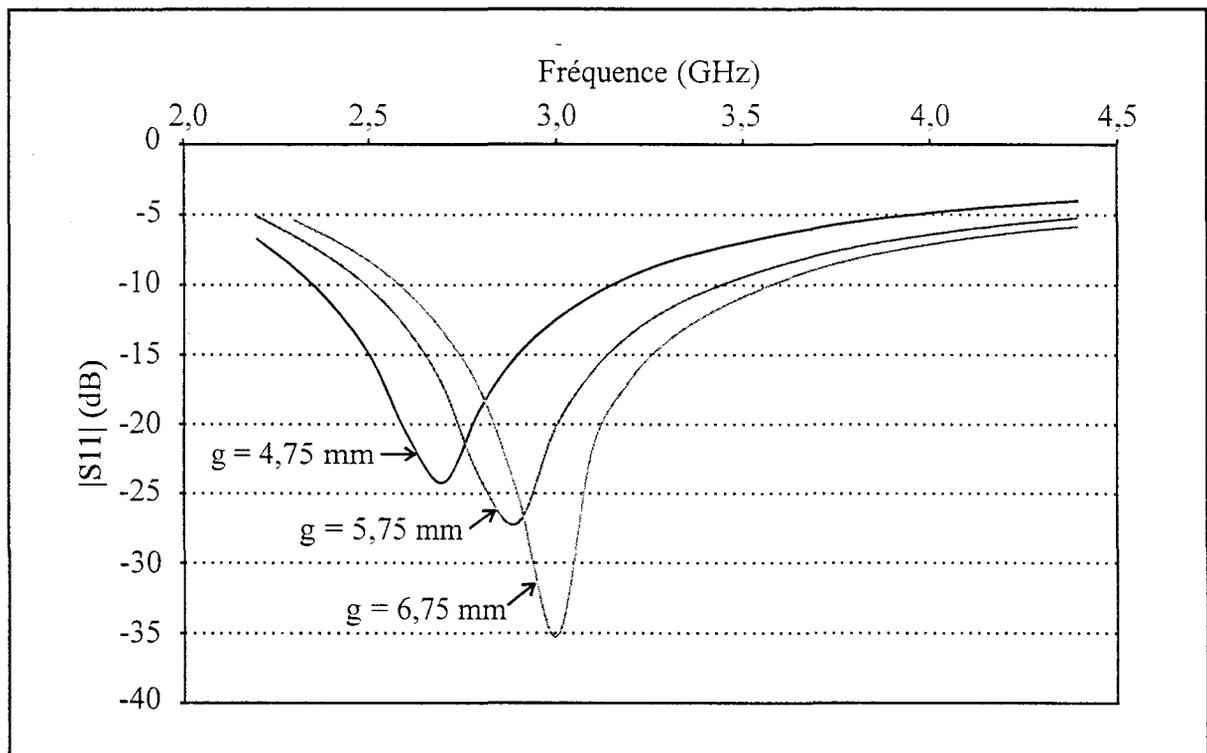


Figure II-33 : Relevés fréquentiels du coefficient de réflexion à l'entrée du capteur pour différentes positions du point d'excitation lorsque le capteur est au contact du muscle.

L'influence de la hauteur d'un boîtier métallique associé au capteur est également représentée sur la **figure II-32**. Nous observons une augmentation de la fréquence optimale d'adaptation, accompagnée d'une hausse du coefficient de réflexion lorsque la hauteur du boîtier diminue. Cependant les niveaux d'adaptation restent tout à fait acceptables autour de 3,2 GHz. Nous pouvons donc réduire la hauteur du boîtier à quelques millimètres seulement, ce qui est particulièrement intéressant pour des applications en périnatalité. Comme dans le cas du capteur sans substrat, la position g du câble coaxial dans l'ouverture est un paramètre très influent sur les caractéristiques de l'adaptation (**figure II-33**).

A partir de ces simulations, nous avons réalisé le capteur sur lequel le point de connexion avec le câble coaxial a été placé à 4 millimètres (paramètre g) du court-circuit. Il a ensuite été placé dans un boîtier dont la profondeur a été fixée à 4 millimètres.

La **figure II-34** présente les relevés fréquentiels expérimentaux obtenus lorsque le capteur ainsi réalisé est placé contre le ventre d'un adulte, contre le gel polyacrylamide ou plongé dans une cuve remplie d'eau. Comme en théorie, nous observons peu de variations de la fréquence d'adaptation optimale selon le milieu sur lequel est placé le capteur. Cette bonne concordance des résultats théoriques et expérimentaux nous permet donc d'affirmer à nouveau la validité du modèle pour ce type de structure et, au vu des relevés, de dire que ce capteur convient parfaitement pour être utilisé au contact de tissus musculaires avec un radiomètre centré sur 3,2 GHz et ayant 500 MHz de bande passante.

IV-2-2 Etude qualitative de l'influence des dimensions du capteur sur l'adaptation

Nous avons examiné l'effet des dimensions géométriques du capteur sur ses caractéristiques d'adaptation. Afin de simplifier cette étude, nous avons considéré une structure de base rectangulaire dans laquelle s'inscrit le capteur précédent (de forme circulaire). Ce modèle est présenté sur la **figure II-35**. Nous avons fait varier chaque dimension d'une quantité égale à 0,5 mm correspondant au pas de maillage de la structure.

Le **tableau II-3** résume les conséquences observées sur les caractéristiques d'adaptation suite à divers types de modifications géométriques de la structure de base.

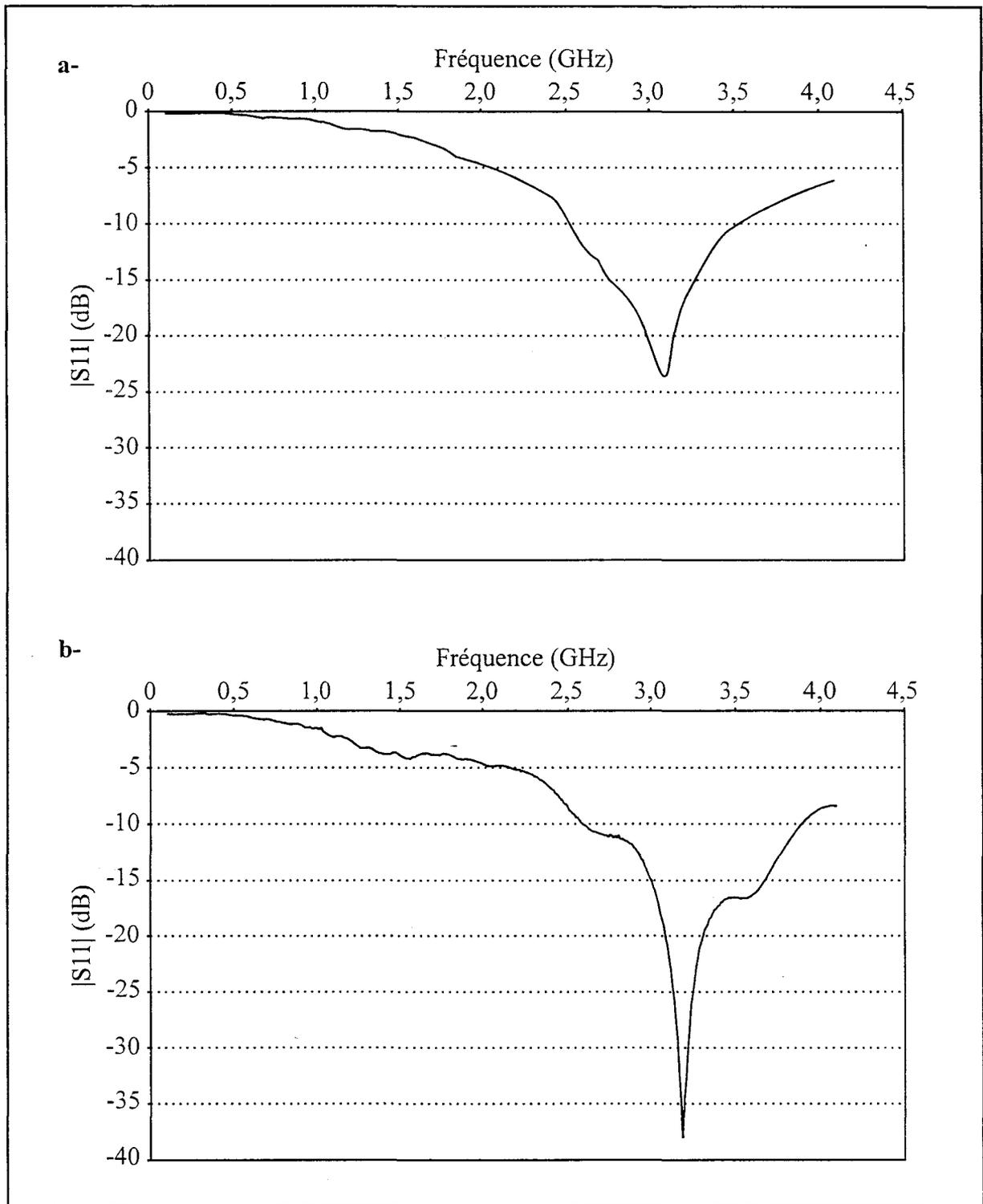


Figure II-34 : Relevés fréquentiels expérimentaux du coefficient de réflexion à l'entrée du capteur placé au contact :
a- du gel polyacrylamide
b- de l'eau.

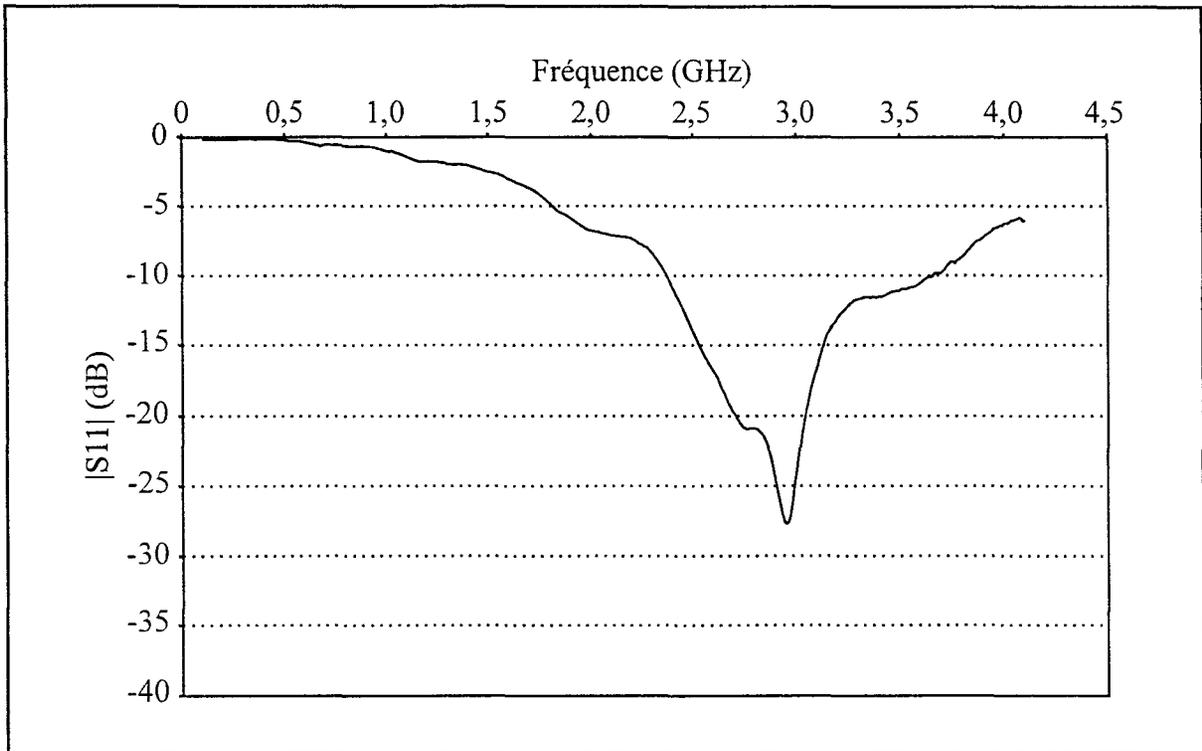


Figure II-34c : Relevé fréquentiel du coefficient de réflexion à l'entrée du capteur placé au contact du muscle.

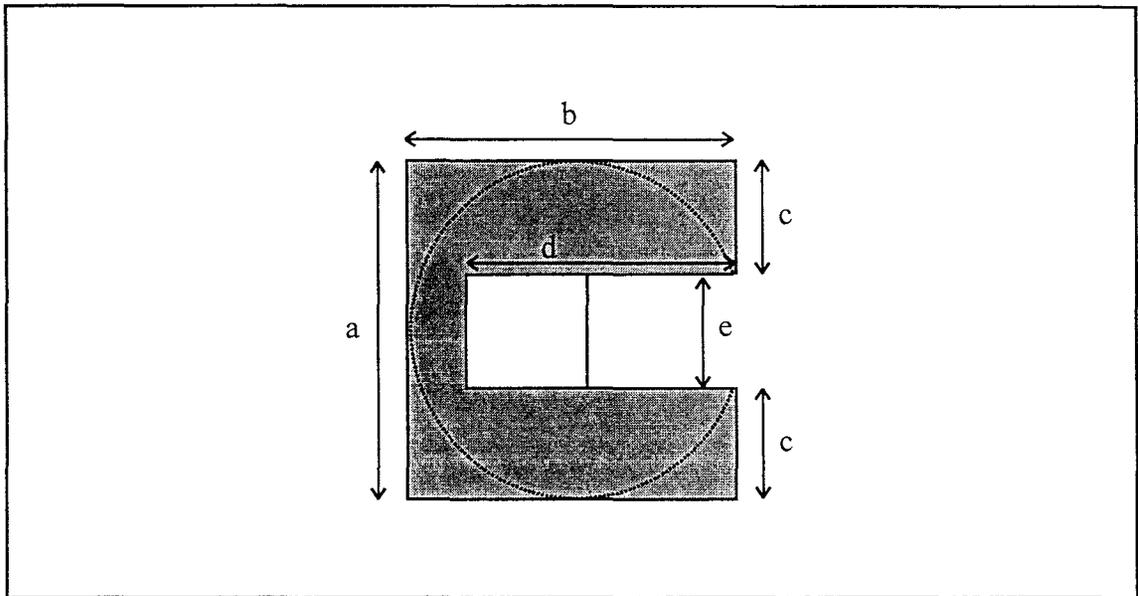


Figure II-35 : Structure de base considérée.

f_0 est la fréquence d'adaptation optimale, Δf la bande passante à -10 dB et $|S_{11}|_{\min}$ est le coefficient de réflexion à la fréquence f_0 d'adaptation optimale.

Type de modification	Conséquences observées
Rectification du profil extérieur Circulaire → Rectangulaire	$f_0 \nearrow$
Augmentation de la dimension b	$f_0 \searrow$, $\Delta f \searrow$
Diminution de la largeur de la fente (e)	$f_0 \nearrow$, $\Delta f \nearrow$, $ S_{11} _{\min} \nearrow$
Diminution de la longueur de la fente (d)	$f_0 \nearrow$, $\Delta f \nearrow$, $ S_{11} _{\min} \searrow$
Augmentation des dimensions a ou c	$f_0 \searrow$, $\Delta f \searrow$, $ S_{11} _{\min} \searrow$

Tableau II-3 : Influence qualitative des dimensions du capteur

La rectification du profil extérieur du capteur ne présente pas un effet négligeable sur certaines caractéristiques, notamment sur la fréquence d'adaptation optimale ce qui tend à montrer que le rayonnement du capteur n'est pas limité aux seules caractéristiques de son ouverture centrale. Quant à l'influence des dimensions géométriques, il semble que celles-ci entraînent les mêmes conséquences sur les caractéristiques d'adaptation que celles observées pour un capteur sans substrat placé dans l'air. La présence du substrat diélectrique et celle du milieu dissipatif de forte permittivité ne modifient donc pas le nombre de degrés de liberté sur lesquels nous pouvons agir pour réaliser un capteur qui obéisse au cahier des charges fixé.

IV-2-3 Simulation prospective

Bien que le capteur modélisé sur la **figure II-31** réponde au cahier des charges fixé pour nos applications, il nous semble intéressant de mener ici une étude prospective visant à optimiser les dimensions d'un capteur en prenant en compte simultanément tous les paramètres dimensionnels.

Pour cela, nous avons envisagé un plan de simulations [32] sur un capteur de forme rectangulaire. En nous appuyant sur les informations obtenues lors de l'étude d'un capteur sans substrat placé dans l'air (**paragraphe IV-1-2**), un plan d'expériences à deux niveaux a été effectué avec comme variables : la largeur 'e' et la longueur 'd' de l'ouverture

Tableau II-4 : Plan de simulations.

essai	moyenne	c	d	e	g	cd	ce	cg	de	dg	eg	cde	cdg	deg	cdeg	fo	BP	s11
1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	1	-1	-1	-1	1	4,35	1900	-21,6
2	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	-1	-1	3,6	1800	-35,2
3	1	-1	1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	1	1	1	-1	2,85	0	-8,7
4	1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	1	-1	-1	1	1	2,1	495	-11,6
5	1	-1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	3,4	1000	-17,8
6	1	1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	1	1	1	2,9	840	-15,5
7	1	-1	1	1	-1	-1	-1	1	1	-1	-1	-1	1	-1	1	2,6	640	-17,9
8	1	1	1	1	-1	1	1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	2,18	650	-21,6
9	1	-1	-1	-1	1	1	1	-1	1	-1	-1	-1	1	1	-1	4,18	1360	-30
10	1	1	-1	-1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	1	1	3,6	1230	-19,5
11	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	-1	1	-1	1	-1	-1	1	3,74	210	-10,1
12	1	1	1	-1	1	1	-1	1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	3,18	1220	-13,2
13	1	-1	-1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	-1	1	3,39	720	-13,9
14	1	1	-1	1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	2,95	580	-12,6
15	1	-1	1	1	1	-1	-1	-1	1	1	1	-1	-1	1	-1	2,96	970	-20,8
16	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	2,57	940	-25,3
fo	3,16	-0,27	-0,39	-0,29	0,16	0,01	0,06	0,03	0,10	0,18	-0,06	0,01	0,00	-0,09	0,00			
BP	910	60	-269	-117	-6	126	-100	29	277	200	16	-91	30	-55	-38			
s11	-18,45	-0,86	0,39	0,29	-0,16	-0,01	-0,06	-0,03	-0,10	-0,18	0,06	-0,01	0,00	0,09	0,00			

f0 (GHz), BP (MHz), S11 (dB)

rectangulaire, la largeur 'c' et la position 'g' du câble coaxial dans l'ouverture. La largeur 'h' du court-circuit n'a pas été prise en compte du fait de sa faible influence.

Le domaine de variations qui a été retenu pour ces paramètres est le suivant :

c	de	6 mm	à	8 mm
d	de	14 mm	à	20 mm
e	de	4 mm	à	8 mm
g	de	10 mm	à	14 mm

Le plan complet de simulations est présenté sur le **tableau II-4**. La valeur de chacune des variables lors de chaque simulation est centrée, réduite et représentée dans le tableau par les états -1 et +1 correspondant aux valeurs extrêmes du domaine de variations.

Nous pouvons remarquer sur le tableau des réponses (**tableau II-4**) que les quatre grandeurs considérées 'c, d, e, g' sont effectivement des termes influents sur la fréquence d'adaptation optimale f_0 . En outre, des interactions entre certaines de ces grandeurs sont nettement significatives, notamment la longueur 'd' de l'ouverture avec l'emplacement 'g' du câble ou la largeur 'e' de l'ouverture.

A partir de ce plan de simulation, nous pouvons établir une formulation polynomiale simplifiée de la fréquence f_0 en fonction des dimensions du capteur :

$$f_0 \text{ (GHz)} \# 3,16 - 0,27c - 0,39d - 0,29e + 0,16g + 0,18d.g + 0,1d.e$$

En ce qui concerne la bande passante, celle-ci est généralement très large et deux paramètres 'd' et 'e' sont plus particulièrement influents, ainsi que leurs interactions avec 'c' et 'g' :

$$\Delta f \text{ (MHz)} \# 910 - 269d - 117e + 277d.e + 200d.g + 126c.d - 100c.e$$

La valeur du coefficient de réflexion à la fréquence f_0 ($|S_{11}|_{\min}$) est en moyenne de l'ordre de -18 dB (dans ce cas de figure) et dépend essentiellement de la largeur 'c'.

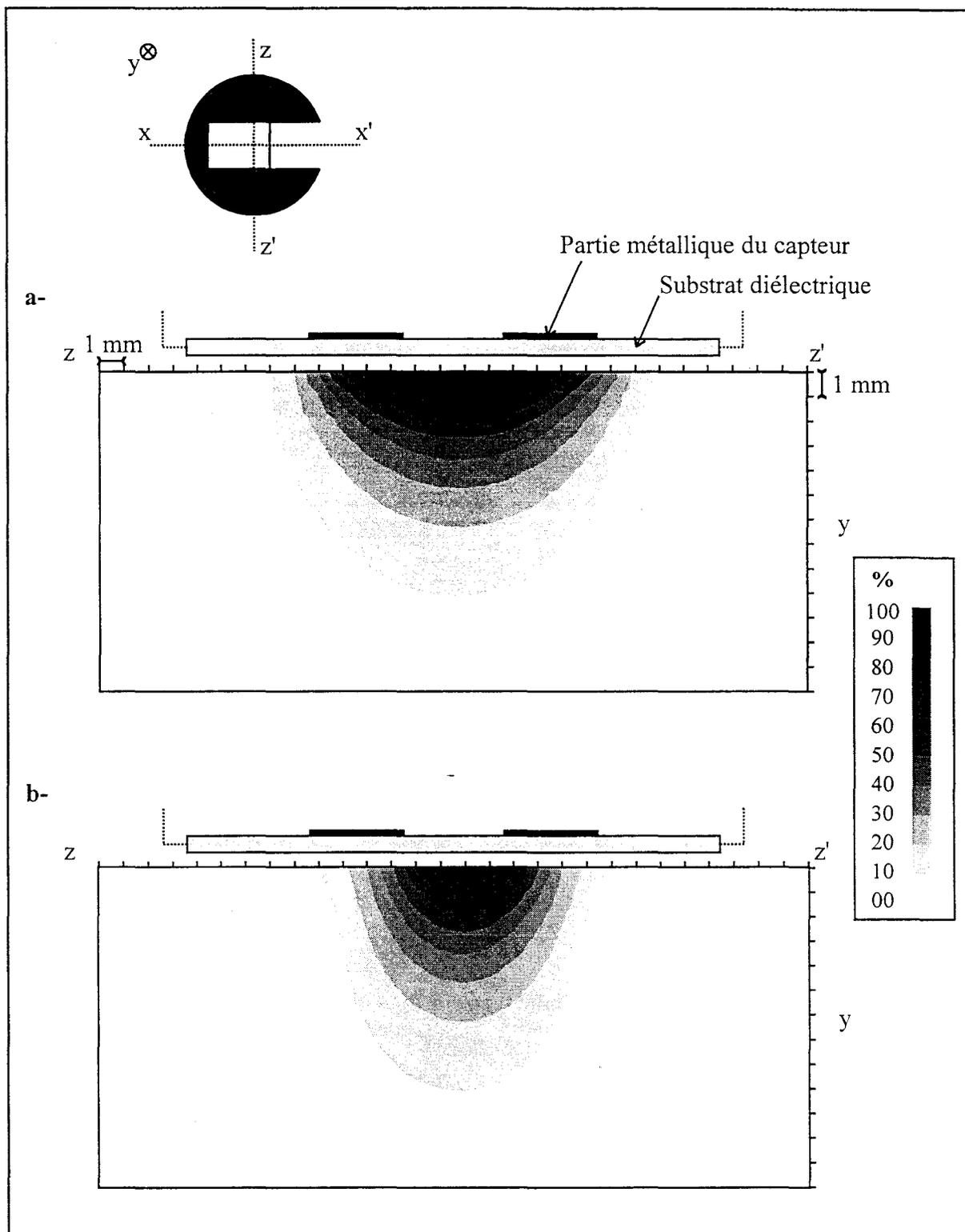


Figure II-36 : Diagramme de réception du capteur dans le muscle (plan yOz)
 a- ensemble des composantes E_x , E_y et E_z
 b- contribution de la composante E_z .

Cependant, compte tenu des évolutions observées pour le capteur sans substrat (**paragraphe IV-1-2**), un plan à trois niveaux permettrait d'améliorer la formulation mathématique reliant ces différentes caractéristiques (f_0 , Δf , $|S_{11}|_{\min}$) aux dimensions du capteur.

Cette approche n'est pas limitative, en fonction de l'application visée, d'autres propriétés pourront également être étudiées et mises sous une forme mathématique simple.

De nombreux paramètres interviennent simultanément avec une plus ou moins grande importance sur une même caractéristique. Ainsi, une étude plus poussée basée cette fois sur une utilisation d'un algorithme génétique permettrait de mieux prendre en compte plusieurs paramètres à la fois, et fournirait les valeurs optimales des dimensions géométriques en fonction des caractéristiques désirées.

IV-2-4 Diagramme de réception

Le capteur considéré est présenté sur la **figure II-31**. Il est placé au contact du muscle puis de l'eau. Les diagrammes de réception calculés pour la fréquence de 3,2 GHz sont présentés suivant plusieurs plans et normalisés par rapport à la valeur maximale dans le volume de calcul.

Les **figures II-36a,b,c** représentent le diagramme de réception du capteur dans le muscle (plan yOz). Nous avons également représenté la contribution des composantes E_x et E_z du champ électrique. La contribution de la composante E_x s'avère négligeable, contrairement à la composante E_z qui est prépondérante. L'isopuissance à 10% couvre une zone s'étendant sur 15,5 mm en largeur et 9 mm en profondeur en regard du capteur. Dans le plan xOy (**figure II-37**), cette même isopuissance couvre une zone de 15,1 mm de large et 9,1 mm de profondeur. Une coupe parallèle au plan du capteur (plan xOz), située à 4 mm de profondeur indique que le niveau de réception maximum se situe dans l'ouverture, sous le conducteur intérieur du câble coaxial. Dans ce plan, l'isopuissance à 10% recouvre une surface de 2,2 cm² (**figure II-38**).

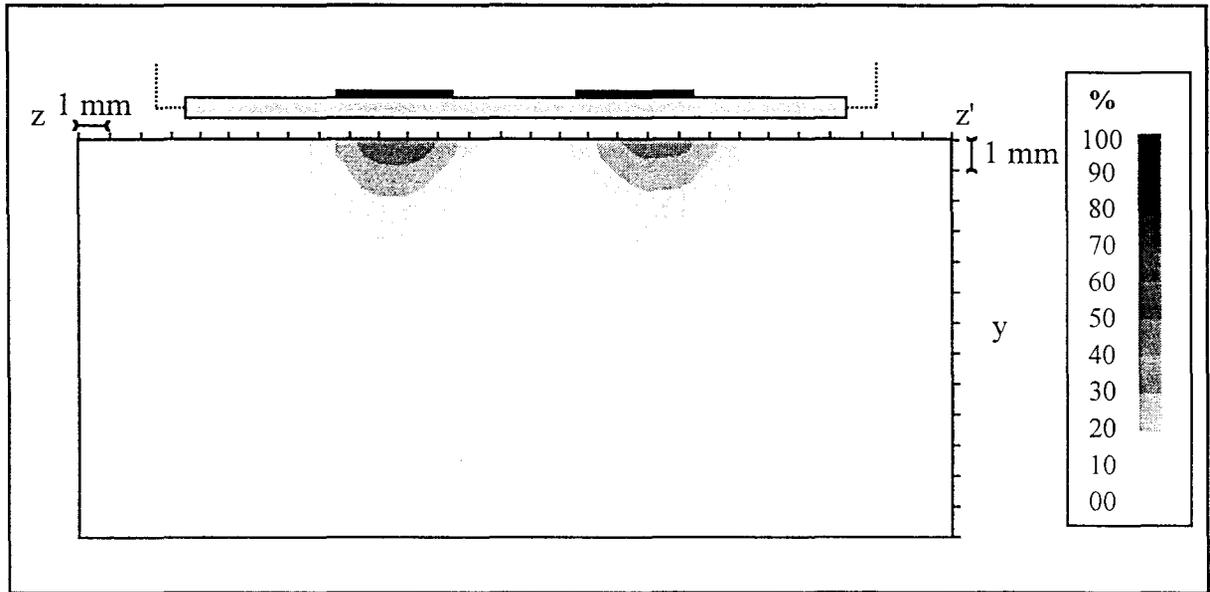


Figure II-36c : Contribution de la composante E_y au diagramme de réception du capteur dans le muscle (plan yOz).

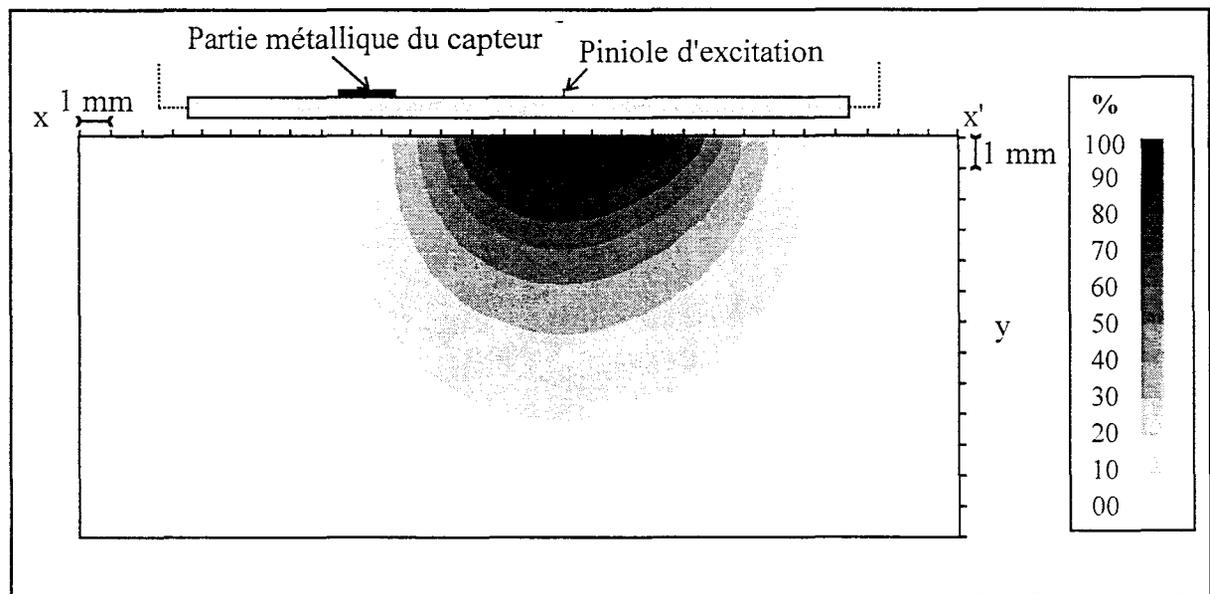


Figure II-37 : Diagramme de réception du capteur dans le muscle (plan xOy) formé par l'ensemble des composantes E_x , E_y et E_z .

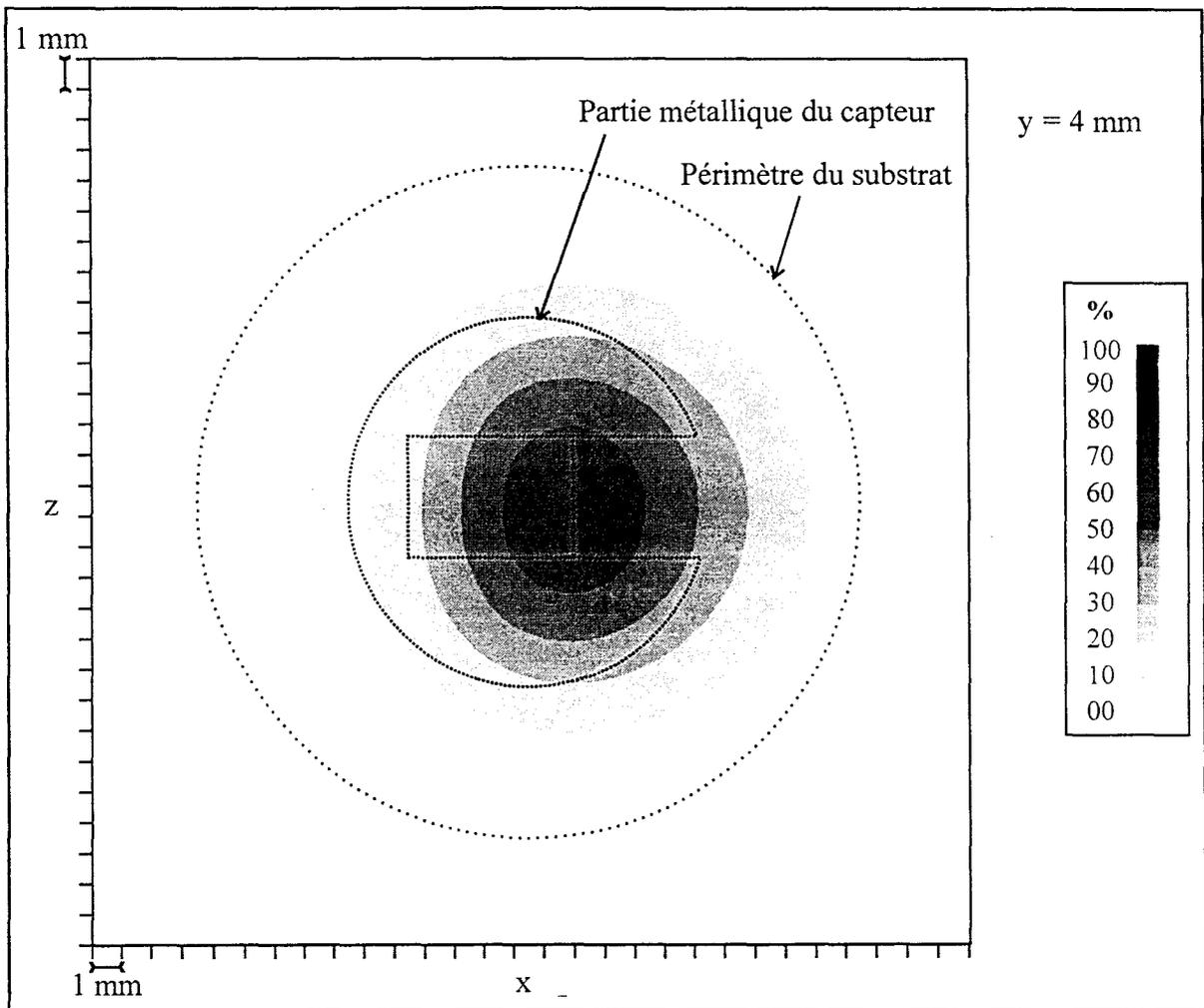


Figure II-38 :Diagramme de réception du capteur dans le muscle (plan xOz), à 4 mm de profondeur, formé par l'ensemble des composantes E_x , E_y et E_z .

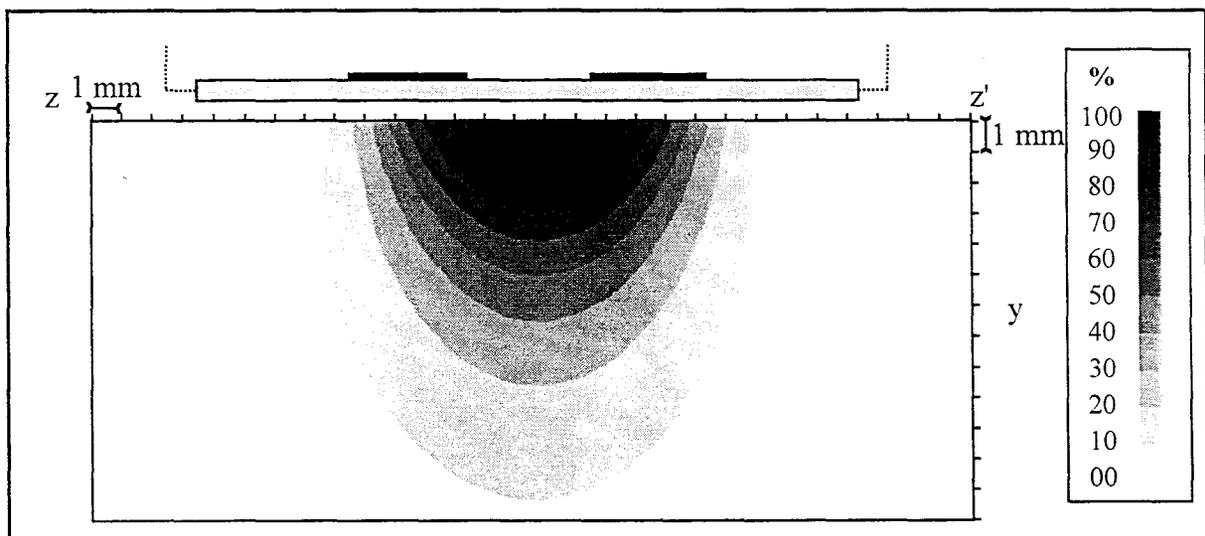


Figure II-39 :Diagramme de réception du capteur dans l'eau (plan yOz) formé par l'ensemble des composantes E_x , E_y et E_z .

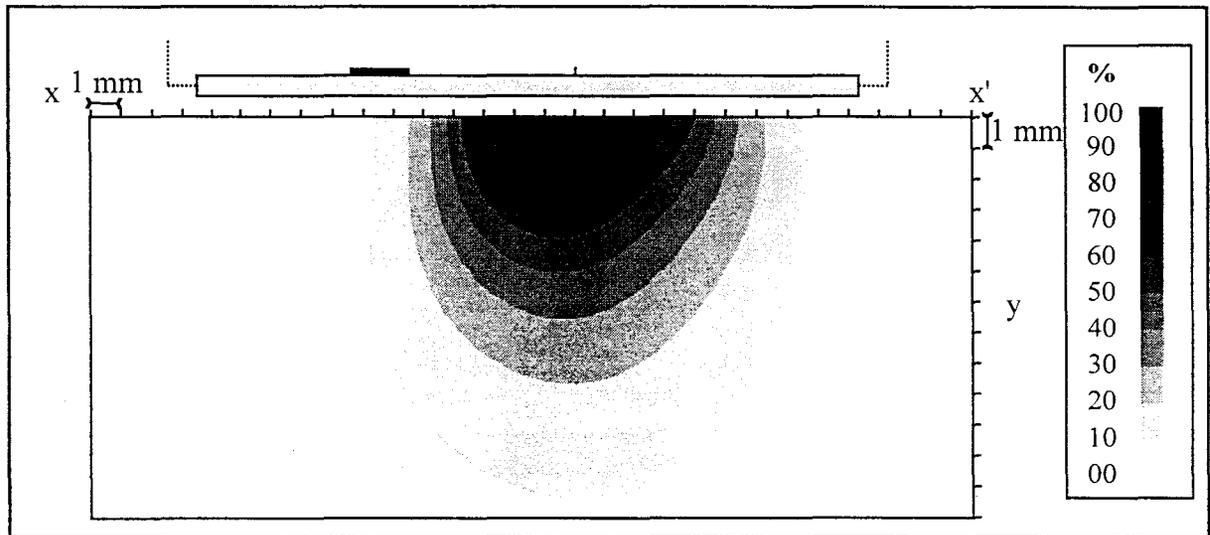


Figure II-40 :Diagramme de réception du capteur dans l'eau (plan xOy) formé par l'ensemble des composantes E_x , E_y et E_z .

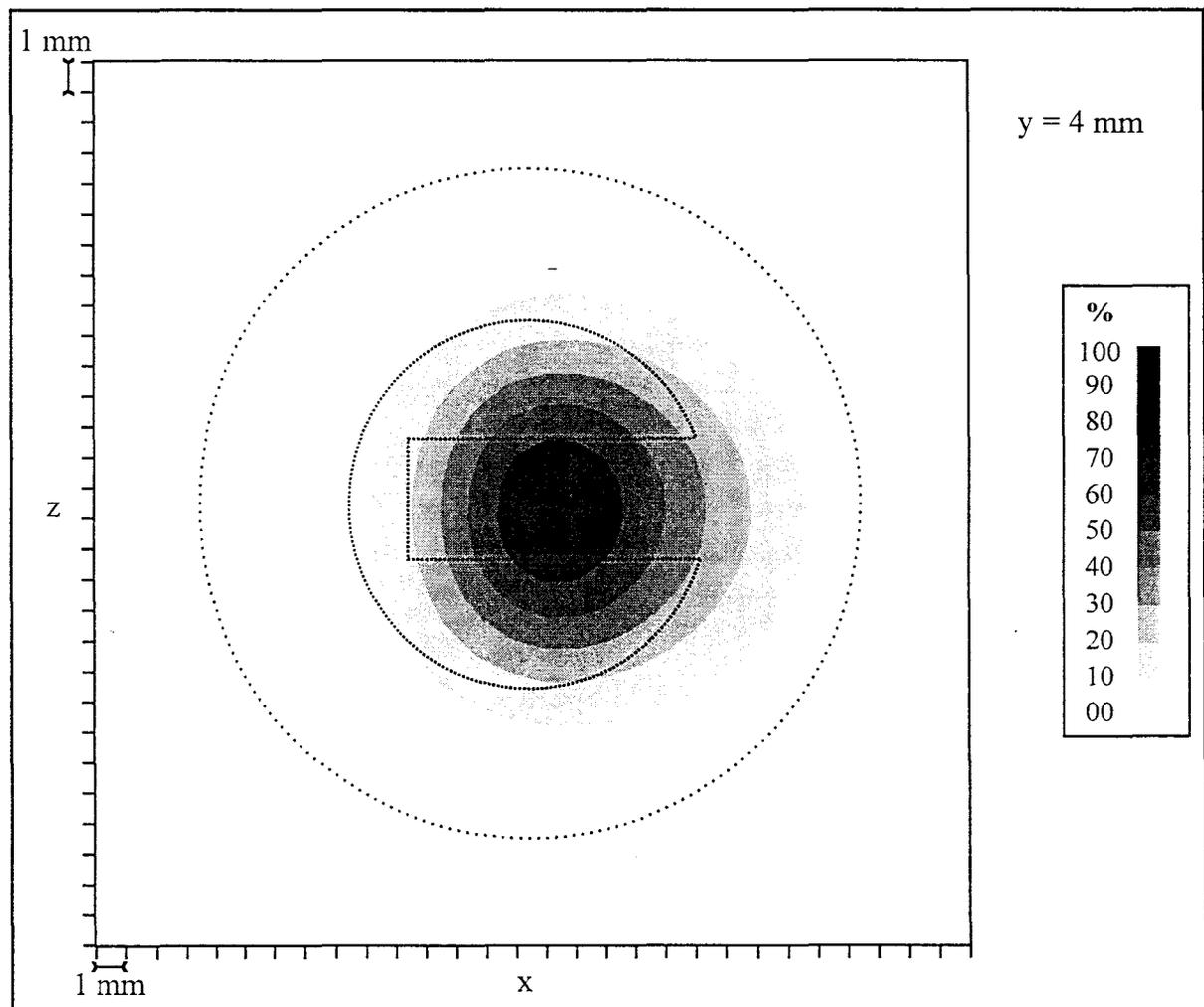


Figure II-41 :Diagramme de réception du capteur dans l'eau (plan xOz), à 4 mm de profondeur, formé par l'ensemble des composantes E_x , E_y et E_z .

Les figures II-39, II-40 et II-41 représentent les diagrammes de réception du capteur, dans les trois plans, lorsque le milieu dissipatif considéré est de l'eau. Les allures générales des diagrammes sont les mêmes que dans le cas précédent, mais dans ce cas les composantes E_x et E_y sont négligeables. Les isopuissances à 10% s'étendent sur des surfaces de $1,68 \text{ cm}^2$, $1,78 \text{ cm}^2$ et $2,07 \text{ cm}^2$ respectivement pour les plans yOz , xOy et xOz .

Ce capteur permet donc de mesurer la température moyenne des tissus musculaires humains jusqu'à une profondeur de l'ordre du centimètre.

V CONCLUSION

Le capteur auquel nous avons consacré ce chapitre est un élément clé de la chaîne radiométrique. Le vaste champ des utilisations possibles, les contraintes techniques engendrent une très grande diversité de ces structures dans leurs dimensions, leur forme, leur coût... Dans ce travail, les applications envisagées en espace ouvert ou par simple contact avec la surface du sujet analysé, nous ont amenés à concevoir une structure originale de type planaire. La structure de base de ce capteur dénommé "capteur froid" se compose d'une simple plaque métallique sur un côté de laquelle on procède à une ouverture rectangulaire. La liaison au radiomètre est réalisée par un câble coaxial dont respectivement l'âme centrale et le conducteur extérieur sont soudés en vis à vis, au travers de l'ouverture.

Une modélisation électromagnétique basée sur l'Approche dans le Domaine Spectral permet de déterminer les caractéristiques de ce type de capteurs, précisément le diagramme de réception et l'adaptation électromagnétique. La validation du modèle en termes d'adaptation est tout à fait satisfaisante et elle a été effectuée par comparaison aux résultats de mesure obtenus sur des capteurs prototypes.

Une étude systématique de l'influence des grandeurs géométriques du capteur a pu être menée, mettant en évidence le rôle essentiel de la position du point d'excitation ainsi que celles des dimensions de l'ouverture.

Léger, de conception simple, cette structure offre la possibilité de multiples évolutions. Ainsi, le capteur obtenu par métallisation sur un substrat diélectrique présente des dimensions géométriques très faibles, typiquement une surface de l'ordre du cm^2 pour une fréquence d'opération de 3,2 GHz. La diversité envisageable du motif métallique définissant le capteur, la possibilité d'association de ceux-ci en réseau, une variété du mode d'alimentation ajoutent aux potentialités de cette nouvelle structure. La modélisation nécessiterait cependant l'emploi d'un modèle tridimensionnel, plus précis de type FDTD par exemple.

BIBLIOGRAPHIE**[1] M. Chivé**

" *Methods of hyperthermia control* "

Editions Springer-Verlag, Berlin Herdoberg, 1990.

[2] M. Plancot, B. Prevost, M. Chivé, J.J. Fabre, R. Ledee and G. Giaux

" *A new method for thermal dosimetry in microwave hyperthermia using microwave radiometry for temperature control* "

Int. J. Hyperthermia, Vol 3, N° 1, 9-19, 1987.

[3] L. Dubois, J.L. Lecroart, M. Chivé, J. Pribetich

" *Radiométrie microonde multifréquence utilisée en cryothérapie* "

Innovation et technologie en biologie et médecine, Vol. 16, N° 4 , pp 481-496, 1995.

[4] F. Duhamel, L. Dubois, B. Prevost, J.P. Sozanski, M. Chivé

" *Radiofrequency capacitive hyperthermia monitored by microwave radiometry : the system shycade* "

Innovation and technology in biology and medicine, Vol 17, N° 4, Septembre 1996.

[5] D. Desprez, J.C. Camart, C. Michel, J.J. Fabre, B. Prevost, J.P. Sozanski and M. Chivé

" *Microwave prostatic hyperthermia : Interest of urethral and rectal applicators combination – theoretical study and animal experimental results* "

IEEE transactions on microwave theory and techniques, Vol 44, N° 10, pp 1464 – 1468, October 1996.

[6] J.M. Rohart

" *Hyperthermie radiative microonde dans les cancers de la langue associée à la curiethérapie : aspects physiques et étude clinique préliminaire* "

Thèse de médecine de l'Université de Lille II, Mars 1991.

[7] M. Chivé, E. Constant, Y. Leroy, A. Mamouni, Y. Moschetto, D.D. Nguyen, J.P. Sozanski

" *Procédé et dispositif de thermographie et hyperthermie micro-onde.* "

France N° 81 00 682.

[8] J.P. Sozanski

" *Contribution à l'étude et à la réalisation d'un nouveau dispositif radiométrique microonde à deux références internes de température : application à l'hyperthermie-thermothérapie microonde* "

Thèse de l'Université de Lille 1, Décembre 1995.

[9] **J. Audet, J.C. Bolomey, C. Pichot, D.D. N'guyen, M. Robillard, M. Chivé, Y. Leroy**
 " *Electrical characteristics of waveguide applicators for medical applications* "
 Journal of microwave power, N° 15, pp 177-186, 1980.

[10] **P. Nilsson, B. Persson**
 " *Absorbed power distributions from single or multiple electromagnetic direct contact waveguide applicators* "
 Proceeding of the 4th International symposium on hyperthermic oncology, Aarhus, Denmark, Vol 1, pp 643-646, 2-6 July 1984.

[11] **I.J. Bahl, S.S. Stuchly**
 " *Analysis of microstrip covered with a lossy dielectric* "
 IEEE Trans. on microwave and techniques, Vol. MTT-28, n° 2, pp 104 - 109, Février 1980.

[12] **I.J. Bahl, S. S. Stuchly, M.A. Stuchly**
 " *A new microstripslot radiator for medical applications* "
 IEEE transactions on microwave theory and techniques, Vol MTT-28, N° 12, pp 1464 – 1468, Décembre 1980.

[13] **R.H. Johnson, J.R. James, J.W. Hand, J.W. Hopewell, P.R.C. Dunlop, R.J. Dickinson**
 " *New low-profile applicators for local heating of tissues* "
 IEEE transactions on biomedical engineering, Vol. BME-31, n° 1, pp 28 – 37, Janvier 1984.

[14] **V. Ringeisen, M. Chivé, S. Toutain**
 " *Applicator for supplying radiofrequency energy to and from an objet* "
 US. Patent n° 569400, 9 Janvier 1984.

[15] **L. Dubois**
 " *Contribution à l'étude des applicateurs en structure plaquée utilisées en hyperthermie microonde : détermination du diagramme de rayonnement en champ proche par l'approche dans le domaine spectral et reconstruction des cartes thermiques* "
 Thèse de l'Université de Lille 1, 1991.

[16] **M. Drissi**
 " *Méthodes numériques fréquentielles, applications aux antennes imprimées* "
 Journée thématique sur les antennes, 10^{èmes} Journées Nationales Microondes, 1997.

[17] **I.J. Bahl, S.S. Stuchly, M.A. Stuchly**
 " *A microstrip radiator for medical applications* "
 IEEE Trans. Microwave theory and techniques, Vol MTT-28, N° 12, pp 1464-1468, December 1980.

[18] **C. Vanovershelde, L. Dubois, J.P. Sozanski, V. Thomy, M. Chivé**
 " *Design of new radiometers and applicators for microwave hyperthermia systems monitored by radiometry* "
 Innovation and technology in biology and medicine, Vol 20, N° 5, Octobre 1999.

[19] A. Myrdycz

" *Conception et caractérisation de nouvelles générations d'antennes filaires utilisées en hyperthermie micro-onde contrôlée par radiométrie micro-onde. Application à l'urologie* "
D.E.A. de l'Université de Lille 1, Juin 1997.

[20] A. Dietsch

" *Conception, modélisation et caractérisation électromagnétique et thermique d'applicateurs microondes à usage médical et industriel* "
Thèse de l'Université de Lille 1, à paraître.

[21] F. Bardati, G. Marrocco, P. Tognolatti

" *Antenna noise in microwave radiometry* "

World Congress on Medical Physics and Biomedical Engineering, Nice (France), Septembre 1997, pp 356.

[22] L. Dubois, M. Chivé

" *Transducteur d'émission-réception d'énergie radioélectrique hyperfréquence* "
Brevet français n° 9714925, 1997.

[23] T. Itoh

" *Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures* "
A. Wiley – Interscience publication, John Wiley & sons, 1989.

[24] W.X. Zhang

" *Engineering electromagnetism : functional methods* "
Published by Ellis Horwood limited, 1991.

[25] L. Vegni, A. Toscano, B. Popovski

" *Electromagnetic plane wave scattering by large and finite strip array on dielectric slab* "
Annales des Télécommunications – 52 – n° 3 - 4, pp 209-218, 1997.

[27] F. Gardiol

" *Electromagnétisme* "

Traité d'électricité, Presses polytechniques et universitaires romandes, 1996.

[28] T. Itoh

" *A Full-Wave Analysis Method for Open Microstrip Structures* "

IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 29, n° 1, January 1981.

[29] David M. Pozar

" *Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antennas* "

IEEE transactions on antennas and propagation, Vol AP-30, N° 6, November 1982.

[30] G. Splitt

" *A Rapid Method for Arbitrary Microstrip Structures using the FFT-Algorithm* "

[31] M.I. Aksun., R. Mittra

" *Choices of Expansion and Testing Functions for the Method of Moments Applied to a Class of Electromagnetic Problems* "

IEEE transactions on microwave theory and techniques, Vol 41, N° 3, 1993.

[32] J. Goupy

" *La méthode des plans d'expériences – Optimisation du choix des essais & de l'interprétation des résultats* "

Editions Dunod, 1996.

CHAPITRE 3

APPLICATIONS INDUSTRIELLES ET MEDICALES

CHAPITRE III – APPLICATIONS INDUSTRIELLES ET MEDICALES

I INTRODUCTION	p.1
I-1 Importance de l'information de température	p.1
I-2 Techniques de mesure de température	p.2
II APPLICATION EN AGRO-ALIMENTAIRE	p.2
II-1 Contrôle de température d'aliments surgelés	p.3
II-1-1 Problématique	p.3
II-1-2 Description des différentes étapes de fabrication des frites	p.3
II-1-3 Conditions expérimentales	p.4
II-1-3-1 Contrôle en tunnel de surgélation	p.4
II-1-3-2 Contrôle à travers l'emballage	p.5
II-1-4 Contrôle de température en tunnel de surgélation	p.5
II-1-4-1 Capteur radiométrique	p.5
II-1-4-2 Essais de faisabilité	p.7
II-1-4-3 Première campagne de mesures	p.8
II-1-4-4 Deuxième campagne de mesures	p.11
II-1-5 Contrôle de température à travers les emballages	p.12
II-1-5-1 Capteur radiométrique	p.12
II-1-5-2 Essais de faisabilité	p.13
II-1-5-3 Campagne de mesures	p.14
II-1-6 Contrôle de température par échantillonnage	p.16
II-2 Contrôle de température dans un four micro-onde	p.18
II-2-1 Problématique	p.19
II-2-2 Dispositif expérimental et méthode	p.19
II-2-3 Capteur radiométrique	p.20
II-2-4 Mesures radiométriques	p.21
II-2-4-1 Milieux homogènes : eau et huile	p.21
II-2-4-2 Milieu hétérogène : pizza	p.22

<u>III APPLICATIONS MEDICALES</u>	p.23
III-1 Exigences liées à l'utilisation du matériel en milieu médical	p.23
III-1-1 Norme CE	p.23
III-1-2 Contraintes auxquelles doivent satisfaire les capteurs	p.25
III-2 Contrôle de la température des nouveau-nés prématurés placés en incubateur	p.25
III-2-1 Présentation du projet	p.26
III-2-2 Dispositif radiométrique	p.27
III-2-2-1 Capteur sans contact avec la peau	p.28
III-2-2-2 Capteur en contact avec la peau	p.29
III-2-3 Evaluation sur nouveau-nés prématurés	p.30
III-2-3-1 Enregistrement	p.30
III-3 Mesure de la température chez l'adulte	p.31
III-3-1 Objectif	p.32
III-3-2 Méthodologie	p.33
<u>IV CONCLUSION</u>	p.34

I INTRODUCTION

I-1 Importance de l'information de température

Dans la plupart des secteurs de l'industrie et du domaine médical, la température est un paramètre essentiel voire crucial.

Dans le secteur industriel, la qualité des produits dépend de l'état de leurs constituants mais aussi et surtout du process et donc de la rigueur avec lesquels ont été réalisées les différentes étapes de transformation. Dans l'industrie des polymères par exemple, respecter une température précise lors du traitement de la matière plastique est une condition sine qua non à l'obtention des propriétés physiques désirées telles que la solidité ou l'élasticité. En agro-alimentaire, la couleur, le goût et la texture du produit sont particulièrement liés au niveau et à la cinétique thermique auxquels il a été soumis. L'existence de dysfonctionnements tels qu'une rupture de la chaîne du froid lors de la procédure, de surgélation ou lors du stockage des produits en chambre froide; un chauffage insuffisant lors de la cuisson, la pasteurisation ou encore la stérilisation, peuvent entre autres, entraîner le développement de germes pathologiques nocifs à l'homme. Afin d'assurer une certaine qualité et de respecter les normes d'hygiène il est donc nécessaire voire obligatoire pour l'industriel de contrôler la température des produits alimentaires durant toutes les phases de transformation jusqu'à la distribution au consommateur.

Dans le monde médical, la mesure de la température corporelle constitue un élément clef du diagnostic, de la surveillance et du traitement de certaines pathologies. La connaissance de ce paramètre permet, par exemple, de détecter des affections tels que les tumeurs du sein[1-3], de prévenir les risques d'hypothermie et d'hyperthermie ou encore d'augmenter l'efficacité d'un traitement en thérapie[4-7]. Dans le secteur de la néonatalogie, l'une des préoccupations majeures est de maintenir le nouveau-né prématuré dans sa zone de confort thermique[8] afin de lui assurer une croissance optimale en dépit de l'immaturation de ses fonctions vitales. En chronobiologie, l'étude des rythmes du sommeil se base sur l'observation des variations journalières de la température. Son évolution est le signe

indicateur d'une synchronisation ou d'une désynchronisation du cycle du sommeil. La connaissance de la température centrale de l'individu intéresse donc vivement les chercheurs et les médecins dans le cadre de la chronothérapie dont l'objectif est de resynchroniser les personnes atteintes de troubles du sommeil..

I-2 Techniques de mesure de température

Les dispositifs de contrôle de température proposés sur le marché sont très nombreux. Les plus courants sont basés sur l'utilisation de thermocouples, de cristaux liquides, de thermistances, de fibres optiques, de capteurs infrarouge, de fluxmètres. Des techniques plus lourdes comme la résonance magnétique nucléaire sont utilisées depuis de nombreuses années dans le domaine médical et font aujourd'hui leur apparition dans le monde industriel.

Chez l'Homme, les techniques de mesures de température les plus courantes reposent sur l'emploi de thermomètre à alcool ou de thermocouples. La prise de température peut s'effectuer au niveau de l'axillaire, du rectum, de l'œsophage ou de l'oreille à l'aide d'un thermomètre tympanique basé sur le rayonnement infrarouge)... .

Les techniques de mesure de température utilisées ont pour inconvénients majeurs de ne fournir qu'une information ponctuelle ou superficielle et peuvent introduire une perturbation locale au sein du milieu. De plus, certaines techniques de mesure tel que celles utilisant une sonde œsophagienne ou une sonde rectale présente un caractère traumatisant moral et/ou physique pour le patient. La R. M. N. , quant à elle, a une utilisation limitée du fait de son coût prohibitif. La radiométrie micro-onde donne une information volumique de température et apparaît donc comme une technique particulièrement intéressante.

II APPLICATION EN AGRO-ALIMENTAIRE

Cette partie est consacrée à la faisabilité du contrôle non invasif de température par radiométrie micro-onde dans le domaine de l'agro-alimentaire. Dans un premier temps, nous

présentons les essais, puis les résultats obtenus lors de campagnes de mesures menées sur l'un des sites industriels d'un grand groupe international, leader dans le domaine de l'agro-alimentaire. Ces travaux, effectués à l'usine M^c Cain de Harnes, site pilote en terme de Recherche et Développement, ont porté sur le contrôle en ligne d'aliments en phase de surgélation, puis au sein d'emballages sur le trajet vers les aires de stockage en chambre froide. Nous abordons ensuite le problème du contrôle de température dans un dispositif de chauffage par rayonnement micro-ondes.

II-1 Contrôle de température d'aliments surgelés

Après avoir posé la problématique, nous présentons de façon succincte les différentes étapes de fabrication et de conditionnement du produit concerné (frites congelées). Puis, nous précisons les emplacements particuliers où nous sommes intervenus pour effectuer le contrôle de la température du produit. Cette intervention a dû s'exercer sans perturber le process de fabrication. Nous décrivons ensuite les capteurs utilisés et présentons les résultats obtenus.

II-1-1 Problématique

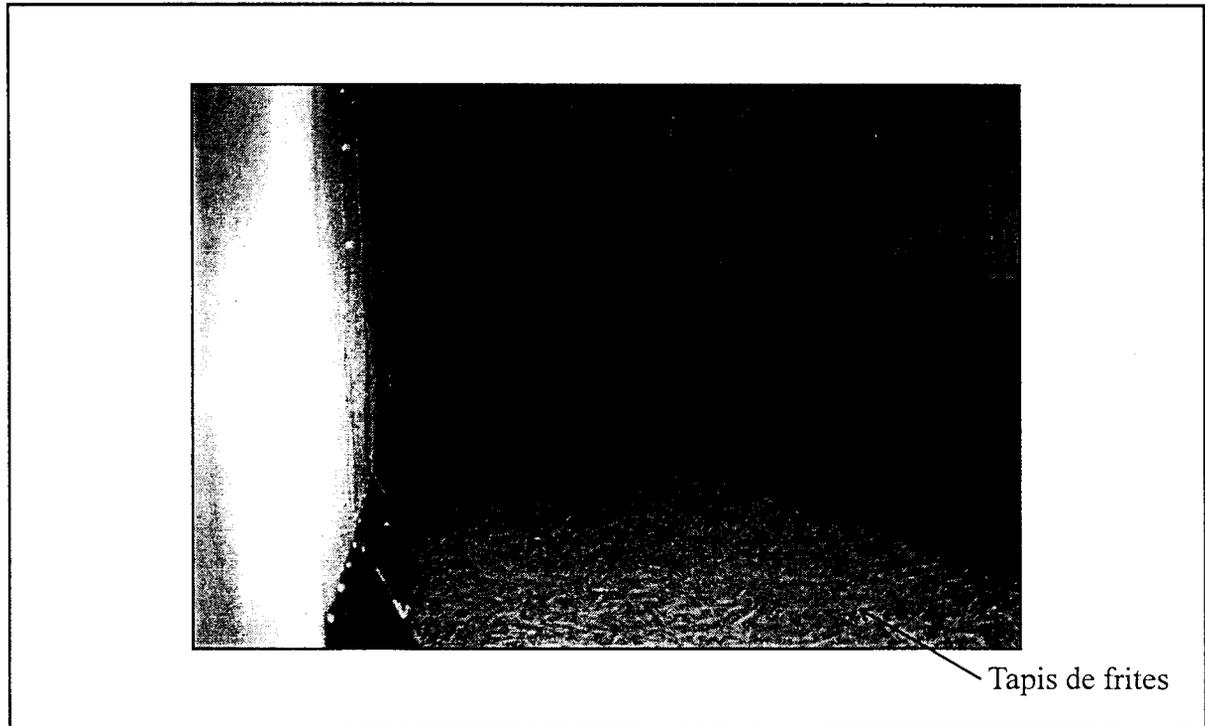
L'intérêt de contrôler la température des frites surgelées est de vérifier que celles-ci sont suffisamment froides afin de respecter les normes d'hygiène sans toutefois l'être trop pour éviter qu'elles se cassent lors de l'ensachage. L'objectif principal du contrôle de température en ligne est d'obtenir un suivi du process de surgélation. Actuellement un thermomètre infra-rouge relève la température de surface des frites dans le tunnel mais celle-ci n'est pas véritablement le reflet de la température interne des frites. Un contrôle de la température après mise en sachets est également effectué par le service contrôle qualité de l'usine avec un thermocouple posé contre plusieurs échantillons de frites mais la mesure n'est pas instantanée, il faut en effet attendre que s'établisse l'équilibre thermique. Ce contrôle nécessite également l'ouverture de l'emballage. Aussi la radiométrie micro-onde semble être une technique de mesure intéressante par le fait qu'elle puisse fournir très rapidement une information sur la température au sein du produit sans nécessiter de contact direct avec celui-ci.

II-1-2 Description des différentes étapes de fabrication des frites

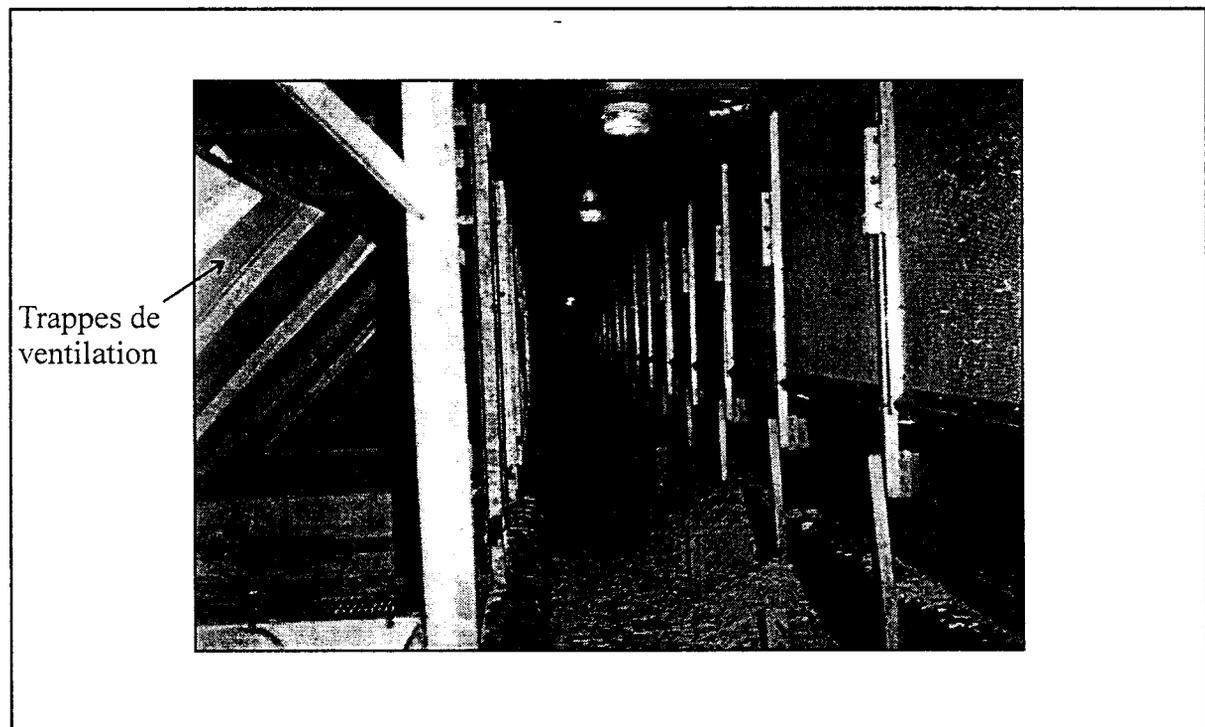
L'approvisionnement en pommes de terre se fait à raison de 60 camions de 25 tonnes par jour pour une activité normale de l'usine. Dès réception du produit, un contrôle qualité est effectué. Triées sur un calibreur puis par densité, lavées par brassage à l'eau, les pommes de terre sont alors dégarnies de leur enveloppe à la vapeur et sous pression (18-20 bars) dans des autoclaves rotatifs. Elles sont ensuite préchauffées à l'eau durant 20 minutes de sorte que la température à cœur atteigne environ 35°C afin de faciliter la netteté de la coupe. Suite à un passage sur un bloc de coupe, les frites obtenues ont une section qui peut varier de 6 à 12 millimètres. Un dernier tri est enfin effectué pour éliminer les frites qui présentent des défauts (frites trop courtes ou cassées, points noirs ...). Différentes étapes (blanchiment, standardisation en sucres, séchage, frittage, dégraissage) sont ensuite réalisées avant que les frites ne soient refroidies en trois paliers sur une durée totale de 30 minutes. Placées tout d'abord dans un flux d'air à 25°C qui permet de descendre leur température de 80°C à 30°C, elles passent ensuite dans un pré-tunnel (flux d'air à 4°C) qui les refroidit à 10°C puis dans un tunnel de surgélation (flux d'air à -25°C) où elles atteignent une température comprise entre -6°C et -12°C(annexe). A la sortie de ce tunnel, les frites sont mises en sachets (de 0,450 kg à 3 kg) puis conditionnées dans des cartons. Le produit fini est alors envoyé vers la chambre froide de stockage dont la température est stabilisée à -23°C. A cœur, les frites doivent atteindre et être maintenues à la température de -18°C (obligation légale).

II-1-3 Conditions expérimentales

L'industriel est à l'origine fortement intéressé par un dispositif qui puisse facilement être intégré dans le tunnel de surgélation et fournir en continu une indication sur l'état de surgélation du produit (à cœur). Sur site, nous nous sommes aperçus qu'il était également possible d'effectuer ce contrôle plus en aval sur la chaîne de production, après ensachage et mise en carton.



Photographie III-1 : Vue intérieure du tunnel de surgélation.



Photographie III-2 : Vue intérieure du tunnel de surgélation (partie gauche de la vue précédente).

II-1-3-1 Contrôle en tunnel de surgélation

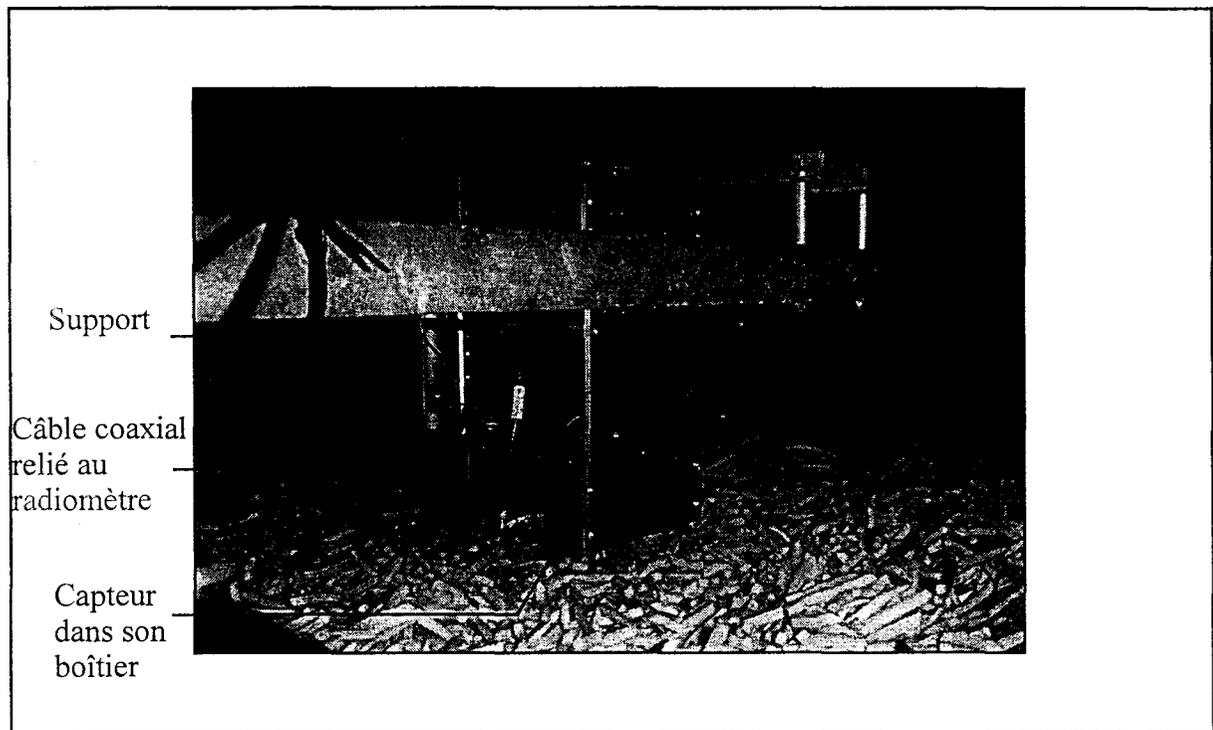
Le tunnel de surgélation qui a une longueur de 25 mètres est équipé d'un tapis roulant de 1,50 m de large qui permet l'acheminement des frites de la sortie du pré-tunnel jusqu'au point d'ensachage. La chute de la température des frites est fonction de la vitesse de défilement du tapis ainsi que de la vitesse du flux d'air dans le tunnel qui dépend de l'ouverture de trappes de ventilation. Les **photographies III-1** et **III-2** donnent un aperçu de l'intérieur du tunnel. Le capteur radiométrique est positionné en bout de tunnel (**photographie III-3**), à quelques dizaines de centimètres au dessus du tapis de frites dont l'épaisseur peut atteindre 25 cm selon l'arrivage de la charge (liée à la vitesse de défilement du tapis et au type de frites). L'installation du capteur radiométrique n'a impliqué aucune modification des dispositifs préexistants dans le tunnel. En raison de la rudesse de l'environnement à l'intérieur du tunnel (froid vif et sec) où la température de l'air est généralement de l'ordre de -20°C, nous avons préféré déporter le radiomètre et le micro-ordinateur portable gérant le système derrière la porte d'accès au tunnel. Pour cela, le capteur a été relié au radiomètre par un câble coaxial de 10 m de long. Cependant, bien que ces deux appareils soient placés hors du tunnel, l'électronique HF et BF a toutefois été soumise à des conditions sévères d'humidité et de froid. -

II-1-3-2 Contrôle à travers l'emballage

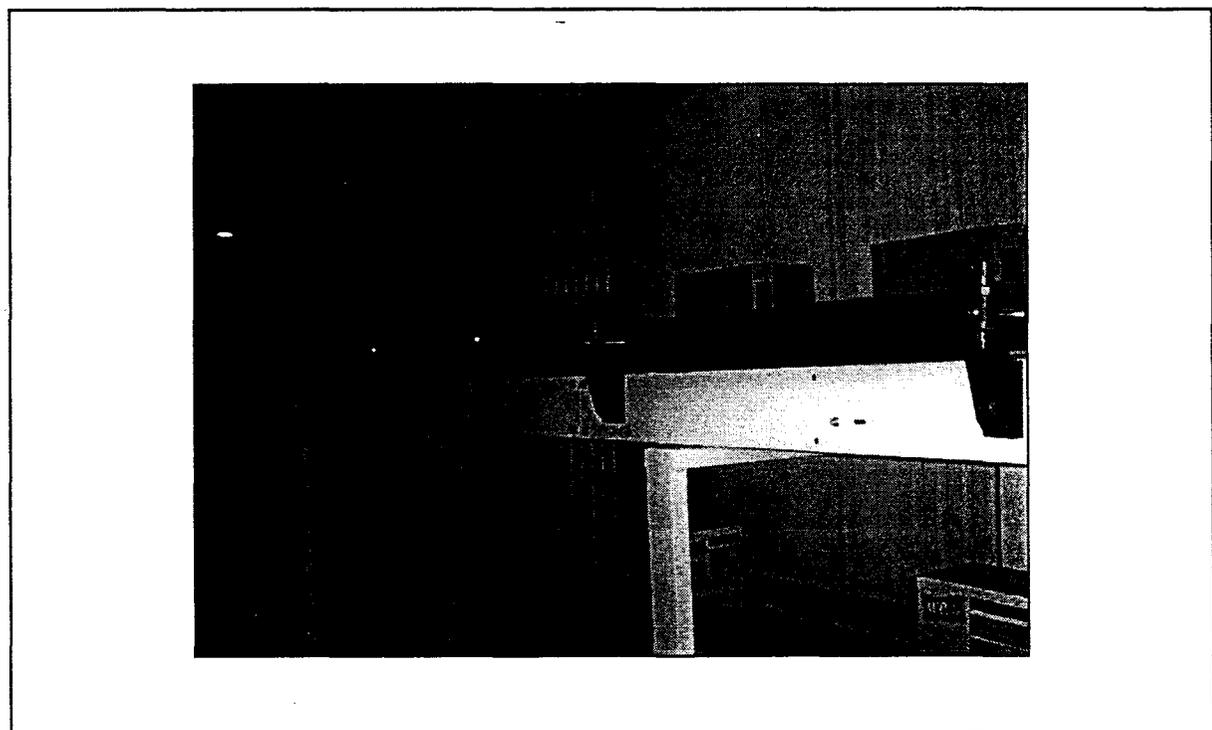
Le deuxième emplacement retenu pour effectuer le contrôle de la température au sein du produit se situe juste avant la palettisation, après l'ensachage et la mise en carton. La procédure d'acheminement vers les aires de stockage en chambre froide ne pouvant être stoppée (**photographie III-4**), des cartons ont été prélevés de façon aléatoire et contrôlés en plaçant le capteur au contact (**photographie III-5**).

II-1-4 Contrôle de température en tunnel de surgélation

II-1-4-1 Capteur radiométrique



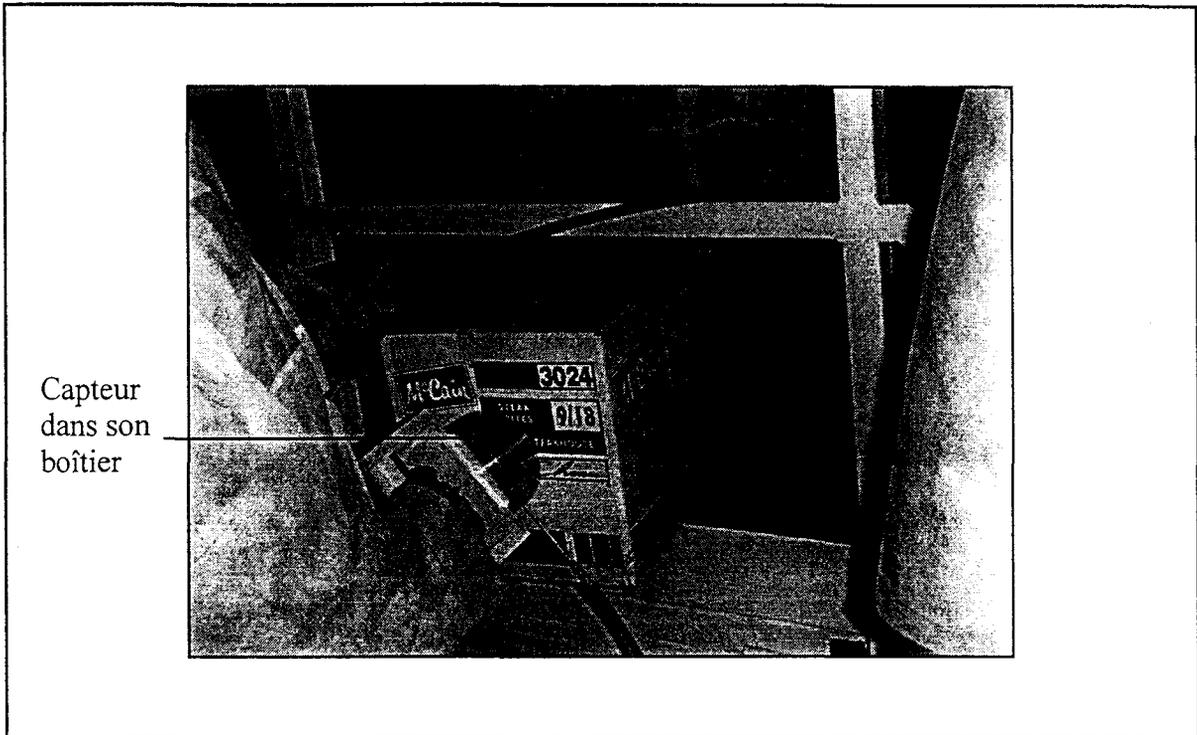
Photographie III-3 : Positionnement du capteur radiométrique pour la mesure en bout de tunnel.



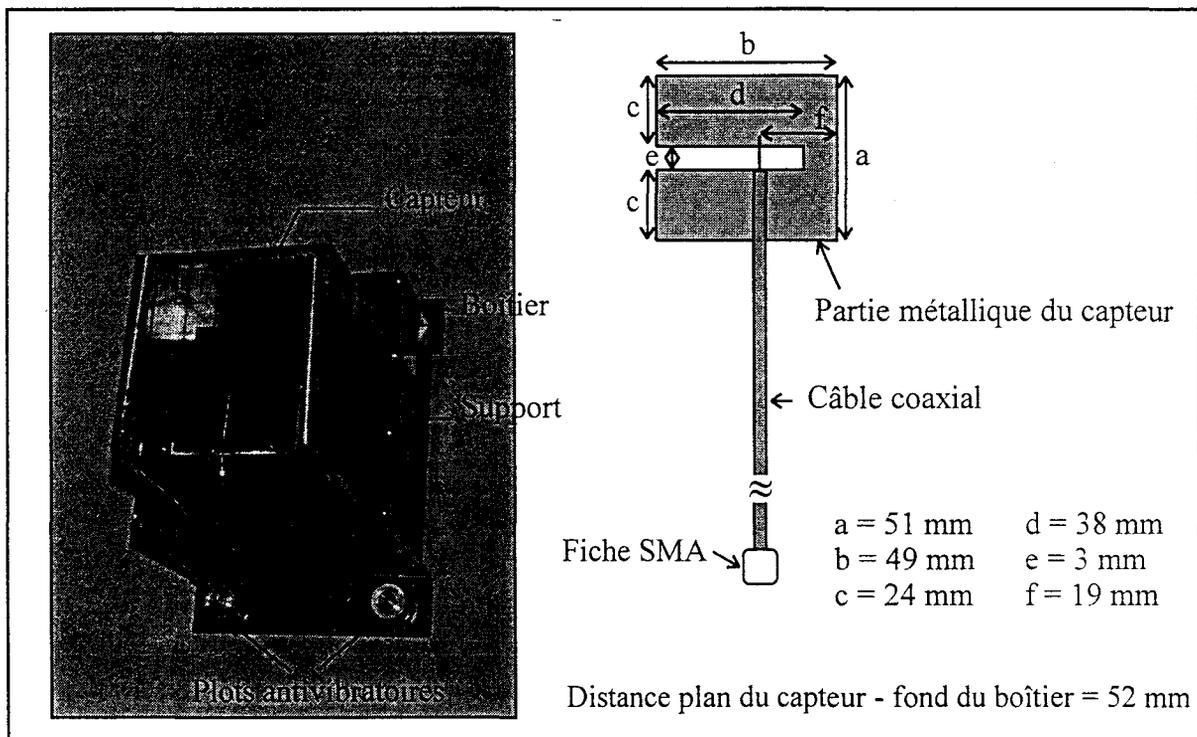
Photographie III-4 : Chaînes d'acheminement des cartons remplis de produits surgelés ensachés.

Le capteur de type "capteur froid" a été réalisé à partir d'une plaque métallique de 0,8 mm d'épaisseur. Il a été placé à l'intérieur d'un boîtier métallique dont les dimensions intérieures sont de 13 x 12 cm pour une profondeur de 6,5 cm. Le capteur est relié à un câble coaxial semi-rigide de type UT141 de 11 cm de long qui traverse le boîtier. Ce dernier est fixé sur un support en métal qui permet de régler la distance entre le capteur et le tapis de frites. L'ensemble est représenté sur la **photographie III-6**. Afin de prendre en compte les caractéristiques de la voie n°2 (pertes et température équivalente du câble et du capteur), le boîtier a été muni d'une plaque coulissante jouant le rôle d'obturateur et nous avons utilisé la technique détaillée au chapitre I (paragraphe III-5-2). Dans ces conditions, le boîtier contenant le capteur est fermé et fait office de court-circuit vis à vis du radiomètre (seul le module du coefficient de réflexion est à retenir). Préalablement, nous avons toutefois vérifié à l'analyseur de réseaux qu'il n'y avait pas de résonance de boîtier dans le domaine fréquentiel correspondant à la bande passante du radiomètre utilisé.

Pour ce capteur destiné à mesurer la température à distance, nous avons veillé dans un premier temps, à ce que celui-ci, placé dans son boîtier, soit correctement adapté dans l'air, dans la bande passante du radiomètre 1,575 GHz bande large qui lui sera associé. Puis, nous avons mesuré le niveau d'adaptation lorsque le capteur est placé face à un groupement de frites surgelées, à des distances variables. La présence d'une fenêtre en plexiglas destinée à protéger le capteur a également été prise en compte. Les relevés fréquentiels obtenus sont représentés sur la **figure III-1**. Nous constatons que la valeur moyenne du coefficient de réflexion dans la bande passante du radiomètre est généralement inférieure à -10 dB (**tableau III-1**) et que la présence de la fenêtre en plexiglas contribue à une meilleure adaptation du capteur. L'adaptation dans l'air et face au produit est donc suffisante pour un fonctionnement optimal du dispositif radiométrique.



Photographie III-5 : Positionnement du capteur radiométrique pour la mesure au contact du carton.



Photographie III-6 : Capteur radiométrique utilisé pour la mesure en ligne.

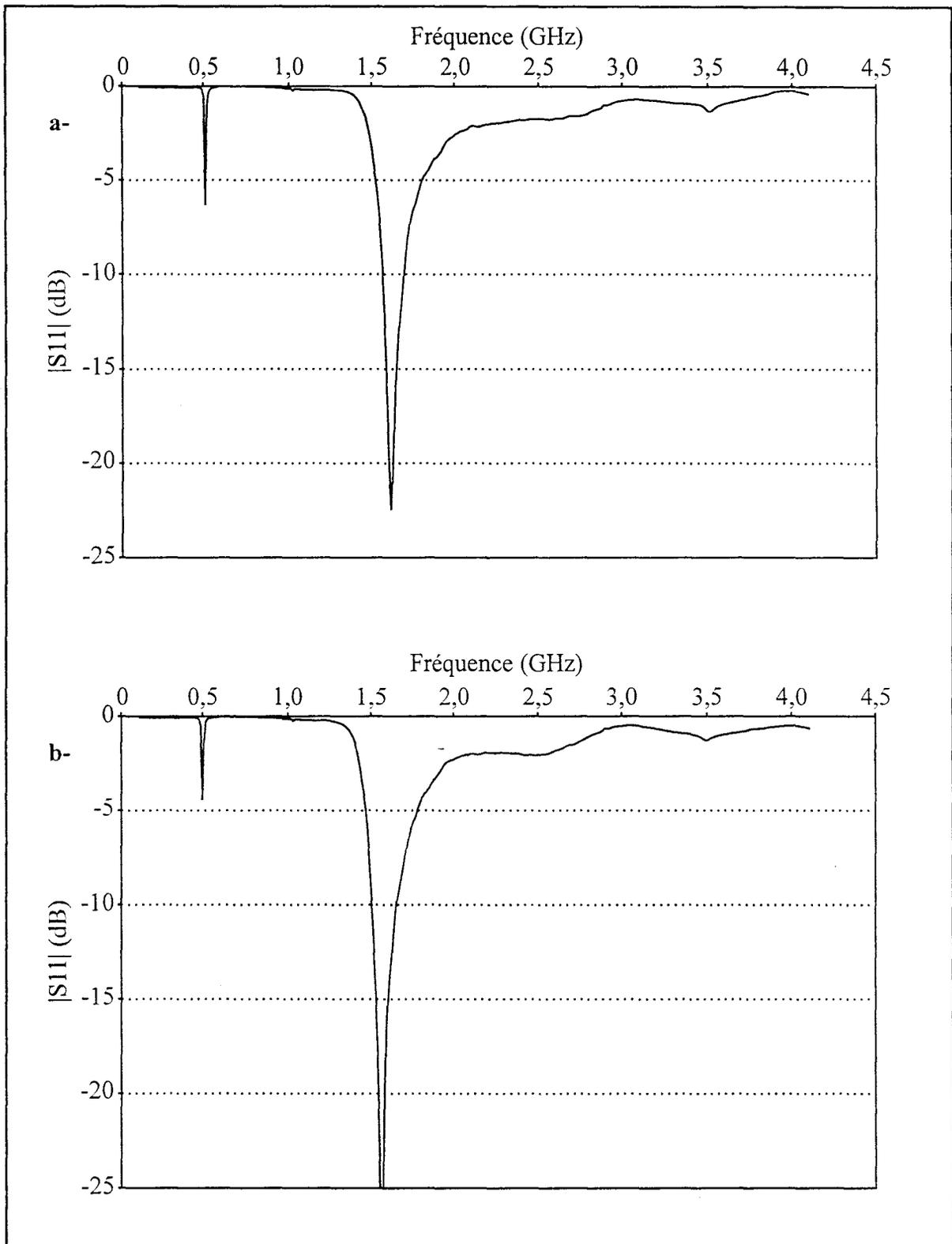


Figure III-1 : Relevés fréquentiels du coefficient de réflexion à l'entrée du capteur pour la mesure en ligne

- a- sans fenêtre de plexiglas
- b- avec fenêtre de plexiglas.

		S11 moyen (dB)	
		Sans plexiglas	Avec plexiglas
Dans l'air		-10,79	-17,10
Face au produit, à	20 cm	-14,72	-15,00
	15 cm	-10,34	-14,12
	10 cm	-7,77	-13,12
	5 cm	-11,27	-8,85
	2 cm	-6,74	-10,84

Tableau III-1 : Valeurs moyennes du coefficient de réflexion du capteur dans la bande passante du radiomètre (déduites des relevés fréquentiels du |S11|).

Les pertes moyennes du capteur dans la bande passante du radiomètre ont été déterminées, à température ambiante, à partir de la méthode décrite au paragraphe III-5-2 du chapitre I. Elles correspondent à 0,08 dB et sont dues essentiellement à la fiche SMA et à la portion de câble coaxial connecté au capteur. Nous avons pu vérifier par la suite que cette valeur est sensiblement la même jusqu'à -20°C.

II-1-4-2 Essais de faisabilité

Nous avons dans un premier temps réalisé des essais de faisabilité sur site sur une période d'une journée.

Le radiomètre qui a été utilisé pour ces essais est le prototype centré sur 1,575 GHz avec une bande passante de 66 MHz. Les températures des charges du kit de calibration interne ont été fixées à 7°C (pour T1) et 65°C (pour T2); quant aux températures de références équivalentes Tr1e et Tr2e, celles-ci étaient respectivement voisines de -45°C et 63°C. Le temps d'intégration a été fixé à 0,5 seconde par phase. Etant donné les rudes conditions thermiques auxquelles le radiomètre était soumis, nous avons décidé d'introduire une procédure d'étalonnage automatique en continu afin d'éviter d'être confronté à une dérive thermique liée aux échanges thermiques entre le radiomètre et l'extérieur. A l'intérieur du tunnel, la distance entre le capteur (sans fenêtre de plexiglas) et le tapis de frites a été réglée à une dizaine de centimètres environ. Les pertes mesurées sur la voie radiométrique reliée au

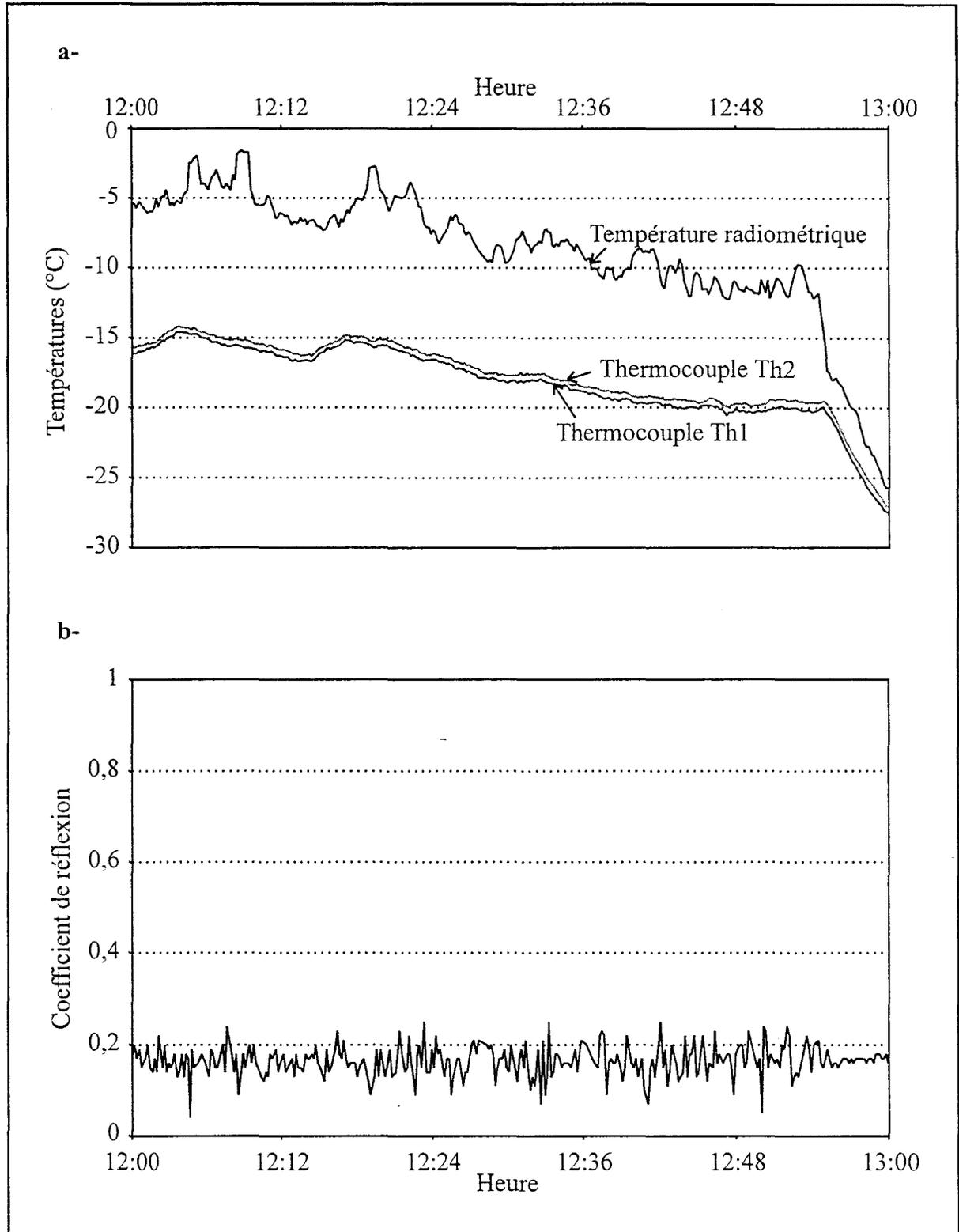


Figure III-2 : Enregistrements effectués sur une durée de 1 heure dans le tunnel de surgélation

a- températures

b- coefficient de réflexion du capteur.

capteur correspondent à 2,27 dB (compte tenu du câble de 10 m de long et des éléments de transition utilisés). Nous avons constaté que la valeur des pertes est restée constante quelle que soit la température atteinte à l'intérieur du tunnel et dans son environnement immédiat. Afin de corriger au mieux la température radiométrique enregistrée, nous avons mesuré en continu la température équivalente du câble. Le radiomètre utilisé comporte une deuxième voie radiométrique sur laquelle nous avons connecté un câble coaxial identique à celui relié au capteur et branché sur un court-circuit. Les deux câbles ont été réunis sur toute leur longueur de façon à les placer dans le même environnement thermique. La température équivalente mesurée était généralement voisine de -9°C. Afin d'avoir des éléments de comparaison, nous avons placé deux thermocouples au niveau du support du capteur, l'un orienté vers le haut du tunnel (Th1), l'autre vers le tapis (Th2). Ils ont permis d'enregistrer en continu la température de l'air circulant à l'intérieur du tunnel.

Résultats:

La température radiométrique ainsi que celles fournies par les thermocouples ont été enregistrées toutes les 10 secondes pendant une durée de 6 heures (de 11h à 17h). Nous présentons à titre d'exemple sur les **figures III-2a** et **III-3a**, deux enregistrements réalisés sur une durée d'une heure.

Nous observons tout d'abord que la température radiométrique suit la même évolution que la température de l'air pulsé à l'intérieur du tunnel. Nous avons vérifié que les valeurs obtenues étaient peu dépendantes de la distance séparant le capteur du produit (entre 5 et 25 cm). La température de l'air ainsi que la température radiométrique dépendent fortement de la quantité de produits présents sur le tapis roulant. Sur la **figure III-2a**, nous constatons une baisse progressive de ces deux températures au fur et à mesure que la quantité de produit diminue. Vers 13 h, nous observons que ces températures tendent vers la même valeur, la quantité de produit est alors très faible suite à un arrêt de la chaîne de production.

Les fluctuations de la température radiométrique semblent a priori plus importantes que celles relevées en laboratoire (paragraphe II-1-4-1). En fait, cela est dû aux variations locales parfois importantes (jusqu'à 10 cm) de la hauteur du tapis de frites. Lorsque cette hauteur augmente, le niveau de surgélation est moins important ce qui entraîne une augmentation de la température radiométrique enregistrée à cet instant. Durant les essais, le

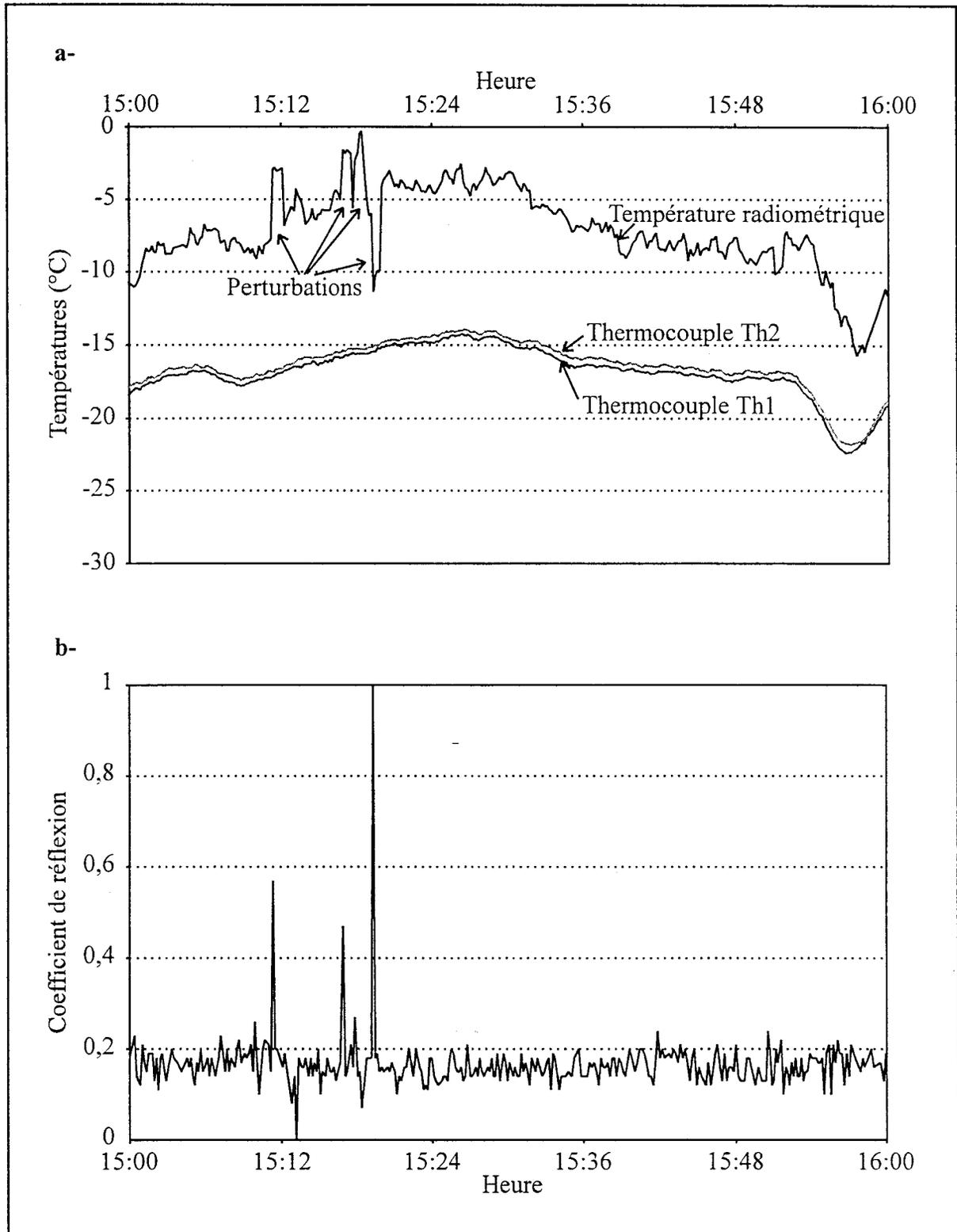


Figure III-3 : Enregistrements effectués sur une durée de 1 heure dans le tunnel de surgélation

a- températures

b- coefficient de réflexion du capteur.

coefficient de réflexion à l'entrée du capteur était relativement stable avec une valeur moyenne de 0,17 et des fluctuations de l'ordre de 0,04 et 0,03 (**figures III-2b et III-3b**).

Au cours de cette journée, nous avons demandé au laboratoire d'analyse de l'entreprise d'effectuer régulièrement des prises d'échantillons à l'intérieur du tunnel. Nous avons ainsi constaté que la température moyenne déterminée au sein de ces échantillons à l'aide de thermocouples correspond effectivement à la température radiométrique mesurée. Nous signalons que les perturbations visibles sur la courbe de la **figure III-3a** entre 15h10 et 15h20 sont dues à des manipulations que nous avons effectuées à ce moment au niveau du capteur.

Compte tenu des résultats très encourageants obtenus lors de ces essais, nous avons décidé en commun accord avec l'entreprise, d'effectuer des campagnes de mesures sur une période plus importante (une semaine).

II-1-4-3 Première campagne de mesures

Un trou de 2 cm de diamètre a été percé dans la paroi du tunnel pour y introduire les câbles reliant les capteurs (radiométrique et thermocouples) au radiomètre disposé à l'extérieur ceci pour minimiser la gêne que pourrait occasionner la présence des câbles dans un lieu de passage du personnel de l'usine. En raison de l'importance de l'humidité ambiante au voisinage du tunnel, il a été nécessaire de protéger le radiomètre ainsi que le micro-ordinateur portable à l'aide d'une bâche plastifiée.

Les différentes grandeurs (températures radiométriques et de l'air, ainsi que le coefficient de réflexion à l'entrée du capteur) ont été mesurées et enregistrées en continu du lundi midi au vendredi après-midi; ce qui représente à près de cent heures de fonctionnement sans interruption, dans un environnement très rude.

En ce qui concerne le fonctionnement du dispositif radiométrique, nous avons travaillé dans les mêmes conditions que lors des essais de faisabilité : étalonnage automatique en continu, mesure de la température équivalente du câble effectuée selon la même technique, temps d'intégration par phase fixé à 0,5 seconde et les mesures ont été effectuées toutes les 10 secondes.

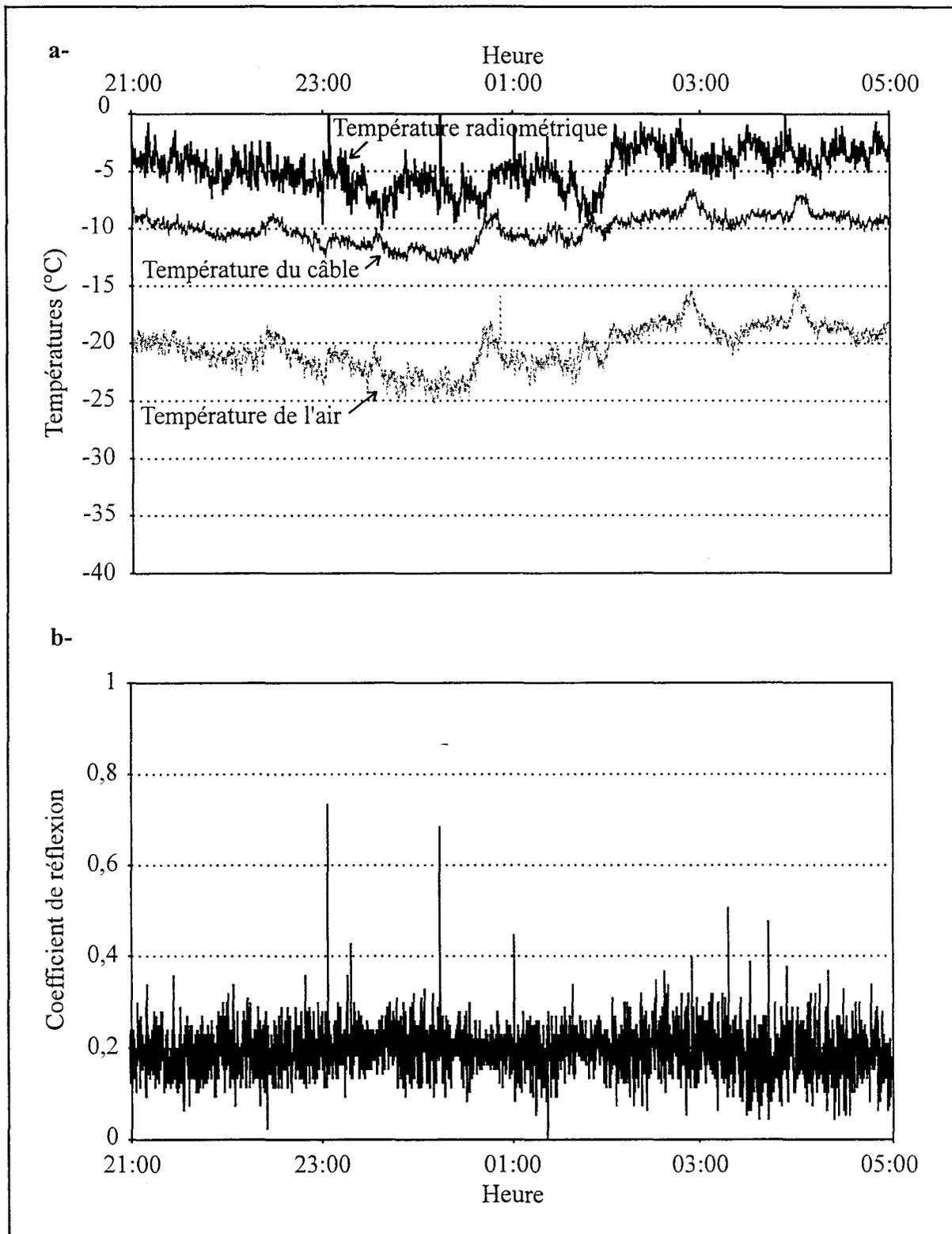


Figure III-4 : Enregistrements effectués sur une durée de 8 heures dans le tunnel de surgélation

a- températures

b- coefficient de réflexion du capteur.

Résultats :

La **figure III-4** donne un exemple de l'évolution temporelle des différentes grandeurs mesurées (températures et coefficient de réflexion) sur une durée de 8 heures consécutives. Nous retrouvons à nouveau le même genre de comportements que ceux observés lors des essais de faisabilité.

Le coefficient de réflexion à l'entrée du capteur varie généralement entre 0,1 et 0,3 ce qui est tout à fait acceptable. Ces fluctuations sont dues aux variations de l'épaisseur du tapis de frites.

Cependant, nous avons constaté l'existence de perturbations sur les enregistrements de la température radiométrique et du coefficient de réflexion à l'entrée du capteur. Un agrandissement (**figure III-5**) permet de constater que ces deux grandeurs sont perturbées aux mêmes instants et que ces perturbations se manifestent sous la forme de pic de montée en température et de désadaptation (**figure III-6**). Etant donné la nature physique des phénomènes observés, elles peuvent donc être aisément éliminées par filtrage informatique. Nous avons toutefois cherché à comprendre l'origine de ces perturbations.

Ainsi, avec la collaboration de Monsieur C. SEMET du Laboratoire de Radiopropagation et d'Electronique, des mesures sur l'environnement électromagnétique ont été effectuées à proximité du tunnel de surgélation à l'aide d'un analyseur de spectre. Des raies ayant un niveau de 30 dB au dessus du niveau de bruit ambiant (-98 dBm) ont été décelées dans une bande de 70 MHz autour de 500 MHz. Ces perturbations sont dues au réseau interne de télécommunications de l'usine. Nous avons également observé des perturbations dans une bande de 20 MHz centrée sur 1875 MHz avec un niveau de 10 dB au-dessus du niveau de bruit ambiant. Celles-ci semblent provenir du réseau de communications mobiles dont une antenne est située près de l'usine. Toutefois, nous avons pu constater que les températures radiométriques n'étaient pas perturbées lors de la détection de ces perturbations. Il s'est finalement révélé que les perturbations observées sur les enregistrements étaient dues au démarrage d'un moteur équipant un dispositif d'ouverture et de fermeture automatique d'une porte située sur le trajet des chariots transporteurs de palettes et se trouvant à 2 mètres du

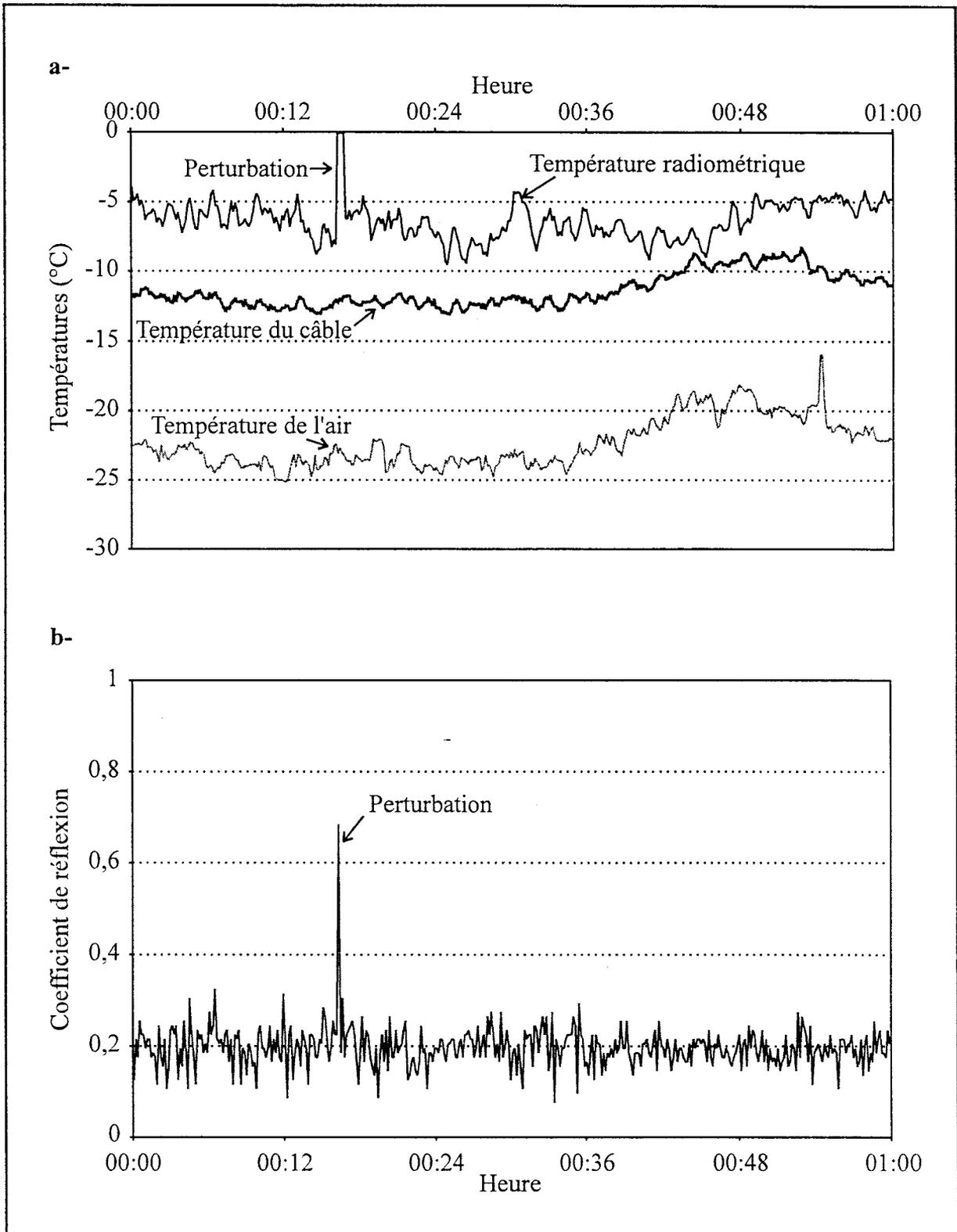


Figure III-5 : Enregistrements effectués sur une durée de 1 heure dans le tunnel de surgélation

a- températures

b- coefficient de réflexion du capteur.

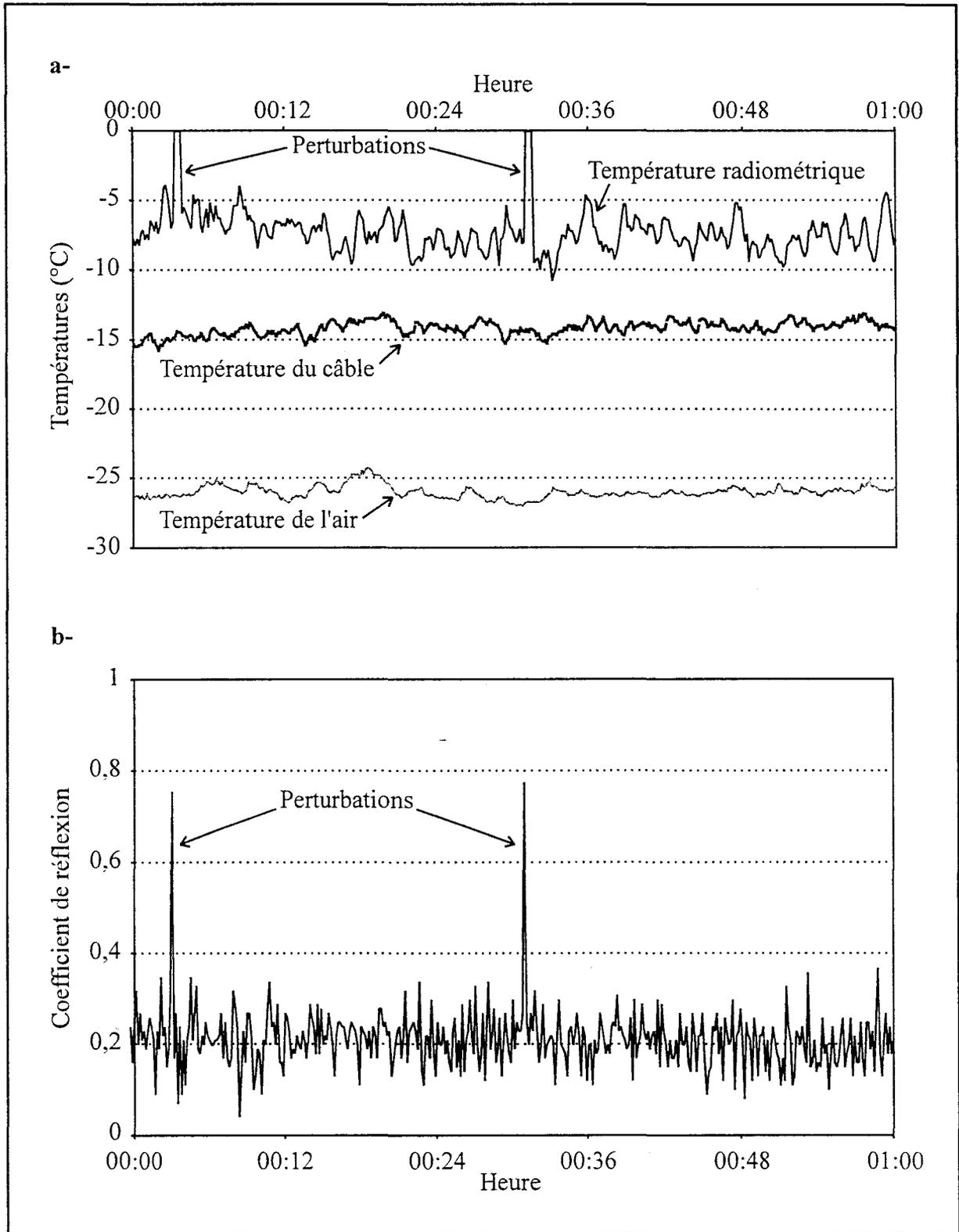


Figure III-6 : Enregistrements effectués sur une durée de 1 heure dans le tunnel de surgélation

a- températures

b- coefficient de réflexion du capteur.

radiomètre. L'actionnement de cette porte induit des perturbations de 20 dB d'amplitude par rapport au bruit ambiant dans la bande passante du radiomètre.

Au cours de cette campagne de mesures, avec l'aide du personnel de l'usine, nous avons procédé régulièrement à des prises d'échantillons à différentes profondeurs de la couche du tapis de frites (6 échantillons). Pour chaque frite prélevée, nous avons mesuré au thermocouple (technique habituellement utilisée par le service qualité de l'usine), la température de surface et la température interne. Nous avons calculé les valeurs moyennes de ces deux températures ainsi que les incertitudes correspondantes à partir d'un calcul d'écart-type. D'autres informations telles que la nature du produit (type de frites), la vitesse de défilement du tapis, l'épaisseur de la couche de produits et la température infrarouge à l'instant correspondant à la prise d'échantillons ont également été enregistrées. Sur la **figure III-7**, nous avons représenté l'évolution des températures de l'air et radiométrique enregistrées sur un laps de temps de 10 minutes autour de cet instant. Les incertitudes sur les températures interne et de surface relevées sont relativement importantes. Cela est dû d'une part, au faible nombre de frites prélevées et d'autre part, à la rapidité des échanges thermiques lors des mesures. Les pics que l'on observe parfois au niveau du relevé de la température de l'air sont dues aux opérations de saisie d'échantillons de frites sur la chaîne. La valeur moyenne de la température radiométrique ainsi que l'estimation de l'incertitude ont été déterminées sur une période de 3 minutes (ce qui équivaut à 15 mesures radiométriques et correspond approximativement à la durée nécessaire aux relevés de température par thermocouple effectués sur les échantillons du produit). Nous avons considéré que la mesure radiométrique relevée était significative de la température moyenne du produit lorsque celle-ci était située entre la température interne et la température de surface.

L'analyse de l'ensemble des données collectées permet d'affirmer que la température radiométrique donne une idée tout à fait satisfaisante de la température du produit lors de sa sortie du tunnel de surgélation.

II-1-4-4 Deuxième campagne de mesures

Avant de démarrer cette deuxième campagne qui a duré également une semaine, nous avons apporté quelques petites modifications. Afin de réduire l'amplitude des vibrations

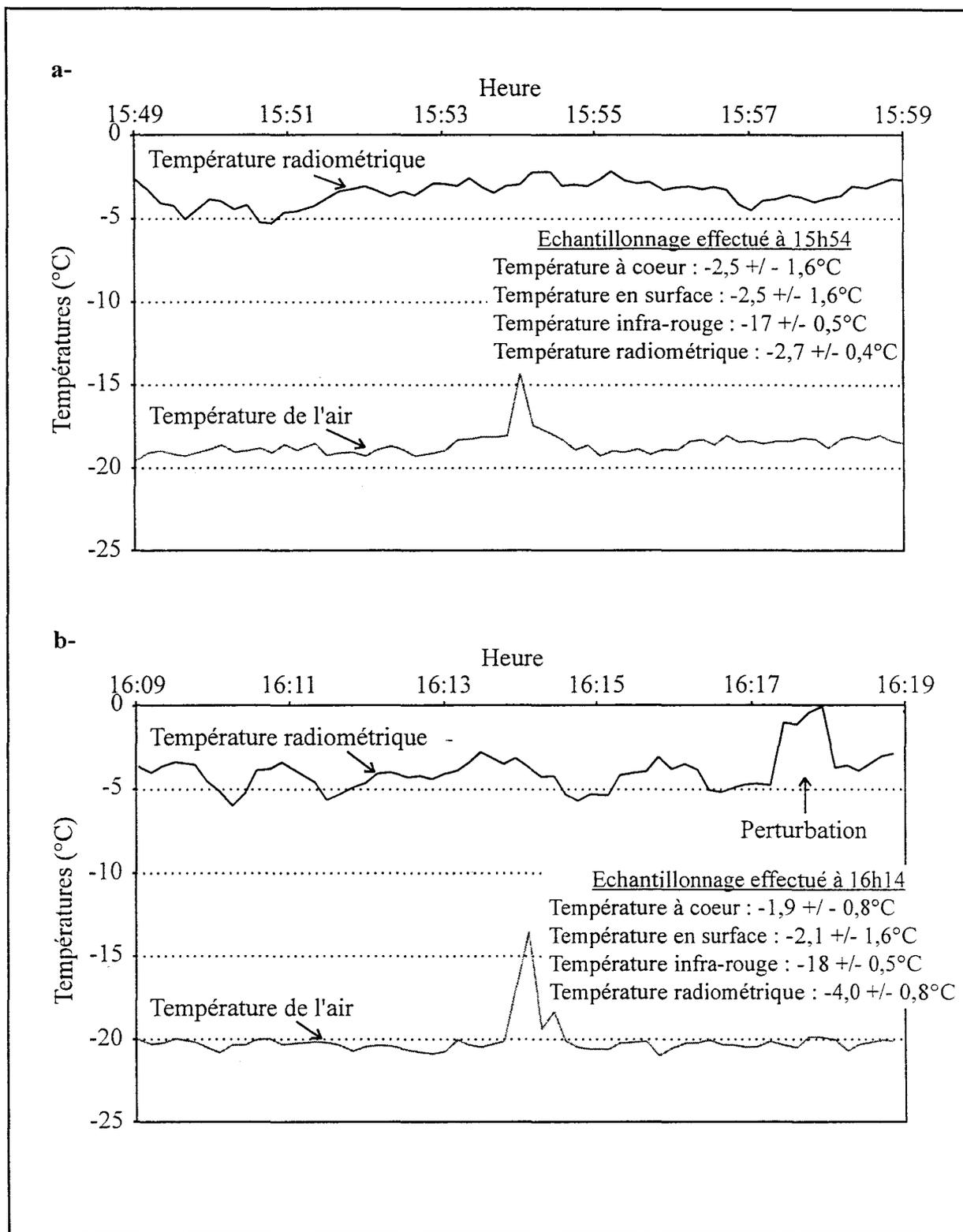


Figure III-7 : Enregistrements effectués sur une durée de 10 minutes dans le tunnel de surgélation. Indications des températures à coeur et en surface des frites, ainsi que de la température infrarouge.

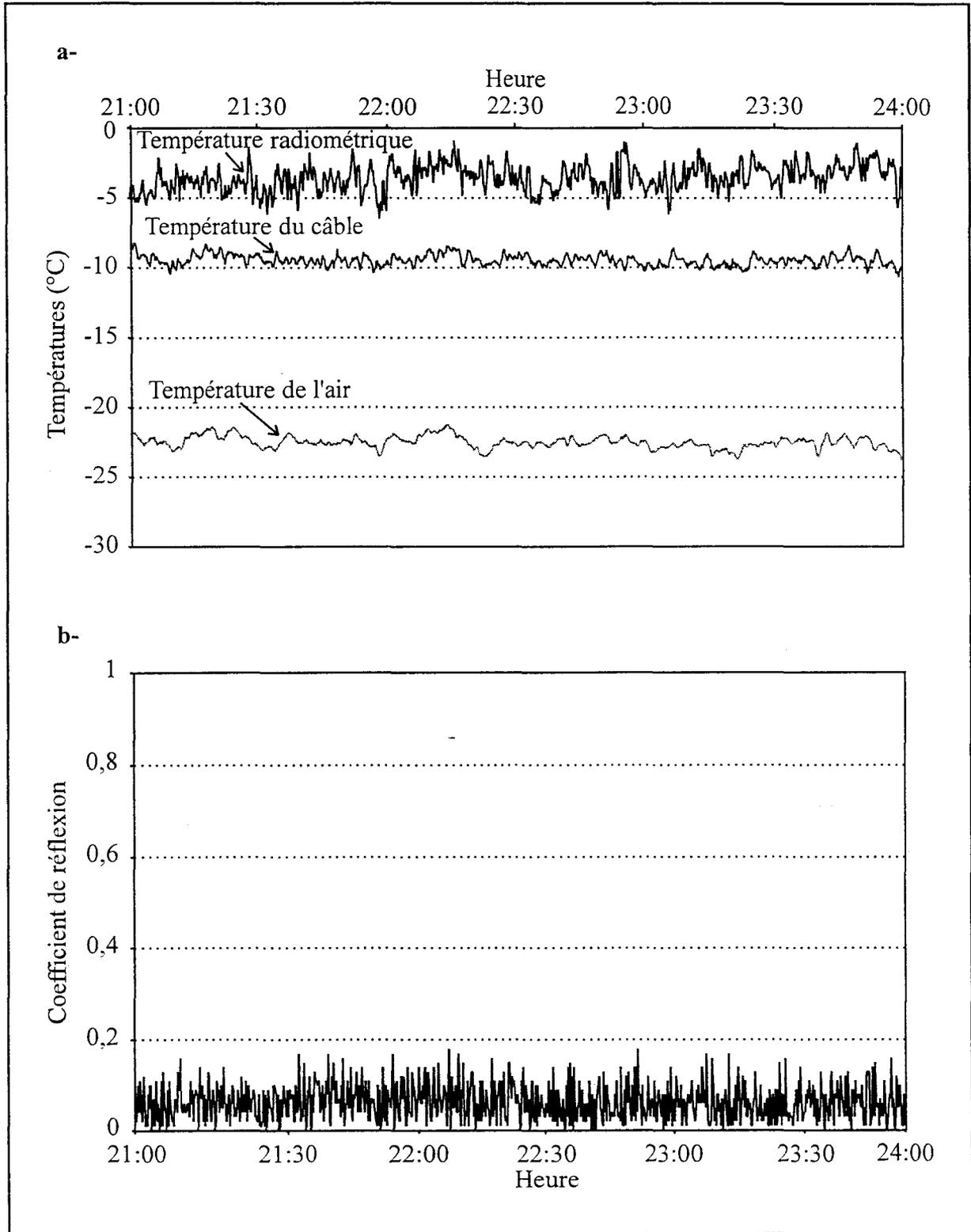


Figure III-8 : Enregistrements effectués sur une durée de 3 heures dans le tunnel de surgélation

a- températures

b- coefficient de réflexion du capteur.

mécaniques auxquelles était soumis le capteur (produites par le flux d'air pulsé ainsi que par le dispositif de défilement du tapis transportant le produit), nous avons installé le boîtier de celui-ci sur des plots anti-vibratoires. Afin de protéger le capteur, nous avons disposé une fenêtre en plexiglas dans l'ouverture du boîtier. Ce matériau a été choisi d'une part, parce qu'il permet de respecter les normes d'hygiène et de sécurité lors du process et d'autre part, pour sa faible émissivité dans la gamme de température considérée. De plus, suite à des relevés du diagramme de réception du capteur, qui ont été effectués en chambre anéchoïde au Laboratoire de RadioPropagation et Electronique, nous avons modifié l'orientation de celui-ci (rotation de 90°) de façon à éloigner le lobe de réception de l'ouverture située en bout de tunnel. Enfin, lors de l'acquisition de la température radiométrique mesurée, nous avons éliminé (par filtrage) les perturbations causées par l'ouverture automatique de la porte permettant le passage aux chariots transporteurs de palettes.

Durant cette campagne de mesures, les enregistrements des différentes grandeurs ont été effectués dans les mêmes conditions que la campagne précédente : mode de fonctionnement identique pour le dispositif radiométrique ainsi que pour les procédures de prise d'échantillons dans le tunnel.

Résultats :

Les **figures III-8,9,10** présentent un aperçu des différentes grandeurs mesurées à l'intérieur du tunnel sur des durées de 3, 5 et 8 heures. Compte tenu des modifications apportées, nous constatons que les enregistrements sont beaucoup plus "propres". Nous observons une meilleure adaptation du capteur, la valeur du coefficient de réflexion est passée de **0,19** à environ **0,06** et ceci avec de plus faibles fluctuations (de l'ordre de 0,04 au lieu de 0,05 lors de la première campagne de mesures). Ces résultats sont compatibles avec les observations faites en laboratoire (paragraphe II-1-4-1).

Nous avons à nouveau comparé la température radiométrique aux températures interne et de surface de quelques échantillons prélevés dans le tunnel. Nous donnons quelques exemples sur la **figure III-11**. Le traitement de ces différentes grandeurs a été effectué suivant les mêmes procédures que lors de la première série de mesures.

A la suite de ces deux campagnes sur site, il apparaît que dans 90 % des cas, la température radiométrique relevée durant le laps de temps nécessaire à la prise d'échantillons

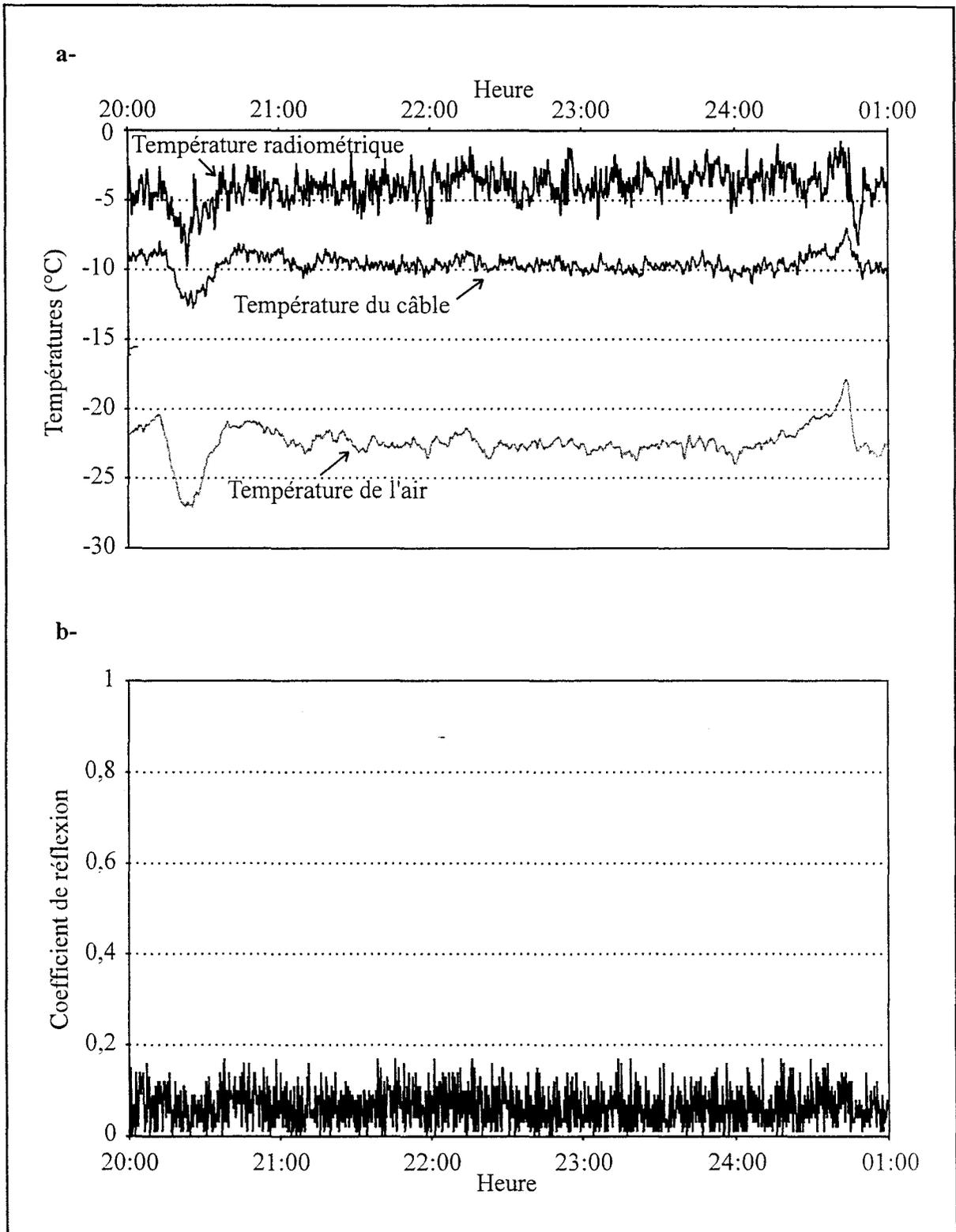


Figure III-9 : Enregistrements effectués sur une durée de 5 heures dans le tunnel de surgélation

a- températures

b- coefficient de réflexion du capteur.

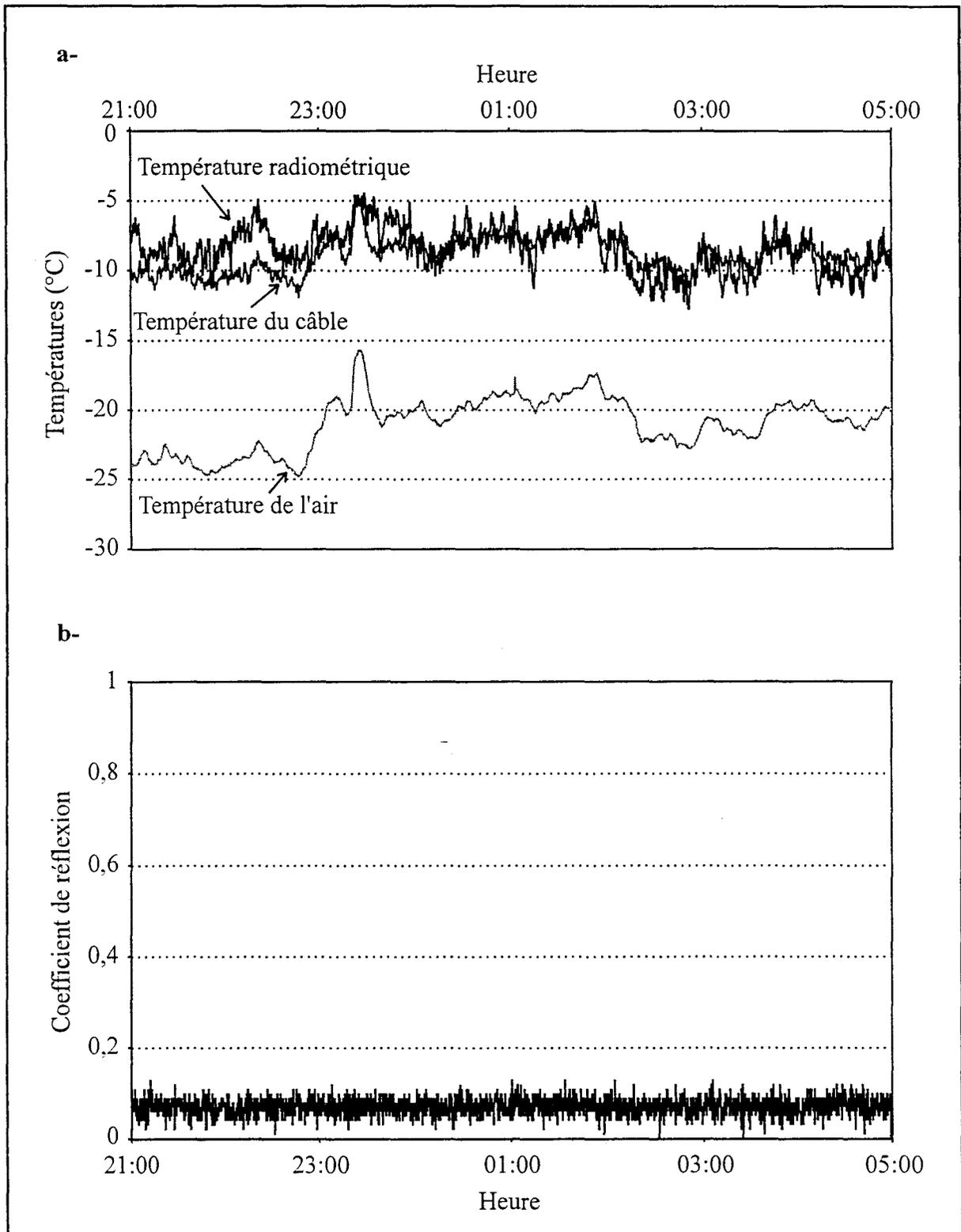


Figure III-10 : Enregistrements effectués sur une durée de 8 heures dans le tunnel de surgélation

a- températures

b- coefficient de réflexion du capteur.

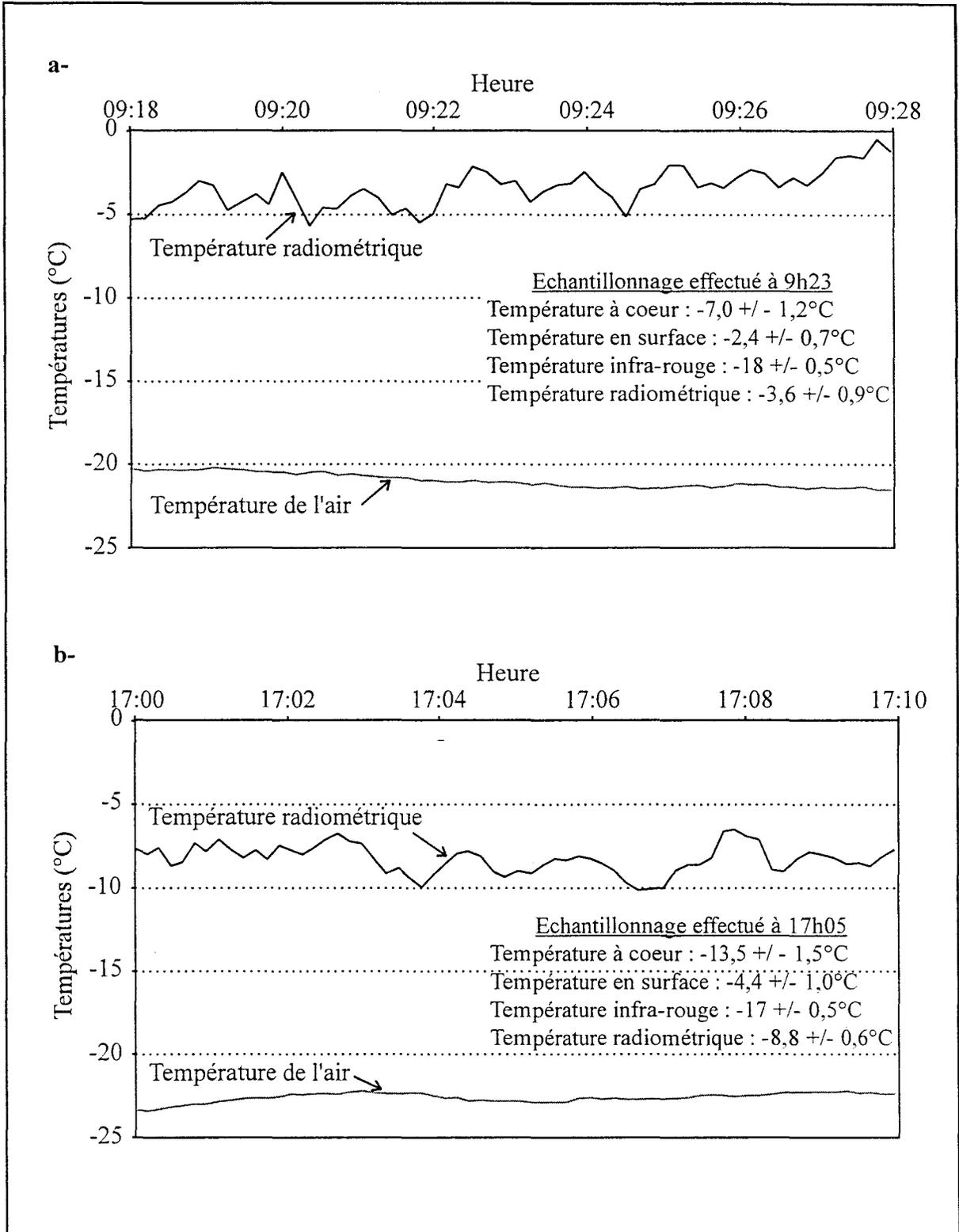
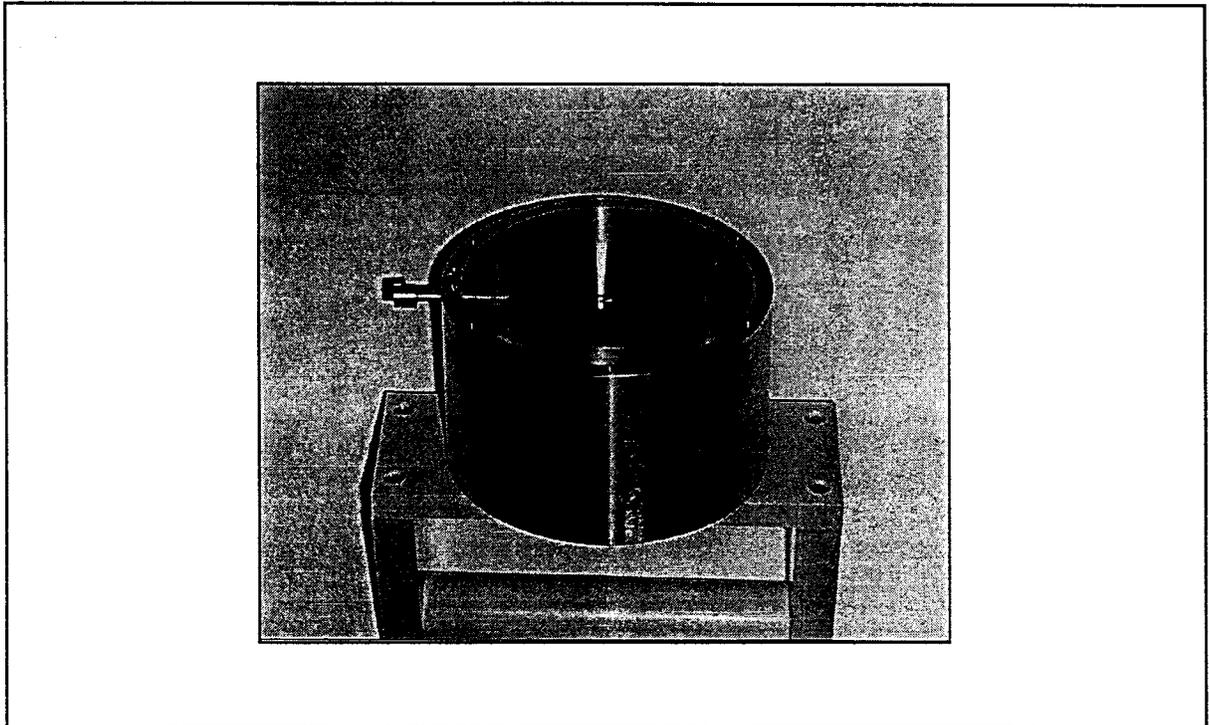


Figure III-11 : Enregistrements effectués sur une durée de 10 minutes dans le tunnel de surgélation. Indications des températures à coeur et en surface des frites, ainsi que de la température infrarouge.



Photographie III-7 : Capteur radiométrique utilisé pour la mesure au contact des emballages en carton.

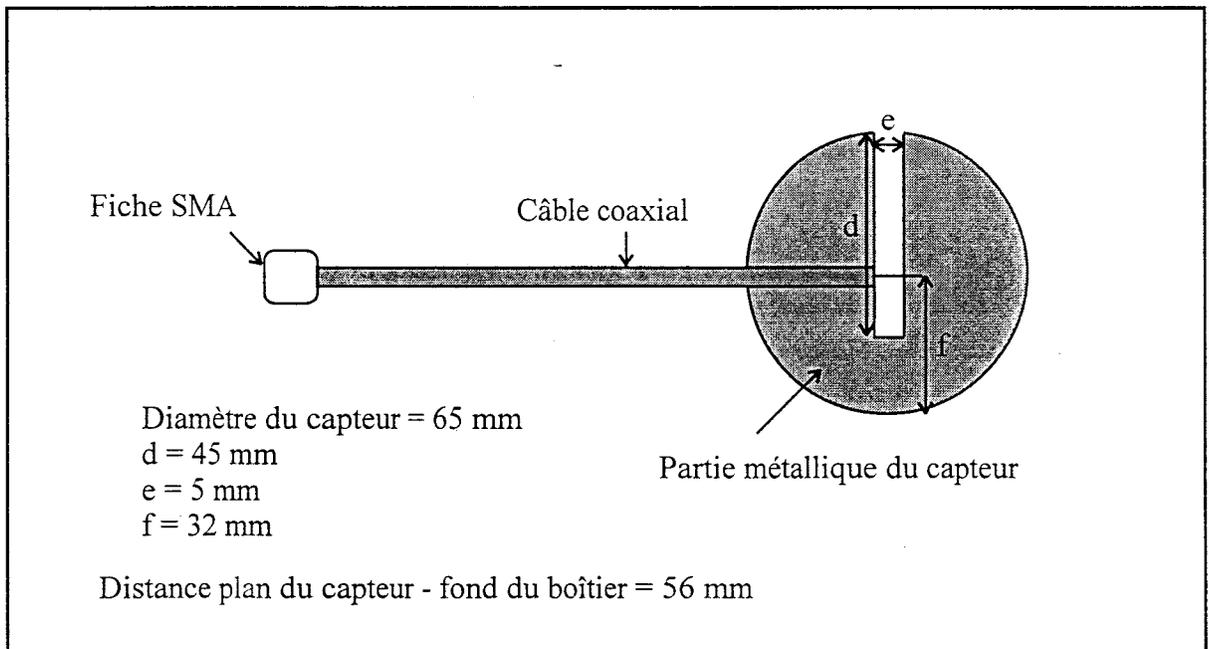


Figure III-12 : Description du capteur radiométrique.

est située entre la température de surface et la température interne des frites prélevées. Le dispositif radiométrique utilisé permet donc d'obtenir une information correcte de l'état de surgélation du produit, ceci par comparaison notamment aux techniques basées sur l'utilisation de l'infrarouge. L'emploi de ce dispositif permettrait donc de mieux contrôler le processus de surgélation du produit et surtout d'intervenir beaucoup plus rapidement sur les paramètres du tunnel (vitesse de déplacement, charge du tapis, ouverture des trappes de circulation d'air...).

II-1-5 Contrôle de température à travers les emballages

II-1-5-1 Capteur radiométrique

Le capteur représenté sur la **photographie III-7** est destiné à être placé par l'opérateur au contact des cartons contenant des sachets de frites surgelées. Il a été conçu pour être utilisé avec un radiomètre fonctionnant autour de 1,575 GHz. C'est un capteur froid qui se présente sous la forme d'un disque de 6,5 cm de diamètre découpé dans une plaque métallique de 0,8 mm d'épaisseur (**figure III-12**). Il est connecté à un câble coaxial UT 141 de 8 cm de long. Le capteur a été placé dans un boîtier métallique cylindrique de 6 cm de profondeur dont le diamètre intérieur correspond à 9,6 cm. Afin de faciliter la prise en main de ce boîtier, nous l'avons équipé d'une poignée réalisée dans du lucoflex.

L'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion dans le plan d'entrée du capteur a été relevée lorsque celui-ci a été placé au contact d'un emballage en carton d'abord vide, puis contenant des frites surgelées. Dans ce dernier cas, le capteur a été positionné au centre de la plus grande face du carton (position 1), puis sur le côté de celle-ci (position 2). Les relevés correspondants sont présentés sur la **figure III-13**. La valeur moyenne du coefficient de réflexion dans la bande passante du radiomètre est tout à fait acceptable lorsque le carton contient les sachets de frites (**tableau III-2**).

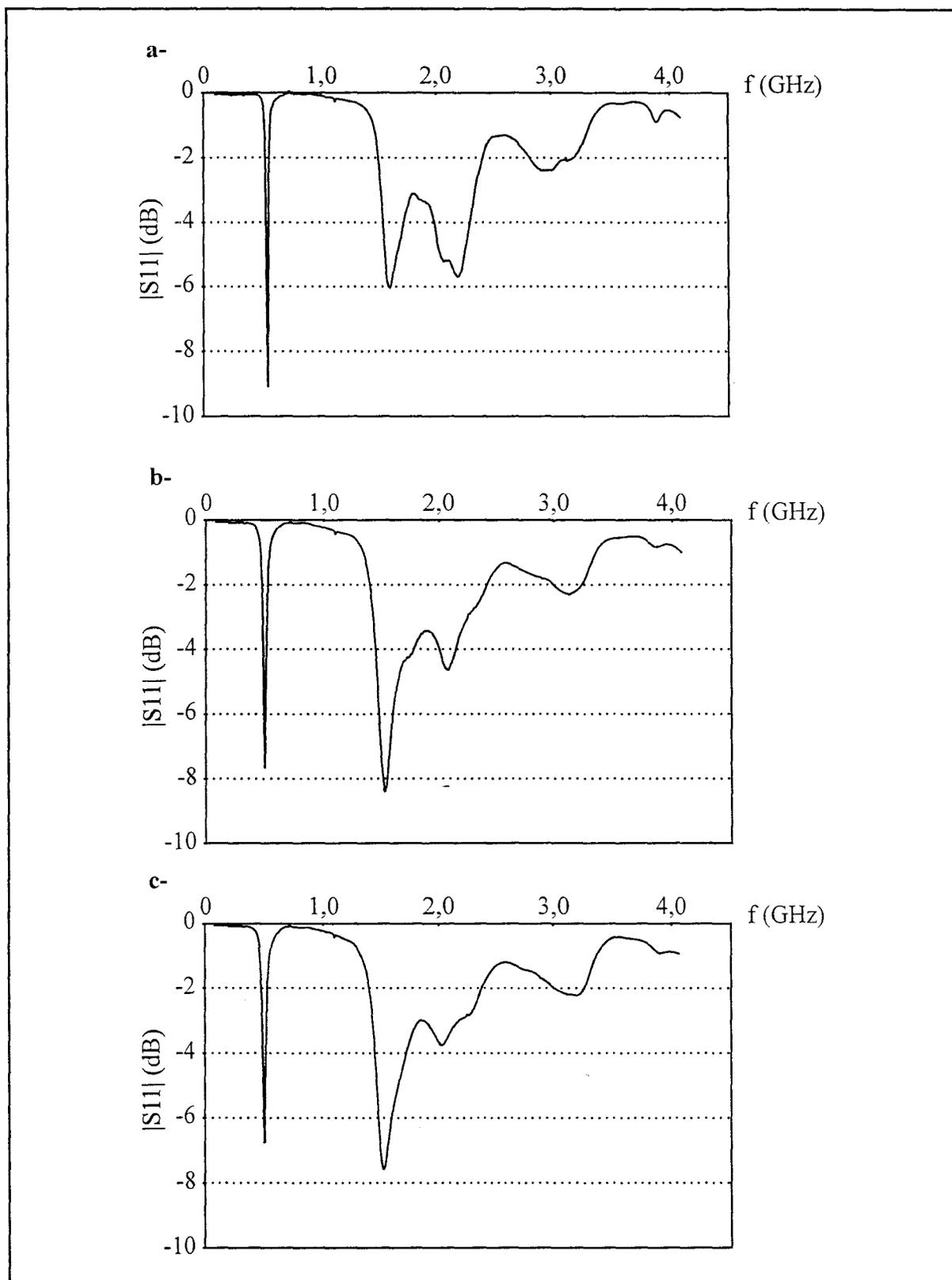


Figure III-13 : Relevés fréquentiels du coefficient de réflexion à l'entrée du capteur
a- carton vide
b- carton contenant les sachets de frites, position 1
c- carton contenant les sachets de frites, position 2.

	$ S_{11} $ moyen (dB)
Carton vide	-4,84
Carton contenant les sachets de frites	
Position 1	-7,49
Position 2	-6,98

Tableau III-2 : Valeurs moyennes du coefficient de réflexion du capteur dans la bande passante du radiomètre (déduites des relevés fréquentiels du $|S_{11}|$).

II-1-5-2 Essais de faisabilité

Lors des essais de faisabilité, les radiomètres fonctionnant autour de 1,575 GHz n'étaient pas disponibles, nous avons donc tenté d'utiliser le radiomètre centré sur 3,2 GHz avec une bande passante de 500 MHz. Malheureusement, le dispositif de refroidissement par effet Peltier disposé sur l'une des charges de référence (Tr_1) a été endommagé durant le transport, les températures de référence équivalentes Tr_{1e} et Tr_{2e} étaient donc respectivement égales à 25°C et 53°C. Le capteur n'étant pas prévu initialement pour un fonctionnement dans cette bande de fréquences, le coefficient de réflexion à l'entrée était relativement important, de l'ordre de 0,64. Un câble coaxial de 3 mètres de long a été placé entre le radiomètre et le capteur, les pertes et la température équivalente (nécessaires à la correction de la mesure radiométrique) étaient respectivement égales à 1,36 dB et 20,5°C.

Des cartons ont été prélevés au hasard sur la chaîne de transit vers les aires de stockage en chambre froide. Le capteur a alors été positionné contre l'une des faces du carton et la température radiométrique (valeur moyenne) a été relevée au bout d'une quinzaine de secondes.

Résultats :

Les mesures présentées sur la **figure III-14** ont été effectuées aléatoirement sur différents types d'emballages (suivant le type de frites). Nous observons des températures radiométriques comprises entre -4,6°C et -8°C, ce qui est compatible avec les mesures effectuées par thermocouple à l'intérieur du carton par le service qualité de l'usine.

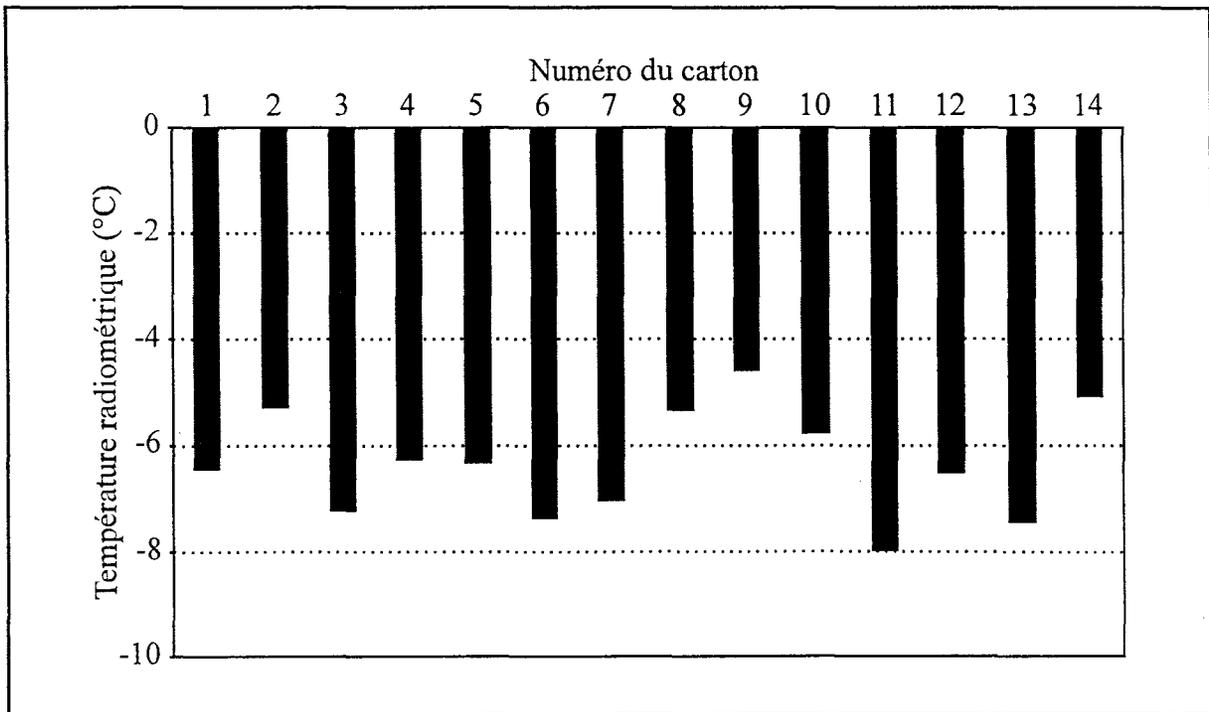
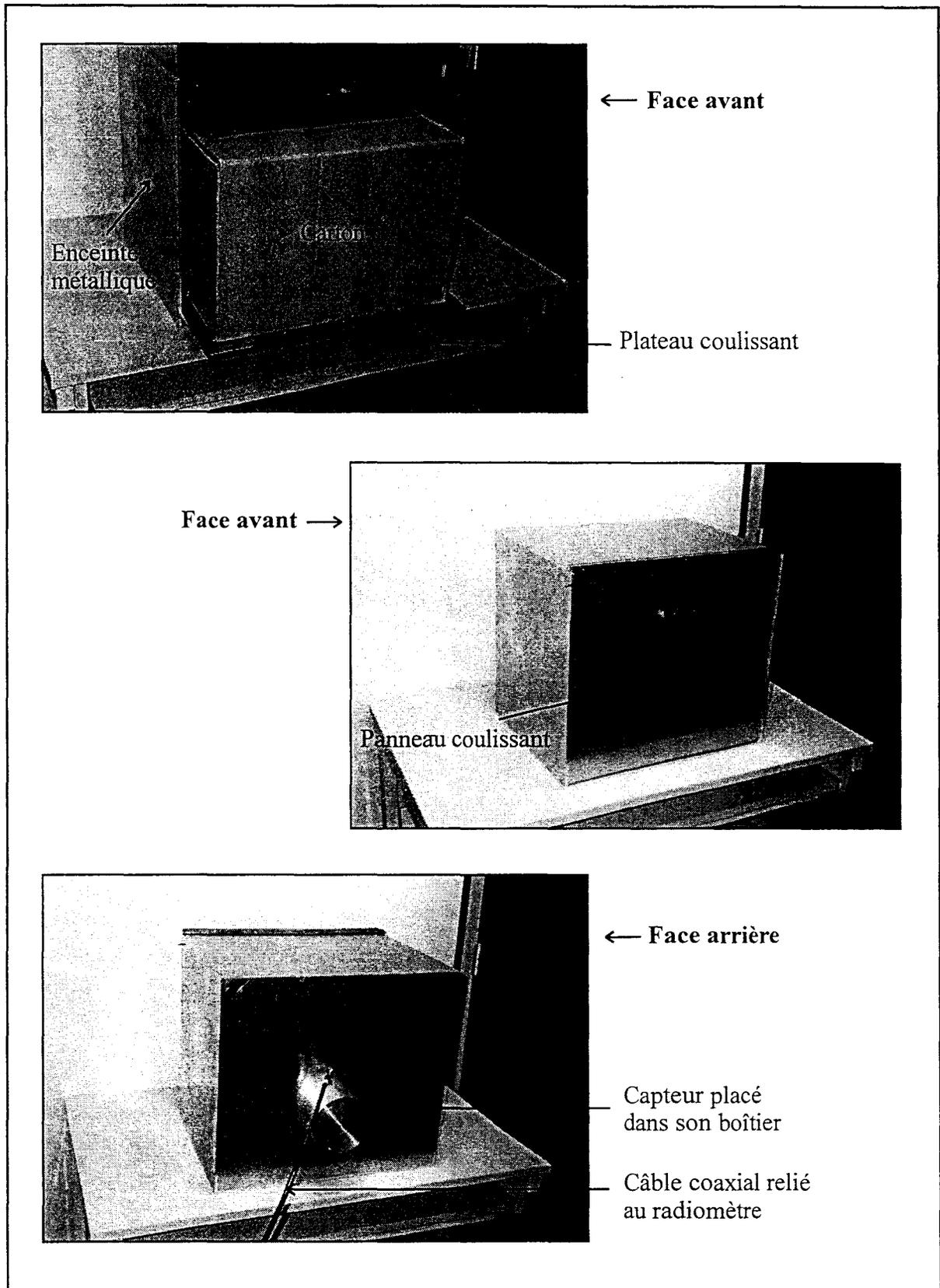


Figure III-14 : Température radiométrique mesurée par le capteur placé au contact du carton.



Photographie III-8 : Enceinte métallique équipée du capteur radiométrique.

Durant ces essais, de nombreuses perturbations ont été détectées jusqu'à rendre le système radiométrique inutilisable durant plusieurs dizaines de minutes. Les résultats présentés correspondent aux enregistrements effectués durant les périodes non perturbées. Par la suite, le même type de perturbations a été observé lorsque nous avons travaillé autour de 1,575 GHz. Nous avons donc décidé de réaliser une enceinte métallique dans laquelle ont été placés les cartons prélevés sur la chaîne de transit.

II-1-5-3 Campagne de mesures

Une campagne de mesures a été entreprise sur trois demi-journées durant lesquelles nous avons testé le dispositif radiométrique à bande étroite (20MHz) fonctionnant autour de 1,575 GHz, sur 60 cartons contenant diverses catégories de frites. Le carton prélevé a été placé dans une enceinte métallique (**photographie III-8**) équipée d'un capteur froid disposé sur l'une de ses parois. Un plateau coulissant disposé sur des rails facilite le positionnement du carton à l'intérieur de l'enceinte qui est ensuite fermée à l'aide d'un panneau. La température radiométrique du produit est alors déterminée à travers l'emballage en une quinzaine de secondes. Cette fois, le capteur est relié au radiomètre par l'intermédiaire d'un câble coaxial d'un mètre de long dont les pertes et la température équivalente correspondent respectivement à 0,8 dB et 16°C. Après avoir déterminé la température radiométrique, le carton testé est ouvert, puis refermé après avoir placé un thermocouple au centre de celui-ci entre deux sachets de frites. La température au sein de l'emballage est alors obtenue au bout de deux à trois minutes, compte tenu de l'inertie thermique. Enfin, quelques échantillons de frites sont prélevés à l'intérieur d'un sachet afin de mesurer la température interne et de surface à l'aide de thermocouples. La durée de cette dernière opération est de l'ordre de 10 minutes.

Résultats :

Les histogrammes des **figures III-15** et **III-16** présentent quelques exemples de relevés de température pour différents types de frites. Sur les **figures III-15a,b,c** sont représentées la température radiométrique, la température relevée par thermocouple à l'intérieur des cartons ainsi que les températures interne et de surface mesurées par thermocouple pour six échantillons de frites. Les mesures réalisées sur les échantillons

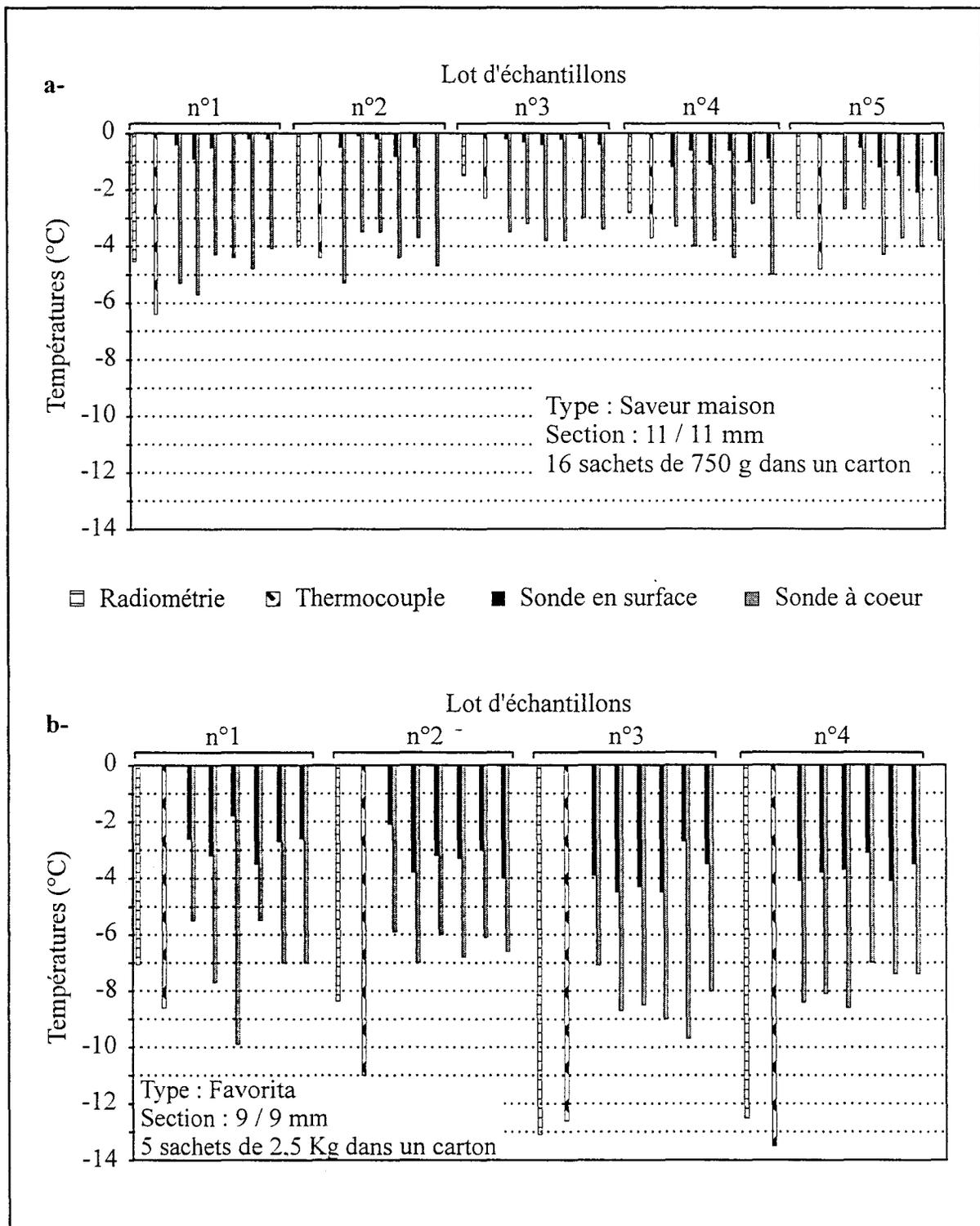


Figure III-15a et b : Exemples de relevés de températures effectués par plusieurs techniques.

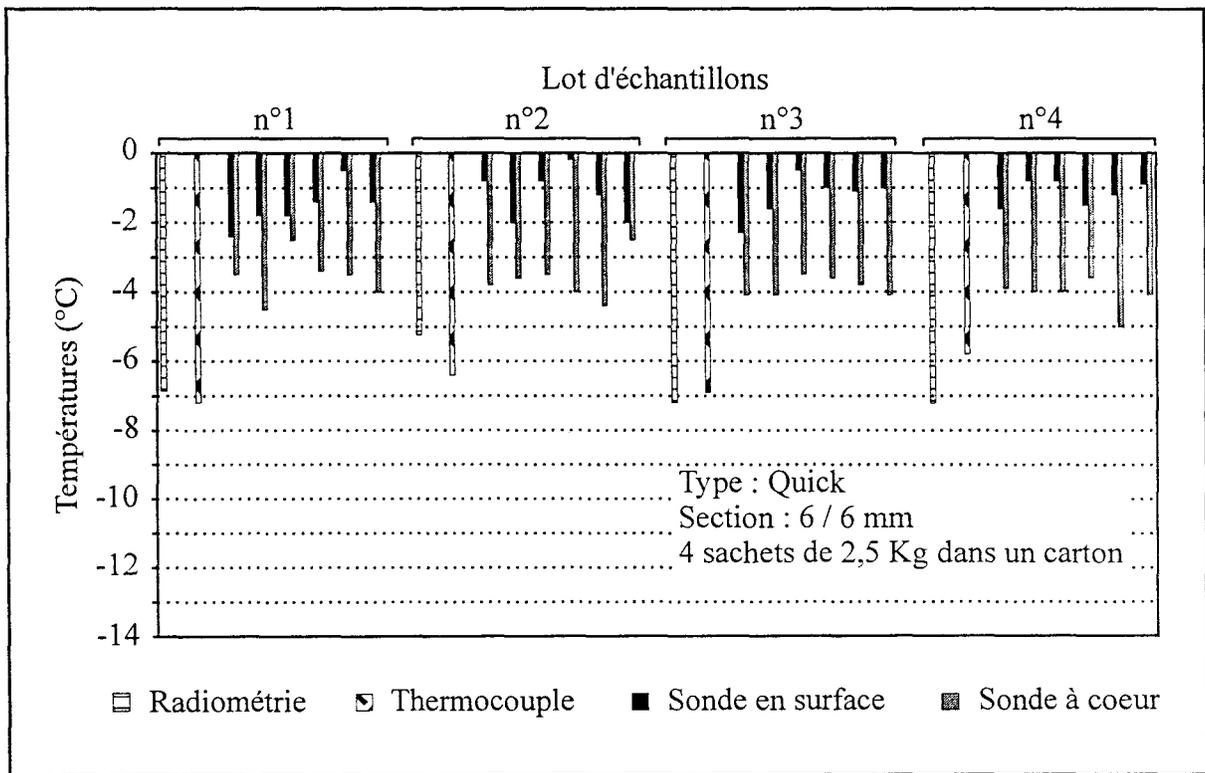


Figure III-15c : Exemples de relevés de températures effectués par plusieurs techniques.

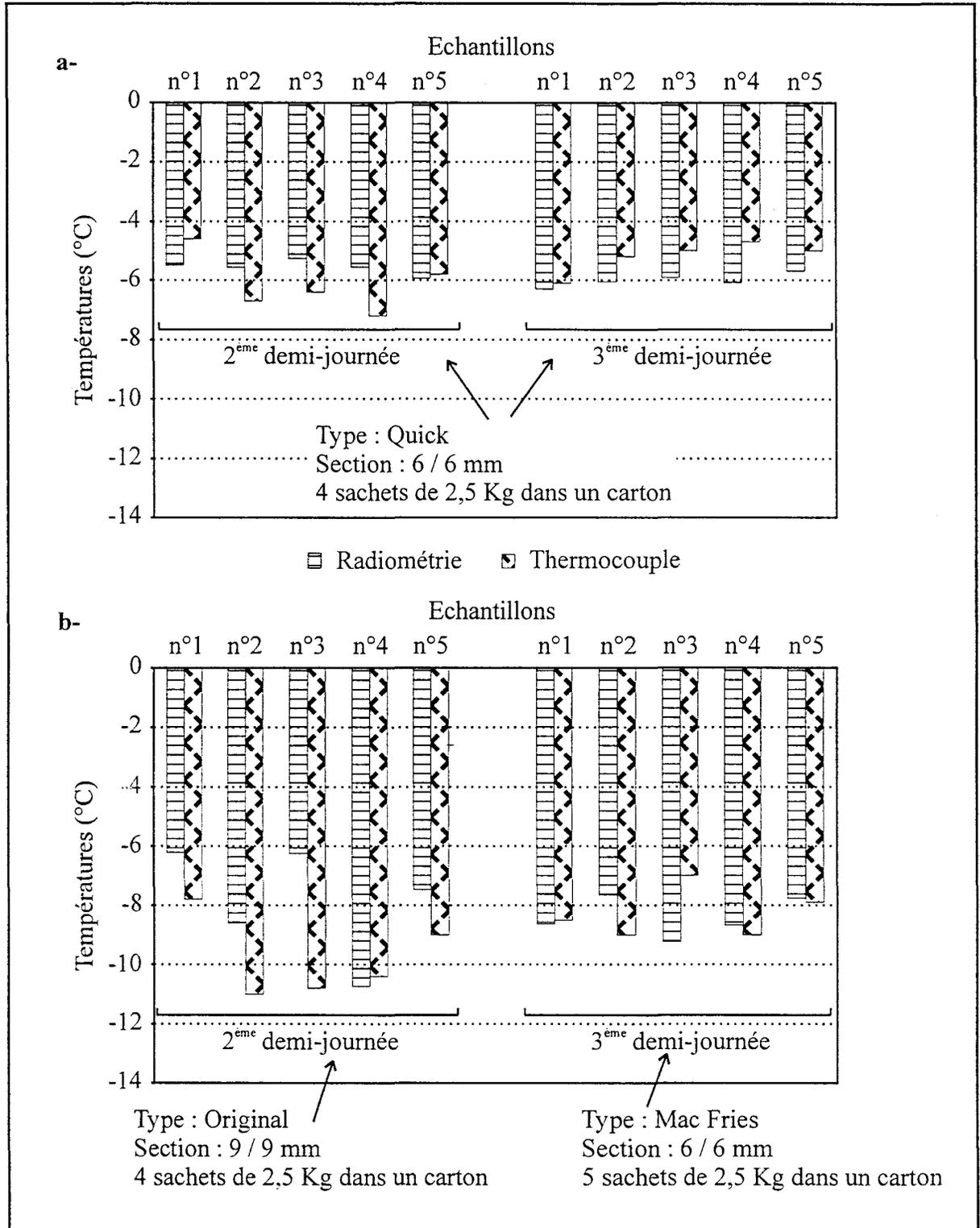


Figure III-16 : Exemples de relevés de températures radiométriques et par thermocouple (entre deux sachets, à l'intérieur du carton).

prélevés à l'intérieur des sachets ne sont donnés qu'à titre indicatif. En effet, dès que les échantillons sont placés au contact de l'air ambiant, la température s'élève très rapidement. De plus, les thermocouples utilisés par le personnel de l'usine ont un temps de réponse de quelques secondes, ce qui introduit une erreur de plusieurs degrés sur ces relevés, surtout lorsque la section des frites est faible. Les échanges thermiques étaient beaucoup moins importants lorsque ce type de relevés est effectué à l'intérieur du tunnel de surgélation lors des essais de contrôle en ligne.

Nous observons que les niveaux de température enregistrés, quelle que soit la technique utilisée, peuvent être très différents en fonction du type de frites contenues dans les emballages. Les **figures III-15a** et **III-15b** illustrent parfaitement cette remarque. Nous avons pris soin de vérifier à maintes reprises que ces phénomènes étaient totalement reproductibles (**figures III-16a**) et bien liés au type de frites considéré (taille et process de surgélation différents).

La température mesurée par thermocouple, considérée comme la plus fiable, est celle qui est relevée entre deux sachets à l'intérieur du carton. Dans ce cas, les échanges thermiques sont peu importants vu la masse de produits considérée. C'est cette mesure qui est généralement utilisée par le laboratoire qualité de l'usine pour contrôler la température du produit emballé avant son départ en chambre froide.

La **figure III-16** présente quelques exemples de comparaison entre la température radiométrique et celle mesurée par thermocouple à l'intérieur des cartons pour trois types de produits. Pour chaque demi-journée de la campagne de mesures, nous avons représenté sur un graphe la correspondance entre la température radiométrique et la température mesurée par thermocouple à l'intérieur du carton. L'incertitude est de 0,5°C pour la mesure radiométrique et de 1°C pour la mesure par thermocouple (dispersion observée en plaçant le thermocouple en différents points à l'intérieur du carton). Compte tenu de ces incertitudes, nous constatons que 50 % des relevés radiométriques sont en accord avec les relevés par thermocouple lors de la première demi-journée (**figure III-17a**). Après avoir apporté une petite modification sur le dispositif (amélioration du blindage électromagnétique de la transition capteur-câble coaxial), nous avons obtenu un accord de 70% lors des deux autres demi-journées (**figures III-17b** et **III-17c**).

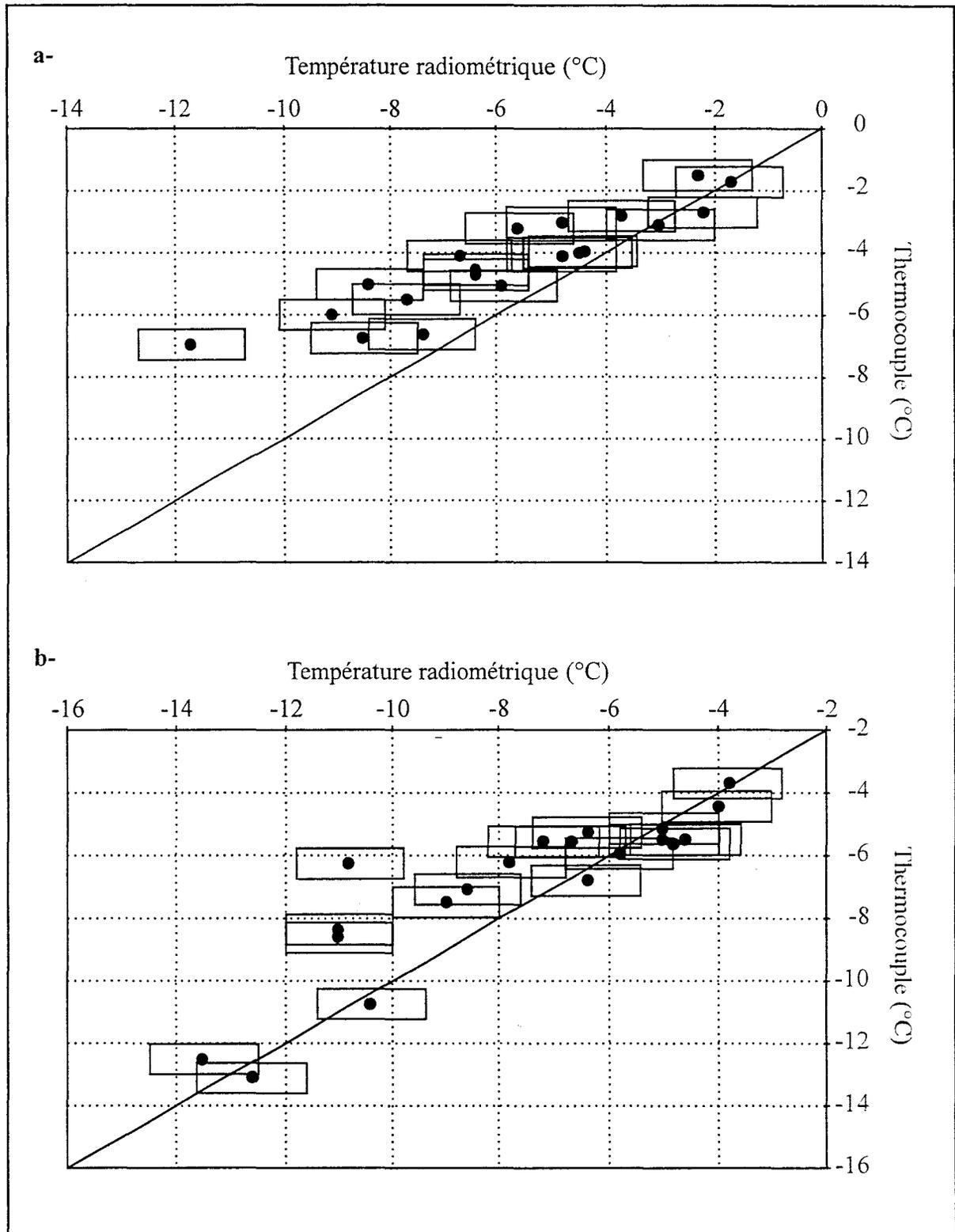


Figure III-17a et b : Comparaison entre la température radiométrique et celle mesurée par thermocouple à l'intérieur des cartons

- a- première demi-journée
- b- deuxième demi-journée.

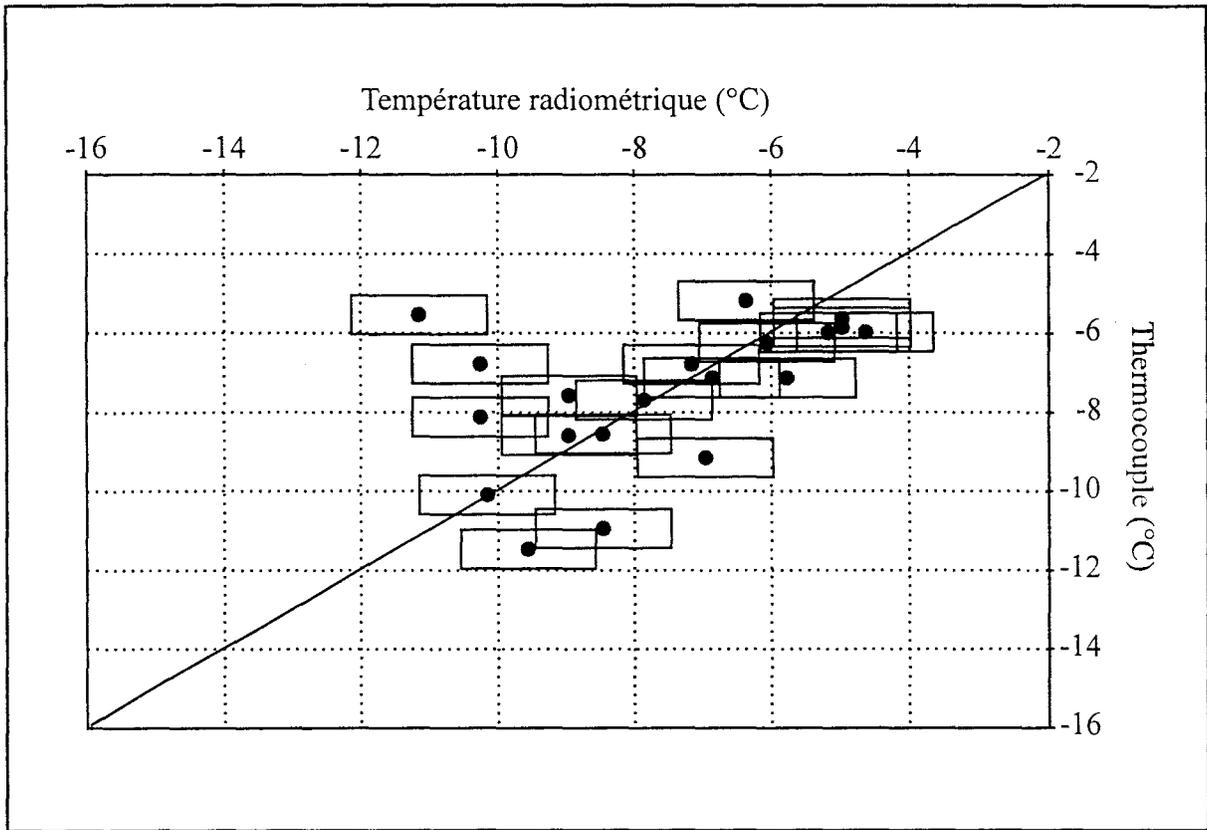


Figure III-17c : Comparaison entre la température radiométrique et celle mesurée par thermocouple à l'intérieur des cartons la troisième demi-journée.

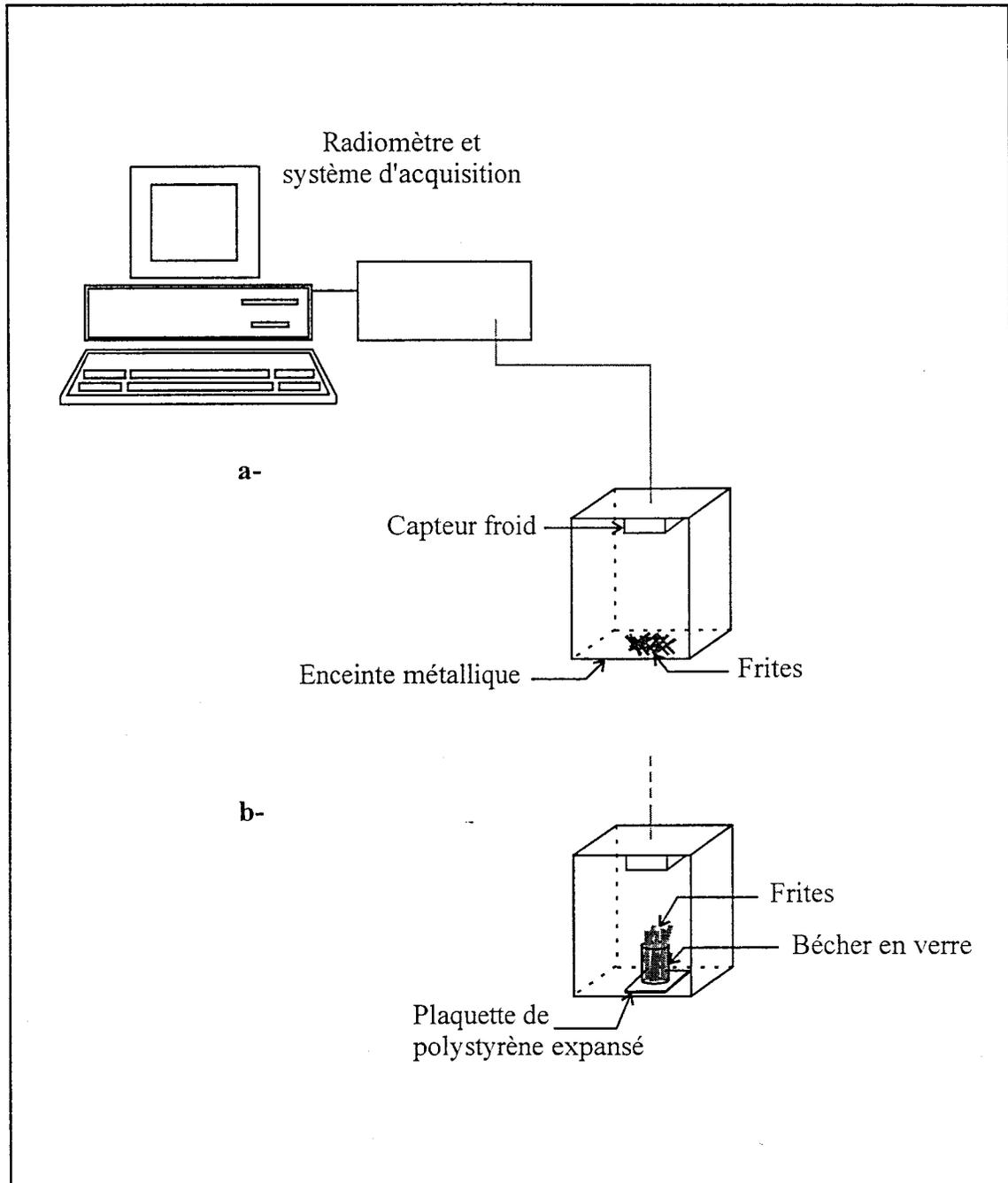


Figure III-18 : Dispositif utilisé lors du contrôle de température par échantillonnage.

A ce stade, nous pouvons considérer qu'il y a un accord satisfaisant entre ces deux types de relevés compte tenu des incertitudes inhérentes à chaque méthode. Les avantages de la technique radiométrique sont la rapidité d'acquisition (quelques dizaines de secondes comparé à quelques minutes) et la non nécessité d'ouvrir l'emballage (réduction des manipulations du produit). Il est donc tout à fait envisageable d'installer ce type de dispositif radiométrique sur les chaînes de transit afin d'y contrôler un plus grand nombre d'emballages.

II-1-6 Contrôle de température par échantillonnage

Généralement, le suivi de la température moyenne d'un produit lors d'un process est déterminé (par le laboratoire qualité) en prélevant régulièrement une fraction significative de celui-ci, dans lequel est placée une sonde thermocouple. Il est alors souvent nécessaire d'attendre plusieurs minutes pour que la température affichée se stabilise avant de faire l'enregistrement. Afin de réduire la quantité de produits prélevée ainsi que la durée de la mesure, nous avons examiné la possibilité de réaliser des mesures de température radiométrique significatives à partir d'une très faible quantité de produits. Les essais ont été réalisés à l'I.E.M.N dans notre laboratoire où le produit (frites) a été conservé en sachet dans un congélateur où règne une température de l'ordre de -27°C .

Le dispositif utilisé est constitué d'une petite enceinte métallique d'environ 20 cm de côté équipé d'un capteur froid. Celui-ci a été connecté à un radiomètre fonctionnant autour de 3,2 GHz avec 500 MHz de bande passante. Les températures de références équivalentes $Tr1e$ et $Tr2e$ avaient pour valeurs respectives $9,4^{\circ}\text{C}$ et $53,1^{\circ}\text{C}$. Les pertes du câble coaxial reliant le capteur au radiomètre ont été estimées à 0,42 dB et la température équivalente à 26°C . Le temps d'intégration par phase a été fixé à une seconde.

Résultats :

Tout d'abord, nous avons placé différentes quantités de produits congelés (20, 15, 10, puis 5 frites) directement sur le fond de la boîte que nous avons ensuite refermée (**figure III-18a**). L'enregistrement radiométrique a été effectué sur une durée d'environ 65 secondes (**figure III-**

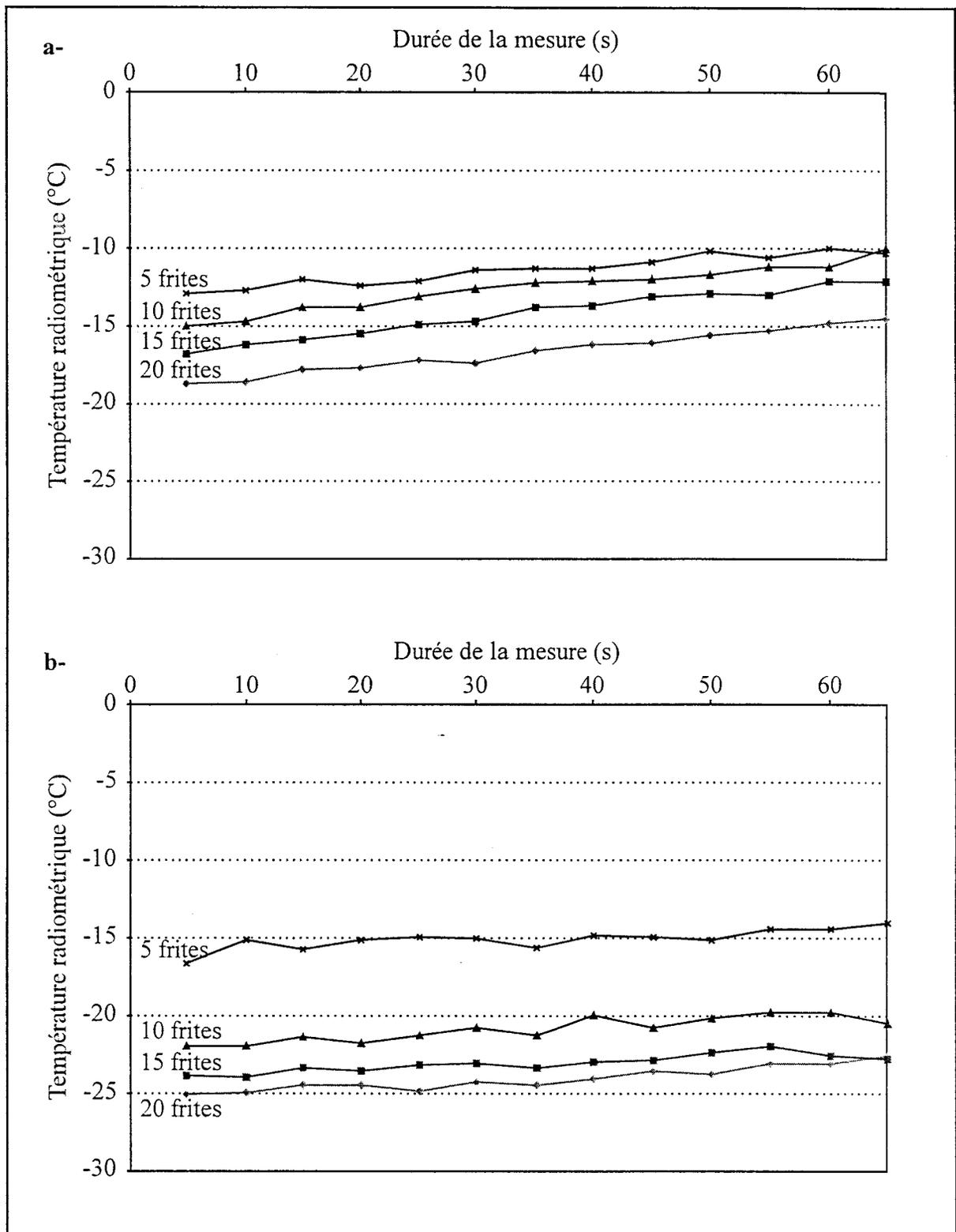


Figure III-19 : Enregistrement sur une durée d'environ 65 s de la température de diverses quantités de frites.

19a). Nous constatons alors que la température radiométrique mesurée est supérieure d'au moins 7°C par rapport au produit placé dans le congélateur. Ceci s'explique par les échanges thermiques avec le produit, lors de sa manipulation et par le délai de transport entre le rez-de-chaussée de l'institut (où est placé le congélateur) et notre laboratoire (situé au 3^{ème} étage). Bien qu'ayant fait preuve d'une certaine vivacité, les échanges thermiques s'effectuent rapidement et sont d'autant plus importants que la quantité de produits est faible. Une fois qu'il a été placé dans l'enceinte, nous observons que la température augmente de plus de 4°C en moyenne en une minute.

Au cours de ces relevés, nous avons également vérifié les valeurs du coefficient de réflexion en fonction de la quantité de produit utilisé (**tableau III-3**).

	Coefficient de réflexion			
	20 frites	15 frites	10 frites	5 frites
Mesure n° 1	$\rho = 0,36$	$\rho = 0,51$	$\rho = 0,48$	$\rho = 0,56$
Mesure n° 6	$\rho = 0,35$	////	$\rho = 0,46$	////
Mesure n° 13	$\rho = 0,34$	$\rho = 0,47$	$\rho = 0,44$	$\rho = 0,52$

Tableau III-3 : Coefficient de réflexion du capteur en fonction de la quantité de produit.

D'une façon générale, nous constatons que l'adaptation est d'autant meilleure que la quantité est importante. Le coefficient de réflexion reste sensiblement constant sur une faible durée (de l'ordre d'une minute). Bien que les valeurs soient relativement importantes, l'amplitude des fluctuations était tout à fait acceptable.

Afin de réduire les échanges thermiques, nous avons répété les opérations précédentes en transportant les frites prélevées dans un bûcher en verre qui a été disposé sur une plaquette de polystyrène expansé placée dans l'enceinte métallique (**figure III-18b**). Les évolutions observées sont semblables aux précédentes, mais cette fois avec des niveaux de température mesurés plus faibles. En une minute, la température radiométrique augmente de 1,5°C environ au lieu de 4°C précédemment (**figure III-19b**).

Dans cette configuration, les valeurs du coefficient de réflexion en fonction de la quantité de produit utilisé sont du même ordre de grandeur qu'en absence de bûcher et de polystyrène (**tableau III-4**).

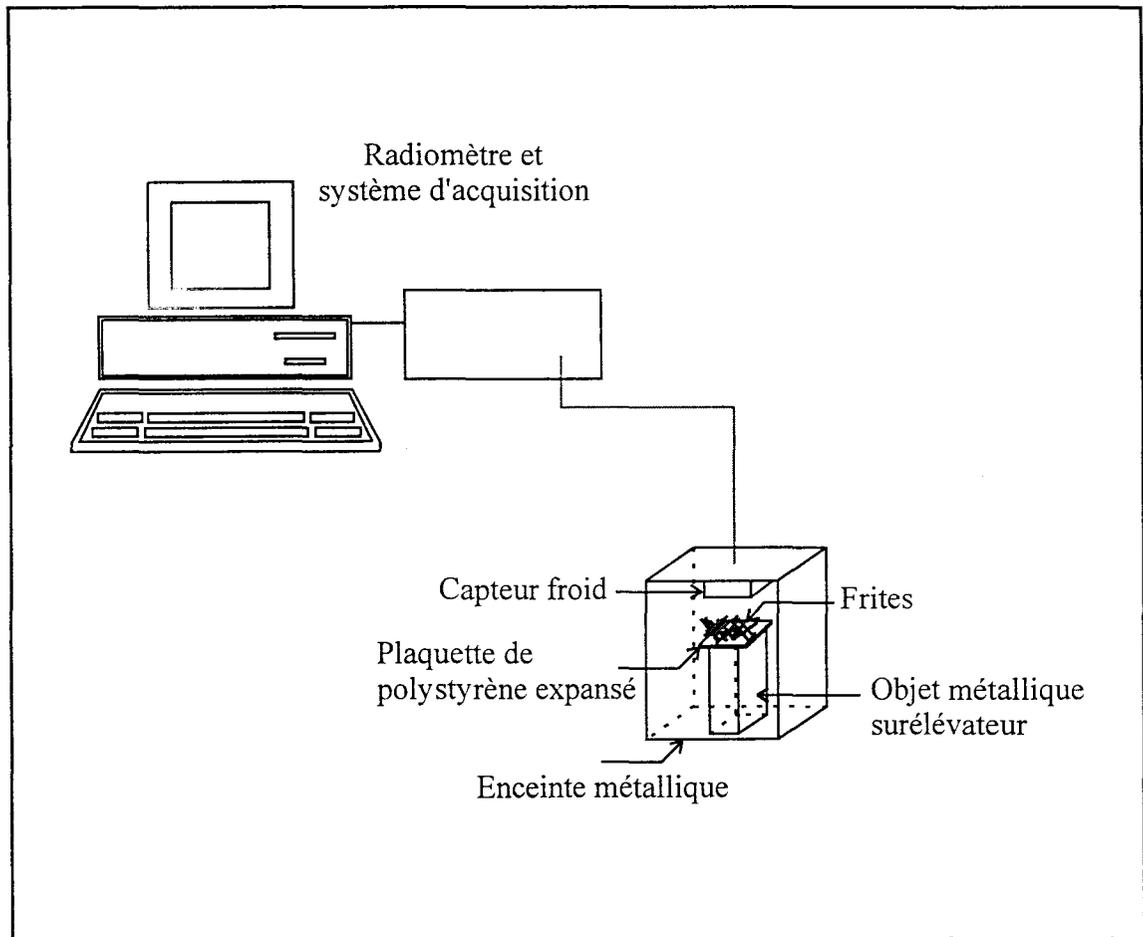


Figure III-20 : Dispositif utilisé lors du contrôle de température par échantillonnage.

	Coefficient de réflexion			
	20 frites	15 frites	10 frites	5 frites
Mesure n° 1	$\rho = 0,39$	$\rho = 0,41$	$\rho = 0,53$	$\rho = 0,58$
Mesure n° 6	$\rho = 0,38$	$\rho = 0,40$	$\rho = 0,52$	$\rho = 0,58$
Mesure n° 13	$\rho = 0,37$	$\rho = 0,40$	$\rho = 0,52$	$\rho = 0,57$

Tableau III-4 : Coefficient de réflexion du capteur en fonction de la quantité de produit.

La présence du bêcher et du support isolant, matériaux peu absorbants, permet d'obtenir une information très réaliste sur la température du produit si l'on utilise un échantillon comportant seulement une vingtaine de frites pour une durée de mesure d'environ 10 secondes.

L'évolution thermique d'une quantité appréciable de produits (20 frites) a ensuite été enregistrée sur une période beaucoup plus importante afin de suivre le processus de décongélation (**figure III-20**). Le temps d'intégration par phase a été fixé à une seconde et la cadence de mesures à 5 secondes. Durant l'enregistrement, la température de la salle était d'environ 25°C. Les enregistrements de la température radiométrique et du coefficient de réflexion sont représentés sur la **figure III-21**. La courbe de montée en température présente tout d'abord une allure exponentielle jusqu'aux environs de -5°C , puis suit une évolution linéaire. Il semblerait que ce changement d'évolution soit lié aux propriétés diélectriques du produit. Des recherches bibliographiques [9] nous ont permis de constater que les produits à forte teneur en eau présentent une faible permittivité diélectrique à basse température, mais celle-ci augmente très rapidement entre -5°C et $+5^{\circ}\text{C}$. L'évolution du coefficient de réflexion est également particulière : celui-ci décroît de 0,3 à 0,2 puis remonte progressivement pour se stabiliser à 0,26. A l'heure actuelle, l'interprétation se révèle complexe et nécessite de réaliser d'autres enregistrements avec différents types de produits.

II-2 Contrôle de température dans un four micro-onde

Restons dans l'univers culinaire où comme l'a énoncé BOVELLES (1531), « Table vaut bien école ». Ainsi, conjointement à la prospective menée précédemment liée au contrôle

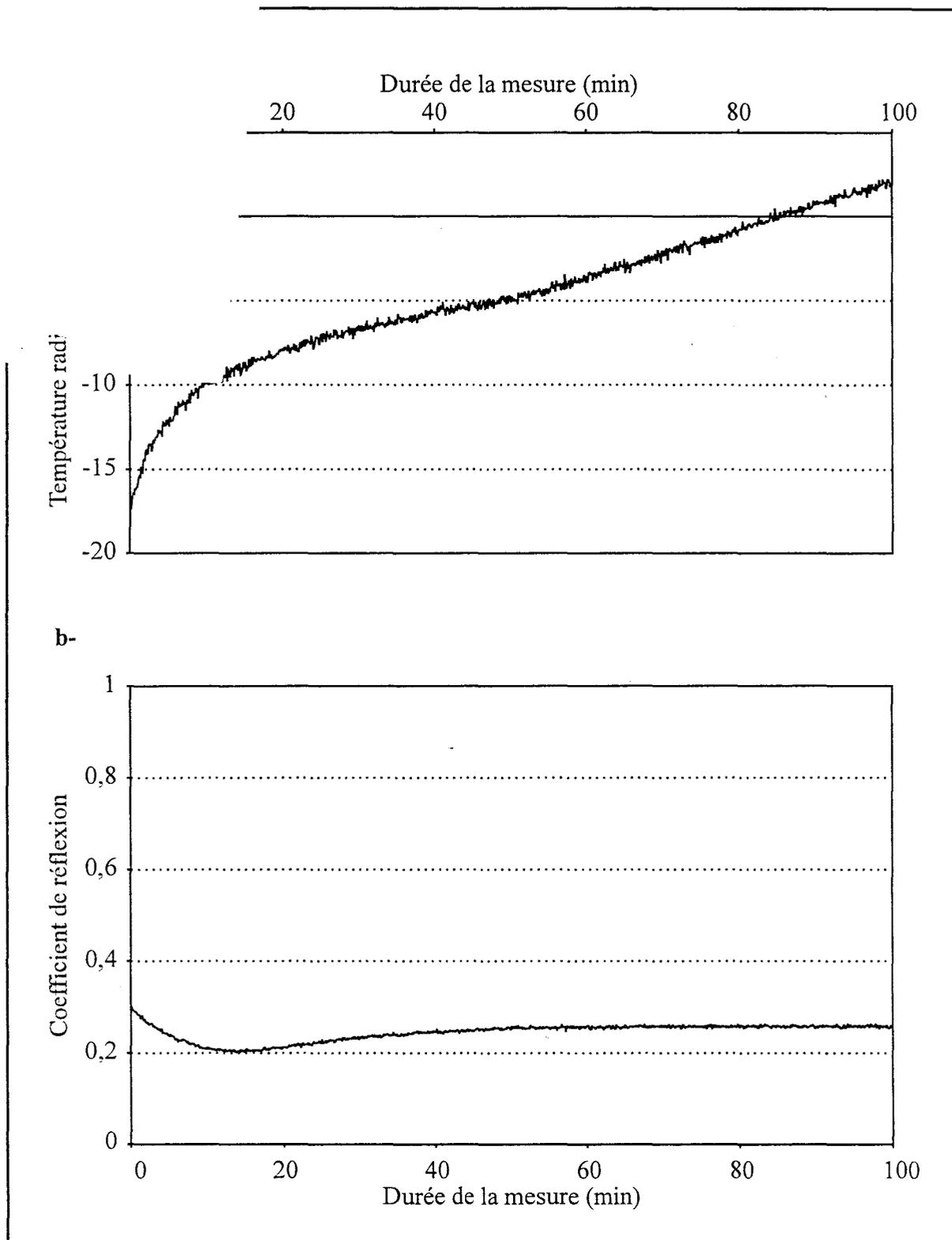
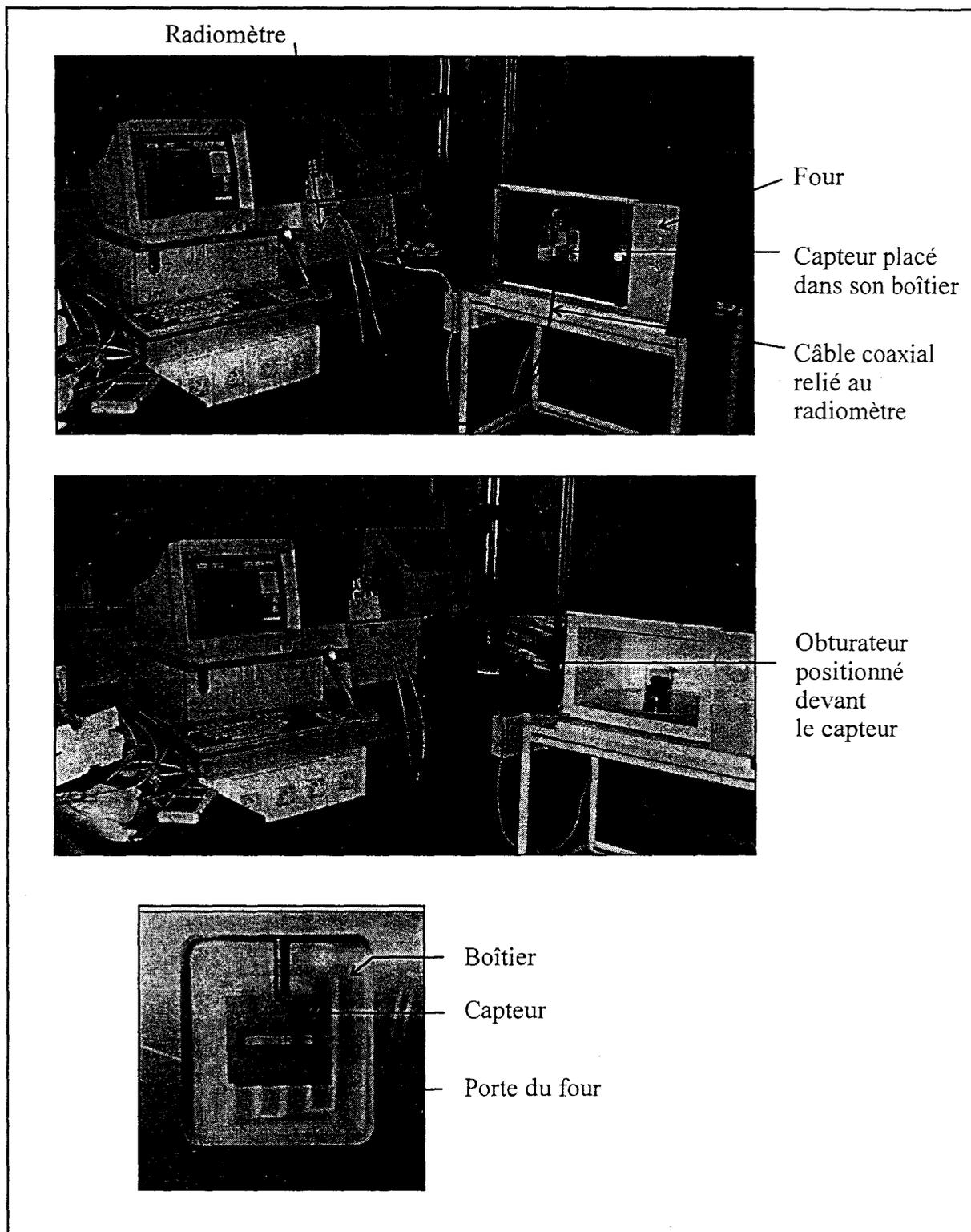


Figure III-21 : Suivi d'un processus naturel de décongélation. Enregistrements radiométriques sur une durée de 1h40

a- température

b- coefficient de réflexion du capteur.



Photographie III-9 : Dispositif utilisé lors du contrôle de température dans un four micro-onde.

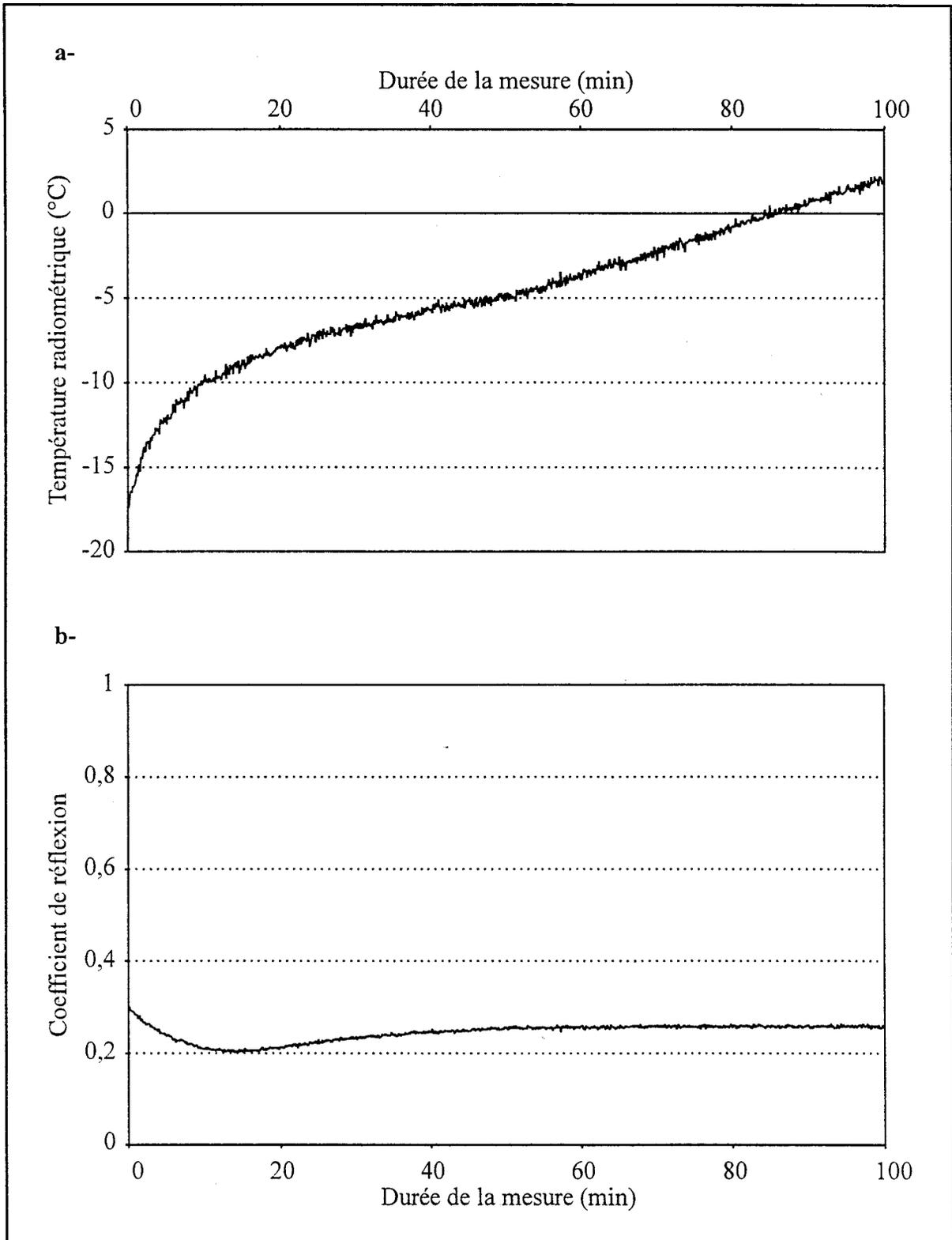
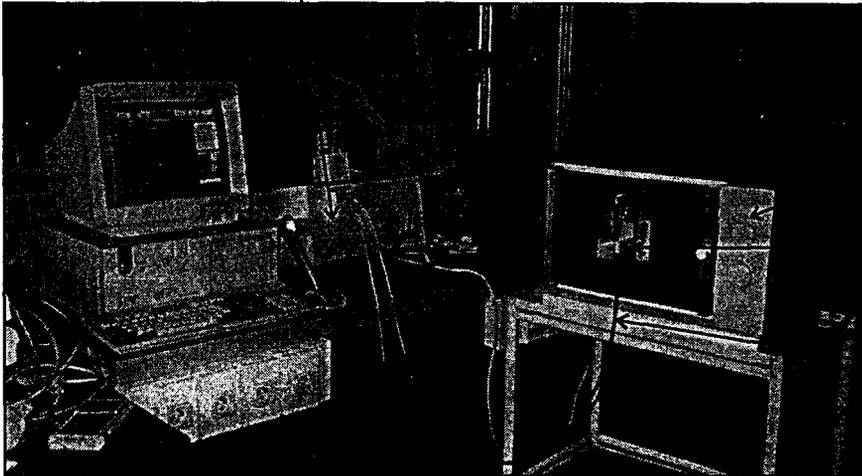


Figure III-21 : Suivi d'un processus naturel de décongélation. Enregistrements radiométriques sur une durée de 1h40

a- température

b- coefficient de réflexion du capteur.

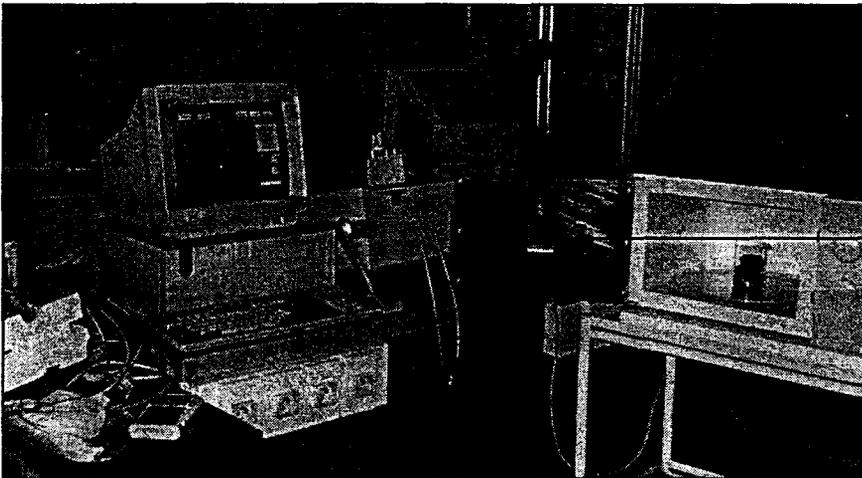
Radiomètre



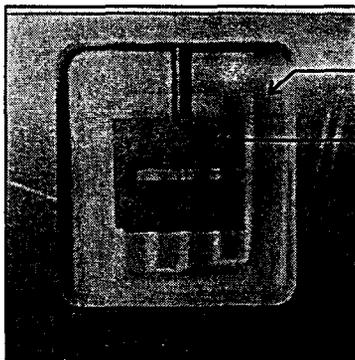
Four

Capteur placé dans son boîtier

Câble coaxial relié au radiomètre



Obturbateur positionné devant le capteur



Boîtier

Capteur

Porte du four

Photographie III-9 : Dispositif utilisé lors du contrôle de température dans un four micro-onde.

radiométrique de température d'aliments surgelés, nous avons tenté de suivre l'évolution de la température d'un produit placé à l'intérieur d'un four micro-onde.

II-2-1 Problématique

Disposer d'une information représentative de la température interne d'un aliment soumis à un chauffage permet de déterminer son état, son niveau de décongélation ou de cuisson et facilite ainsi le réglage de la puissance et le temps de chauffage selon sa nature et l'état final souhaité. Plusieurs techniques ont déjà été utilisées : emploi de thermocouples ou de thermistances mesurant la température de l'air dans l'enceinte, de thermomètres infrarouge, de fibres optiques (10 à 20) que l'on implante dans le corps [],... mais ces techniques ont pour inconvénients de ne pas être suffisamment représentatives (température de l'air et non du produit, température de la surface du produit) ou peuvent être difficiles à mettre en œuvre (implantation des fibres optiques dans un produit congelé). L'idée d'utiliser la radiométrie micro-onde pour le contrôle de température d'un produit en phase de cuisson découle de ces observations. Toutefois, la puissance délivrée dans un four micro-onde ménager est typiquement de l'ordre de 1000 watts, alors que la puissance mesurée par un radiomètre s'exprime en picowatts. Il est donc hors de question d'effectuer la mesure de température durant le fonctionnement de celui-ci sous peine de détruire l'étage d'entrée de la chaîne d'amplification. et la présence du filtre ne permet pas d'avoir une isolation suffisante. Cependant, les fours micro-ondes actuels fonctionnent en mode alterné et la puissance moyenne de chauffage est ajustée en réglant le rapport cyclique (émission-arrêt). Il est donc tout à fait envisageable de réaliser la mesure de température radiométrique durant les périodes d'arrêt de l'émission micro-onde [10].

II-2-2 Dispositif expérimental et méthode

Nous nous sommes équipés d'un four micro-onde standard sur lequel nous avons remplacé la porte vitrée par une porte entièrement métallique (**photographie III-9**). Une ouverture de 6 cm sur 6,5 cm a été découpée afin d'y intégrer un capteur radiométrique muni d'un boîtier métallique. Afin de protéger la chaîne d'amplification du radiomètre, le boîtier du capteur a été équipé d'un obturateur métallique qui permet d'isoler le capteur durant les

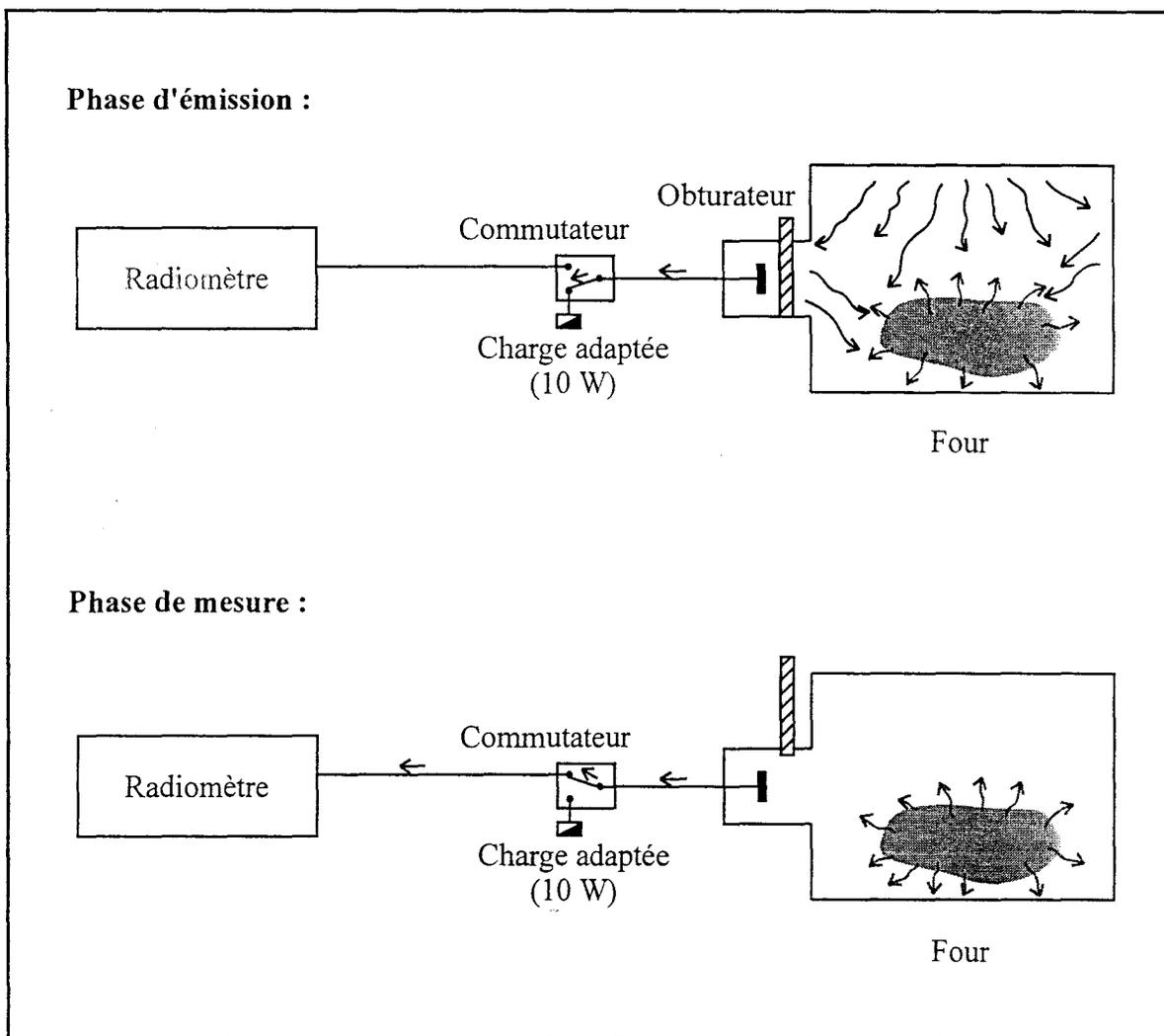


Figure III-22 : Schéma explicatif du dispositif de contrôle de température dans un four micro-onde.

phases d'émission. Le capteur est ensuite relié, via un commutateur mécanique, au radiomètre (centré sur 3,2 GHz avec 500 MHz de bande passante) par l'intermédiaire d'un câble coaxial souple (**figure III-22**). Ce commutateur assure une protection supplémentaire du radiomètre durant les phases de chauffage.

II-2-3 Capteur radiométrique

Le capteur utilisé est un "capteur froid" réalisé à partir d'une plaque de cuivre de 1 mm d'épaisseur. Les dimensions des différentes arêtes du capteur ainsi que le positionnement du câble coaxial UT 141 (d'une longueur de 13 cm) sont données sur la **figure III-23**. Le capteur est placé à l'intérieur d'un boîtier en aluminium dont les parois ont une épaisseur de 10 mm. Une plaque coulissante de 2,5 mm d'épaisseur permet d'obturer le boîtier durant la phase de chauffage(**figure III-22**). Ce boîtier est vissé face à l'ouverture réalisée dans la porte métallique du four.

Signalons que le capteur utilisé n'a pas été spécifiquement conçu à l'origine pour cette application, mais nous avons vérifié que l'adaptation était suffisante (dans la bande passante du radiomètre) pour les tests de faisabilité. -

Les produits que nous avons placés à l'intérieur du four sont : de l'eau (milieu fortement dissipatif), puis de l'huile de cuisine (faiblement dissipatif) [11]. La **figure III-24** présente le relevé fréquentiel du coefficient de réflexion à l'entrée du capteur lorsque l'enceinte du four contient respectivement 200 ml d'eau, puis 200 ml d'huile contenu dans un récipient en verre pyrex. Des relevés ont également été effectués avec une quantité de 80 ml. Les valeurs moyennes du coefficient de réflexion (dans la bande passante du radiomètre) obtenues pour ces différents cas de figure sont données dans le **tableau III-5**. Bien que le capteur utilisé ne soit pas optimisé pour cette application, les niveaux d'adaptation obtenus sont suffisants (paragrapheI)pour accéder à une mesure radiométrique correcte.

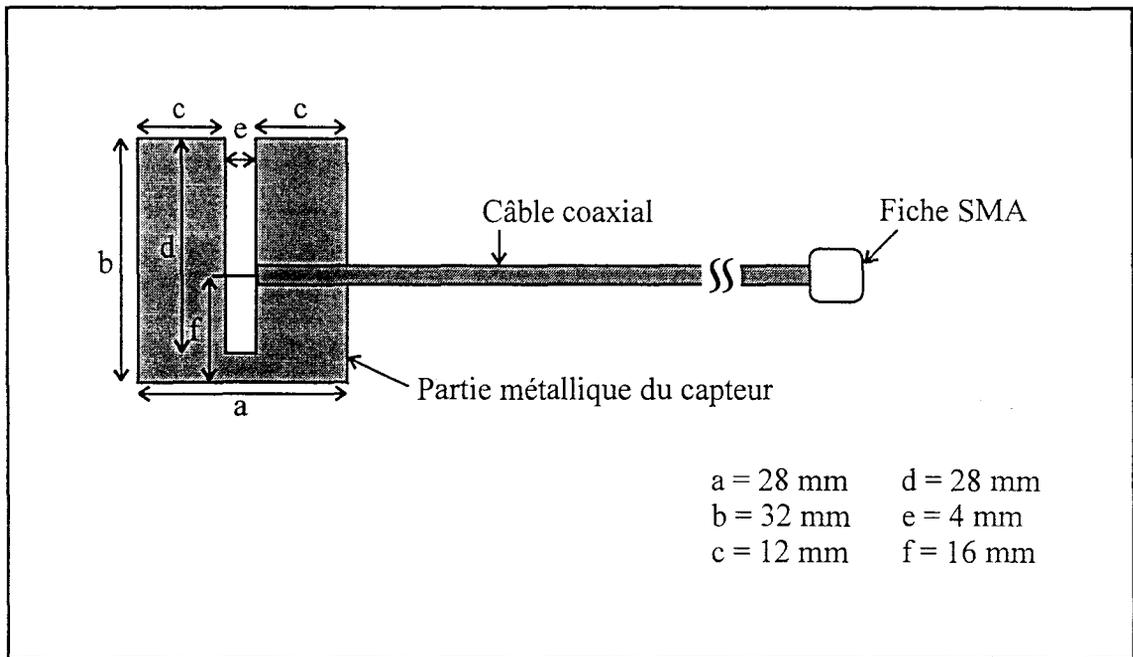


Figure III-23 : Capteur radiométrique utilisé pour le contrôle de température dans un four micro-onde.

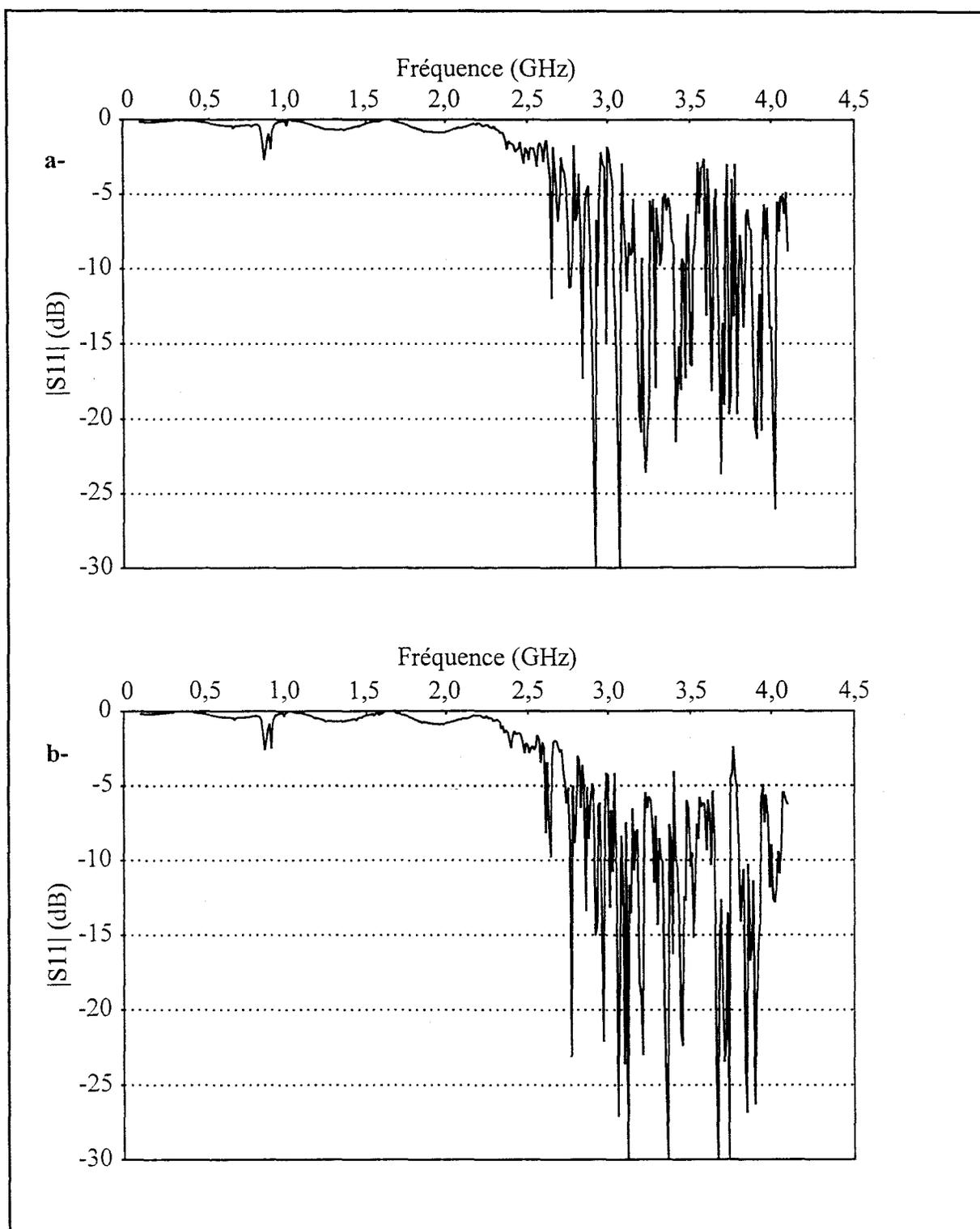


Figure III-24 : Relevés fréquentiels du coefficient de réflexion à l'entrée du capteur lorsque l'on place à l'intérieur du four :

a- 200 ml d'eau (avec plateau tournant)

b- 200 ml d'huile (avec plateau tournant).

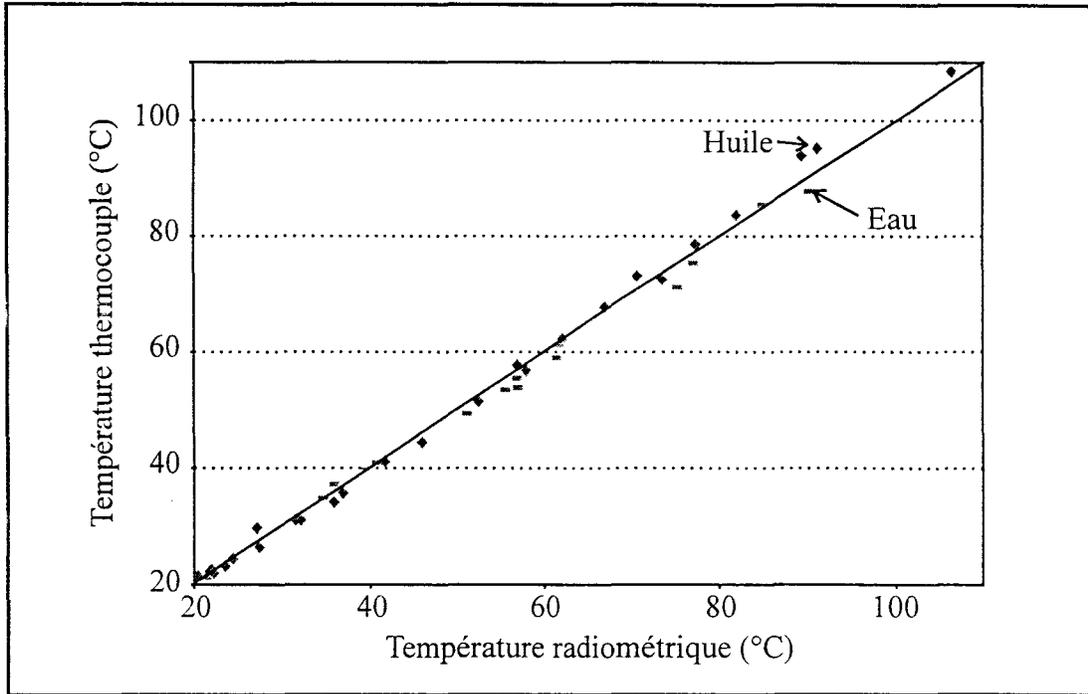


Figure III-25 : Correspondance entre les températures radiométrique et thermocouple lors du chauffage de 80 ml d'eau puis 80 ml d'huile.

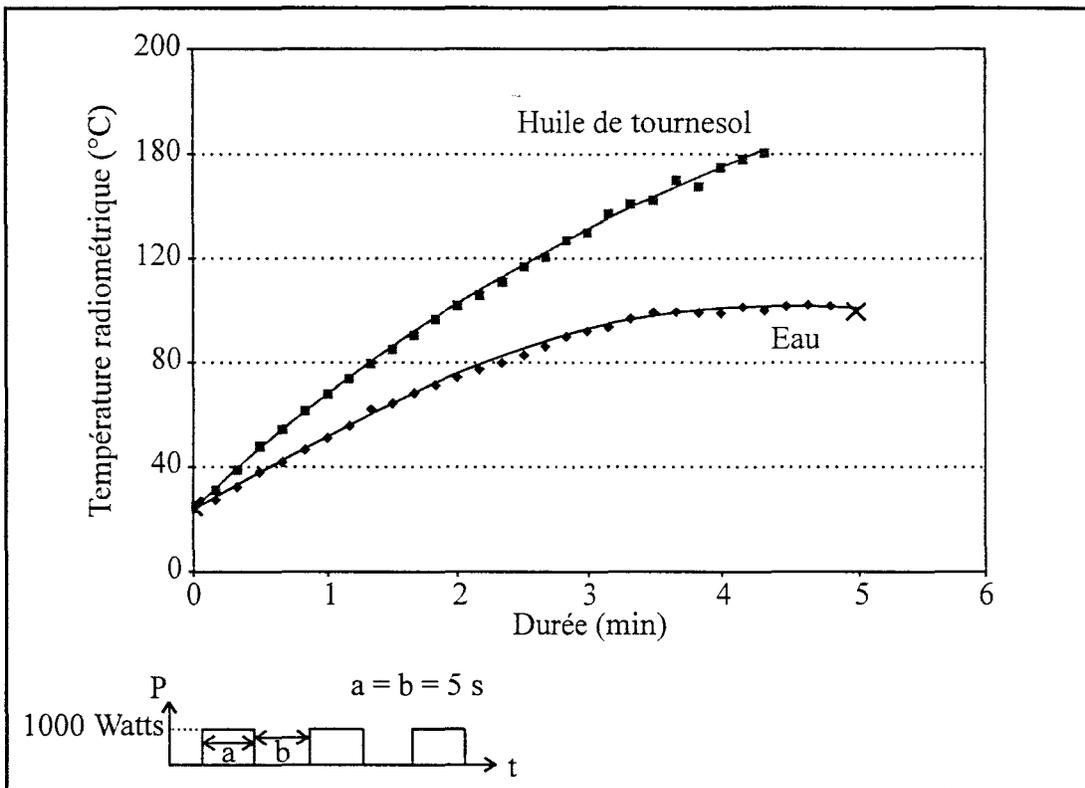


Figure III-26 : Suivis temporels de la température radiométrique lors du chauffage de 200 ml d'eau et 200 ml d'huile dans le four micro-onde.

$ S_{11} _{\text{moyen}}$ (dB)	$ S_{11} _{\text{moyen}}$ (dB)			
	Avec plateau tournant		Sans plateau tournant	
	Eau	Huile	Eau	Huile
80 ml	-11,35	-8,85	-9,60	-5,71
200 ml	-9,83	-10,78	-10,90	-8,65

Tableau III-5 : Valeurs moyennes du coefficient de réflexion du capteur dans la bande passante du radiomètre (déduites des relevés fréquentiels du $|S_{11}|$).

II-2-4 Mesures radiométriques

Afin de prendre en compte la présence du câble souple, du commutateur et du capteur branchés sur la voie n°2 du radiomètre, nous avons à nouveau utilisé la technique exposée au paragraphe III-5-2 du chapitre I.

Au cours des expérimentations, nous n'avons pas placé le plateau tournant dans le four, car nous avons constaté que le matériau correspondant était de nature dissipative ce qui risquait de fausser les mesures.

II-2-4-1 Milieux homogènes : eau et huile

Nous avons tout d'abord chauffé durant des laps de temps croissants une quantité de 80 ml d'eau, puis d'huile de tournesol. Après chaque durée de chauffage, la température radiométrique à l'intérieur du four a été enregistrée durant 5 secondes, puis très rapidement, le liquide a été homogénéisé et un thermocouple a été plongé au centre de celui-ci. La **figure III-25** donne la correspondance entre la température radiométrique et celle du liquide mesurée par thermocouple. Nous observons un bon accord entre ces grandeurs compte tenu de la difficulté des mesures au sein du volume d'huile où apparaissent des gradients thermiques.

Les relevés qui ont ensuite été entrepris portent sur le suivi temporel de la température radiométrique d'un volume contenant 200 ml d'eau, puis 200 ml d'huile chauffés dans le four micro-onde. Nous avons employé le principe de la méthode alternée [10]: 5 secondes de chauffage et 5 secondes d'arrêt durant lesquelles est effectuée la mesure radiométrique.

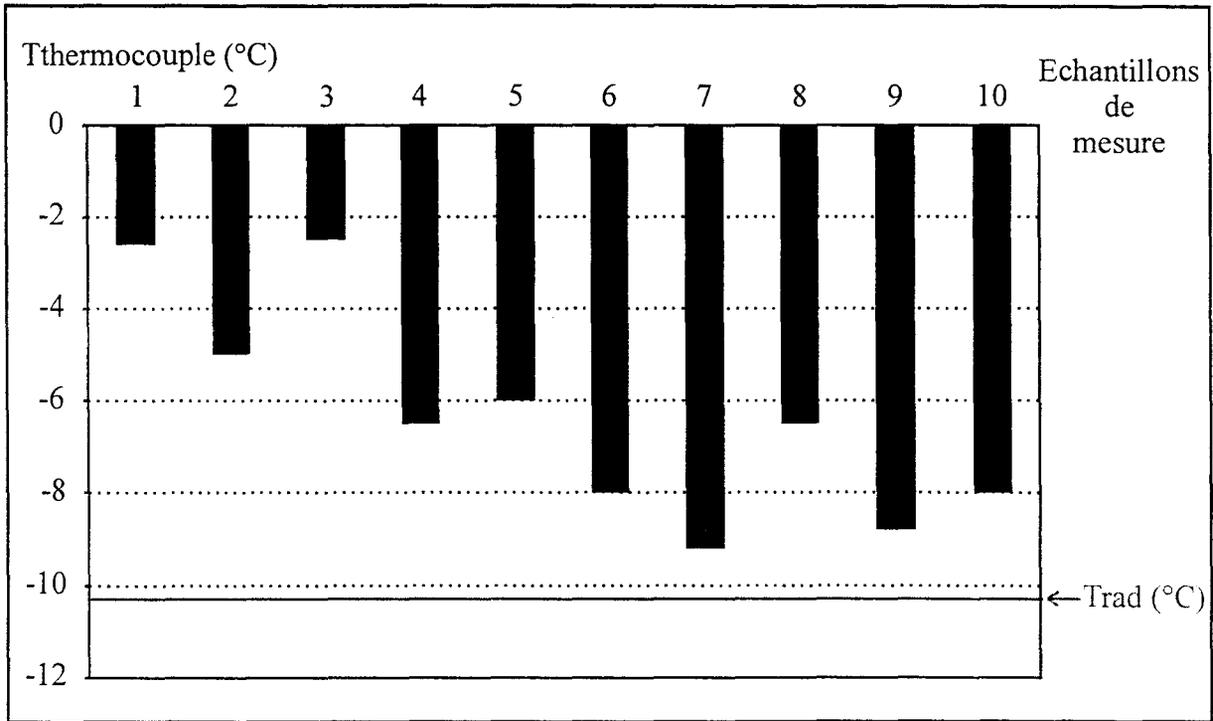


Figure III-27 : Températures relevées par thermocouple en différents points de la pizza avant cuisson. Comparaison avec la température radiométrique initiale.

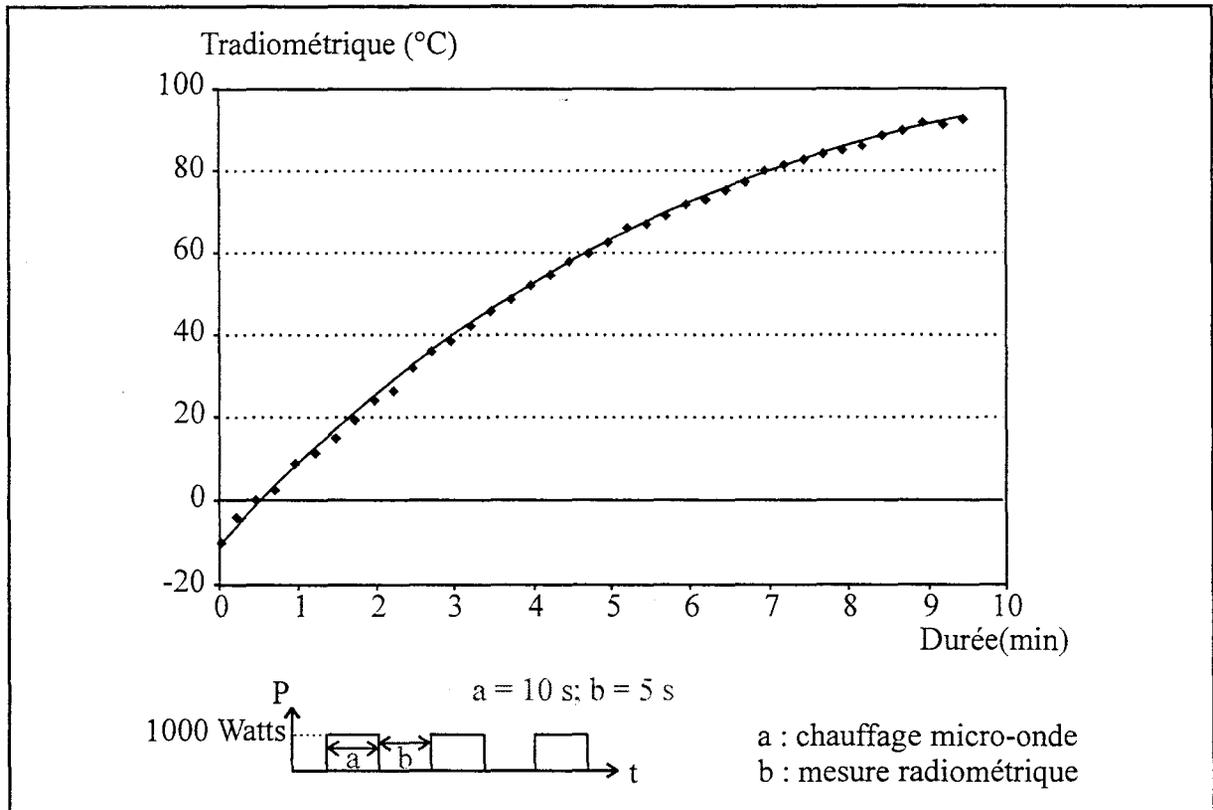


Figure III-28 : Suivi temporel de la température radiométrique lors de la cuisson d'une pizza dans le four micro-onde.

Compte tenu de la nature de l'expérimentation, seules les températures initiales et finales des produits ont été mesurées par thermocouple. Les résultats sont présentés sur la **figure III-26**.

Dans les deux cas, nous enregistrons une montée de la température radiométrique avec une stabilisation aux environs de 100°C pour l'eau et au-delà de 180°C pour l'huile. En début d'expérience, les températures radiométriques sont identiques à celles obtenues par thermocouple de même qu'en fin d'expérience pour l'eau. La comparaison est beaucoup plus délicate pour l'huile car un gradient thermique important s'établit entre la surface et le fond du bêcher. Elle passe ainsi de 191°C en surface à 188 °C au centre, puis 132°C au fond du bêcher. Après avoir homogénéisé le produit, nous avons relevé une température de 175°C. Compte tenu de la définition de la température radiométrique (température volumétrique), ce résultat semble tout à fait correct.

Ces premiers résultats montrent que la radiométrie micro-onde est une technique tout à fait applicable au suivi et au contrôle de la température d'une substance chauffée dans un four micro-onde.

II-2-4-2 Milieu hétérogène : pizza

Nous avons dès lors entrepris de contrôler la cuisson d'un milieu hétérogène : une pizza congelée de type nordique (crevettes, saumon fumé, fromage, sauce tomate...). Par souci de validité des résultats, nous n'avons pas utilisé le plateau tournant qui aurait pu servir de support à la pizza. Les mesures radiométriques ont été effectuées avec un temps d'intégration de 0,5 seconde par phase. Avant d'introduire la pizza dans l'enceinte du four, nous avons relevé sa température en différents points à l'aide d'un thermocouple. Nous notons une disparité importante des valeurs relevées : celles ci sont comprises entre -2,5°C et -9,2°C (**figure III-27**). La température radiométrique était, quant à elle, de -10,3°C. Notons que la température à cœur était difficilement accessible par thermocouple vu l'état de congélation.

Le suivi radiométrique lors de la cuisson est représenté sur la **figure III-28**. Au cours de cette opération, nous avons constaté que le coefficient de réflexion initialement égal à 0,17 a progressivement augmenté jusqu'à la valeur de 0,23 à la troisième minute de chauffage (la

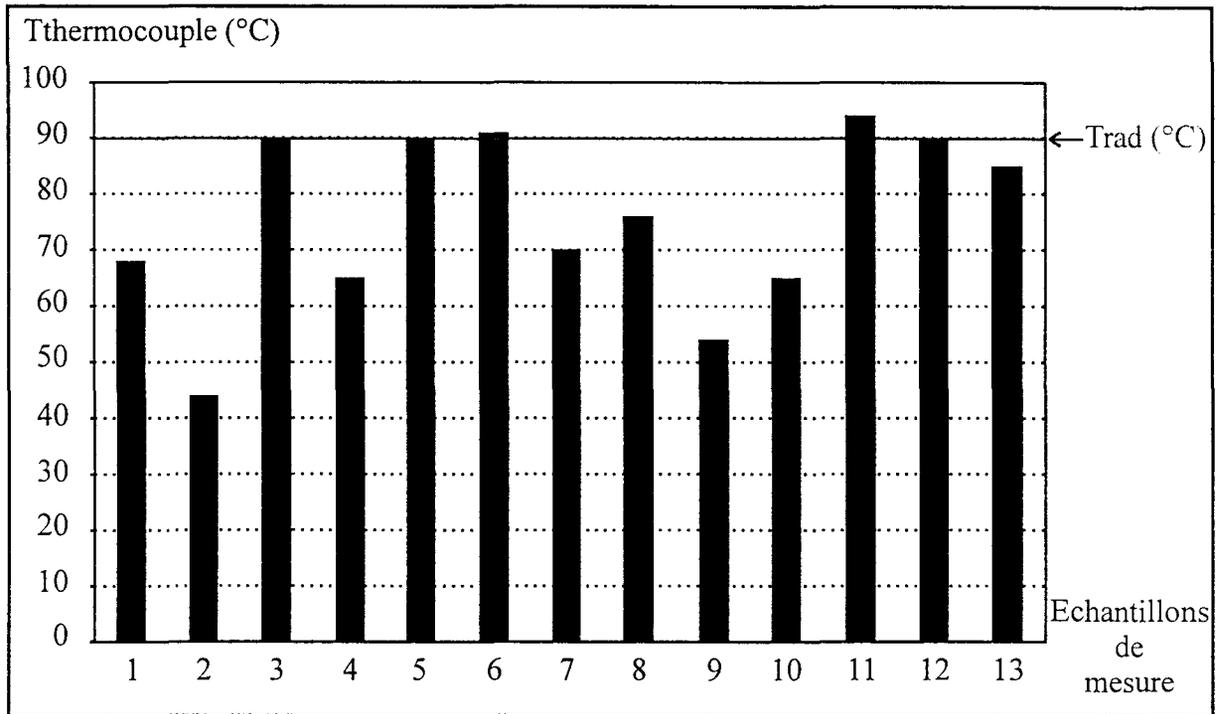


Figure III-29 : Températures relevées par thermocouple en différents points de la pizza après cuisson. Comparaison avec la température radiométrique finale.

température radiométrique était alors de l'ordre de 40°C). Ceci s'explique par un changement de l'émissivité du produit durant la décongélation, ce paramètre évolue en effet très fortement entre -10°C et +20°C [1]. Un relevé de températures au sein de la pizza a de nouveau été effectué à la fin de la cuisson (**figure III-29**). Nous avons là aussi observé des écarts importants de température, l'absence de plateau tournant ayant entraîné une hétérogénéité de la dose thermique. Toutefois, la température radiométrique mesurée en fin de cuisson semble cohérente si l'on tient compte du refroidissement durant le laps de temps nécessaire aux acquisitions de température par thermocouple.

Cette série de mesures étant terminée, pour la petite histoire, nous avons savouré la pizza et ainsi nous pouvons affirmer que le contrôle de température par radiométrie micro-onde n'altère en rien le bon goût et la qualité de celle-ci, résultats dont la reproductibilité a pu être démontrée !

III APPLICATIONS MEDICALES

La radiométrie micro-onde est également utilisée dans le cadre de deux projets biomédicaux qui portent l'un sur le contrôle de température des nouveau-nés prématurés [12] et l'autre sur l'étude des cycles thermiques chez l'homme adulte [13].

Le radiomètre utilisé fonctionne autour de 3,2 GHz avec 500 MHz de bande passante et les températures de référence équivalentes ont été fixées autour de 34°C et 55°C.

III-1 Exigences liées à l'utilisation du matériel en milieu médical

III-1-1 Norme CE

Afin d'obtenir les autorisations nécessaires à l'utilisation de notre système radiométrique pour la mesure de température sur patient, le radiomètre et le capteur ont dû

subir des tests de sécurité électrique et de compatibilité électromagnétique. Ces tests ont été effectués par le laboratoire APAVE de Mont Saint Aignan (Rouen).

La réglementation européenne appliquée concerne la directive « Dispositifs Médicaux » 93/42/CEE et la directive « CEM » 89/336/CEE. L'environnement retenu est celui des appareils électro-médicaux. Le programme de l'examen qu'ont subi le radiomètre et le capteur, comprend l'évaluation de la sécurité électrique d'après la norme EN 60601-1 (1998) ainsi que l'examen et les mesures de compatibilité électromagnétique d'après la norme EN 60601-1-2 (1993) concernant l'émission conduite, l'émission rayonnée, l'immunité aux transitoires et l'immunité aux décharges électro-statiques. Lors des tests, le radiomètre a été utilisé avec un temps d'intégration de 0,3 seconde par phase et une cadence de mesure de 1 seconde.

L'examen de sécurité électrique comprend les étapes suivantes :

- La continuité électrique du circuit de protection du radiomètre a été vérifiée en faisant passer un courant de 25 A entre chaque partie métallique accessible et la borne PE.
- Les courants de fuite (à la terre et sur le capteur) ont été mesurés avec un diélectrimètre entre chaque pôle de l'alimentation (phase et neutre) et les parties métalliques accessibles de l'appareil.
- La tenue en tension a été testée en appliquant une tension de 1500 V pendant 1 minute entre la phase et la masse puis entre le neutre et la masse ; aucun claquage n'a été observé (pour cette manipulation, le filtre secteur a été déconnecté).

L'examen de compatibilité électromagnétique comprend les étapes suivantes :

- Les tests d'immunité conduite aux décharges électrostatiques ont été réalisés en provoquant des décharges de 3 kV au contact de l'enveloppe du produit, puis de 8 kV dans l'air. Les tests d'immunité conduite aux transitoires

rapides ont été réalisés au niveau de l'alimentation 230 V en appliquant des impulsions électromagnétiques de 1 kV avec une fréquence de 5 Hz.

□ Les tests d'émission conduite ont été réalisés au niveau de la phase et du neutre de l'alimentation 230 V pour une gamme de fréquences allant de 150 kHz à 30 MHz.

□ Les tests d'émission rayonnée ont été effectués avec une antenne reliée à un analyseur de spectre qui mesure le bruit ambiant et le rayonnement du radiomètre entre 30 MHz et 1 GHz. Elle a été positionnée à 3 m de la face avant du radiomètre.

La prestation de l'APAVE a abouti à un rapport d'examen [14] concluant à une bonne conformité de la protection du produit contre les risques de chocs électriques ainsi qu'au respect des normes de compatibilité électromagnétique. Le système radiométrique a donc pu être utilisé sur site clinique.

III-1-2 Contraintes auxquelles doivent satisfaire les capteurs

En routine clinique, les capteurs seront fréquemment manipulés (positionnement, nettoyage, stérilisation, ...); ils doivent par conséquent être robustes et facilement maniables. Les éléments fragiles, principalement la connectique entre le capteur et le câble coaxial, doivent être particulièrement bien protégés. Ils ne doivent pas introduire de contraintes supplémentaires pour les cliniciens et infirmières lors des soins apportés au patient. Les capteurs doivent pouvoir être positionnés le plus simplement possible, en ne demandant qu'un minimum de précautions. Il est également nécessaire de pouvoir repérer rapidement tout mauvais contact entre le capteur et la peau du sujet.

III-2 Contrôle de la température des nouveau-nés prématurés placés en incubateur

En néonatalogie, la zone de neutralité thermique est définie par la gamme de températures ambiantes pour lesquelles le nouveau-né ne développe pas de mécanisme de

lutte ni contre le froid telle que la vasoconstriction, ni contre le chaud telles que la vasodilatation et la sudation. Pour augmenter les chances de survie et diminuer les risques d'infection, le néonatalogue place l'enfant en incubateur ou sur table rayonnante, où il est maintenu à température régulée [15-18]. Lorsque le nouveau-né n'est plus placé en ambiance de confort thermique, il encourt des risques liés aux variations de sa température qui peuvent entraîner des dysfonctionnements des grandes fonctions vitales [19-21]. Des études ont montré que la mort subite qui représente 0,5 à 2 ‰ des naissances en France, les malaises graves du nouveau-né tel que l'accentuation de l'instabilité du contrôle respiratoire, sont fréquemment associés à l'élévation de sa température centrale (même très modérée).

Jusqu'à aujourd'hui la zone de neutralité thermique du nouveau-né prématuré a été déterminée à partir d'abaques où sont pris en compte l'âge postnatal, la masse corporelle de l'enfant ou le terme à sa naissance [22,23] mais pas les caractéristiques ni les capacités thermorégulatrices individuelles. Cette zone est obtenue pour une température interne comprise entre 36,7°C et 37,3°C pour laquelle les variations de la température interne restent inférieures à 0,2°C par heure et les variations de la température cutanée inférieures à 0,3°C par heure [22,23]. Actuellement le chauffage de l'air de l'incubateur est asservi aux variations de la moyenne des températures cutanées mesurées au niveau de la joue et de l'abdomen du nouveau-né, à l'aide de thermocouples. L'incubateur est alors autopiloté à partir des mesures des grandeurs physiologiques caractérisant l'état de l'enfant.

La faisabilité de la mesure par radiométrie micro-onde de la température interne des nouveau-nés prématurés placés en incubateur (mesure en particulier des variations de température) a été prouvée par Mme Virginie TESSIER durant sa thèse de doctorat [11] à partir d'expérimentations sur milieux fantômes. Cette étude, initiée par M. G. FARGES, enseignant - chercheur au Département Services Scientifiques Communs de l'Université de Technologie de Compiègne, entrainé dans le cadre de travaux de recherche en néonatalogie du Pôle Génie Biomédical - Périnatalité de Picardie ayant pour sujet « la recherche d'indicateurs de confort thermohygrométrique chez le nouveau-né placé en incubateur » [8]. Cette étude a abouti à un nouveau projet intitulé « Sommeil et contrôle thermométabolique de la prise alimentaire chez le nouveau-né prématuré et chez le rat » sur lequel nous travaillons actuellement en étroite collaboration avec le Professeur J.P. LIBERT et Mme V. BACH, Maître de Conférences à l'Unité de Recherche sur les Adaptations Physiologiques et Comportementales de la Faculté

de Médecine d'Amiens (Université Jules Verne de Picardie) ainsi qu'avec M. A LEKE, Docteur au Service de Néonatalogie, Pédiatrie II, du centre Hospitalier Universitaire d'Amiens.

III-2-1 Présentation du projet

Sur le plan fondamental, ce projet de recherche a pour but de mieux préciser et de mieux comprendre les relations entre

- les caractéristiques de la prise alimentaire (fréquence des repas, quantité ingérée...),
- les niveaux et les rythmes de températures corporelles,
- la durée, la structure et les rythmes de sommeil,
- la glycémie avant les repas

afin d'adopter sur le plan clinique de meilleures stratégies nutritionnelles, respectant au mieux les fonctions hypnique et thermique. Ce projet comporte 2 études complémentaires, l'une menée chez le nouveau-né et l'autre chez le rat [24-27].

La partie portant sur le nouveau-né servira plus particulièrement à déterminer si le modèle du contrôle thermorégulateur de la prise alimentaire de Himms-Hagen établi pour le rat [27], est également vérifié chez le nouveau-né et quelles en sont les implications hypniques car Himms-Hagen n'a pas tenu compte du sommeil dans son modèle, bien que celui-ci puisse avoir une importance considérable, en particulier chez le nouveau-né qui dort environ 80% du temps. En effet, le sommeil peut interagir de façon indirecte notamment en modifiant le profil de la température interne et par conséquent l'occurrence et la durée des repas. Inversement, le rythme de la prise alimentaire peut influencer le rythme veille - sommeil et la structure de celui-ci.

Différents groupes de nouveau-nés seront considérés selon les caractéristiques de leur nutrition : le biberon sera donné à la demande du nouveau-né ("rythme libre") ou selon les rythmes habituels du service de Pédiatrie II, généralement toutes les 3 heures ("rythme contrôlé"). Un troisième groupe dont la nutrition est à "débit continu" sera considéré. Les résultats obtenus devraient permettre de définir s'il est plus approprié de nourrir l'enfant à "la demande" ou à un rythme imposé.

L'étude chez le rat a pour but de compléter le modèle de Himms-Hagen. Elle permettra d'appréhender, pour la première fois, l'importance relative de l'état thermique des principaux organes thermogéniques (tel que le foie) dans le contrôle de la prise alimentaire en fonction du rythme veille - sommeil.

Sur le plan pratique, ce projet de recherche contribuera, dans un premier temps, à la validation de la mesure par radiométrie micro-onde de la température interne des nouveau-nés prématurés, particulièrement pour des périodes de longue durée. Si les résultats sont concluants, l'objectif est, à terme, de réaliser un incubateur prototype intégrant un dispositif radiométrique permettant de réguler l'environnement thermique du nouveau né.

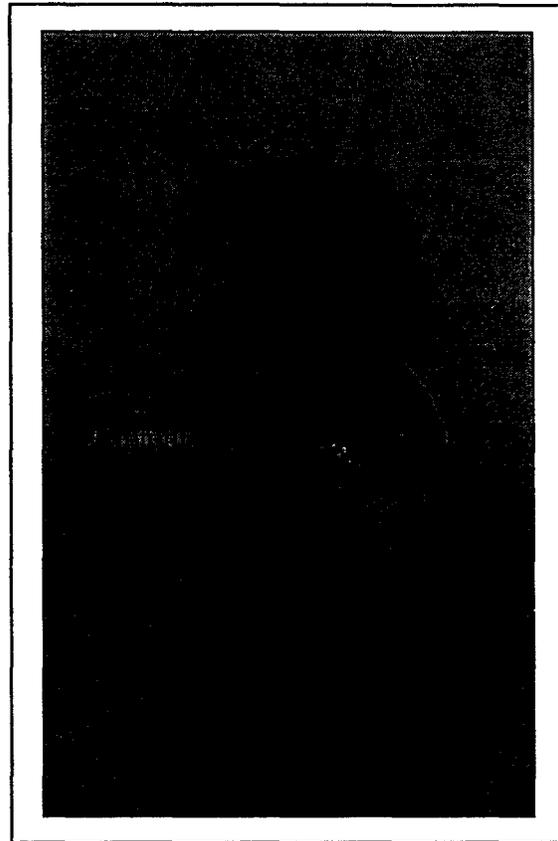
Le travail présenté constitue une première phase dans le cadre de ce projet.

III-2-2 Dispositif radiométrique

Actuellement, pour que le radiomètre puisse être utilisé conjointement avec le système de régulation thermique de l'incubateur, il doit fournir l'information de température en moins de 10 secondes. Lors des enregistrements réalisés, le temps d'intégration par phase a été fixé à 1 seconde; il en découle que la durée nécessaire pour obtenir une mesure radiométrique est d'environ 5 secondes. Pour maintenir le nouveau-né dans sa zone de confort thermique, le dispositif radiométrique doit également être capable de déceler des variations de 0,2°C.

Le caractère non traumatisant de la mesure doit toujours être préservé. Que le capteur soit destiné à être placé au contact direct ou non de la peau du nouveau-né, sa présence doit être indécélable par celui-ci. Il doit donc être de petite taille et de faible épaisseur. La connectique ainsi que le câble coaxial reliant le capteur au radiomètre ne doivent présenter aucun danger pour le nouveau-né, ni gêner ses mouvements. Le capteur peut être maintenu contre la peau à l'aide d'un morceau de sparadrap ou par un moyen d'attache tel que bracelet, couche... Enfin, pour éviter que l'enfant ne se blesse, les arêtes vives sont à proscrire, seules les formes circulaires sont donc retenues.

Après concertation avec les intervenants du corps médical, trois configurations ont été retenues pour le positionnement du capteur :



Photographie III-10 : Positionnement du capteur au niveau de l'élastique de la couche.

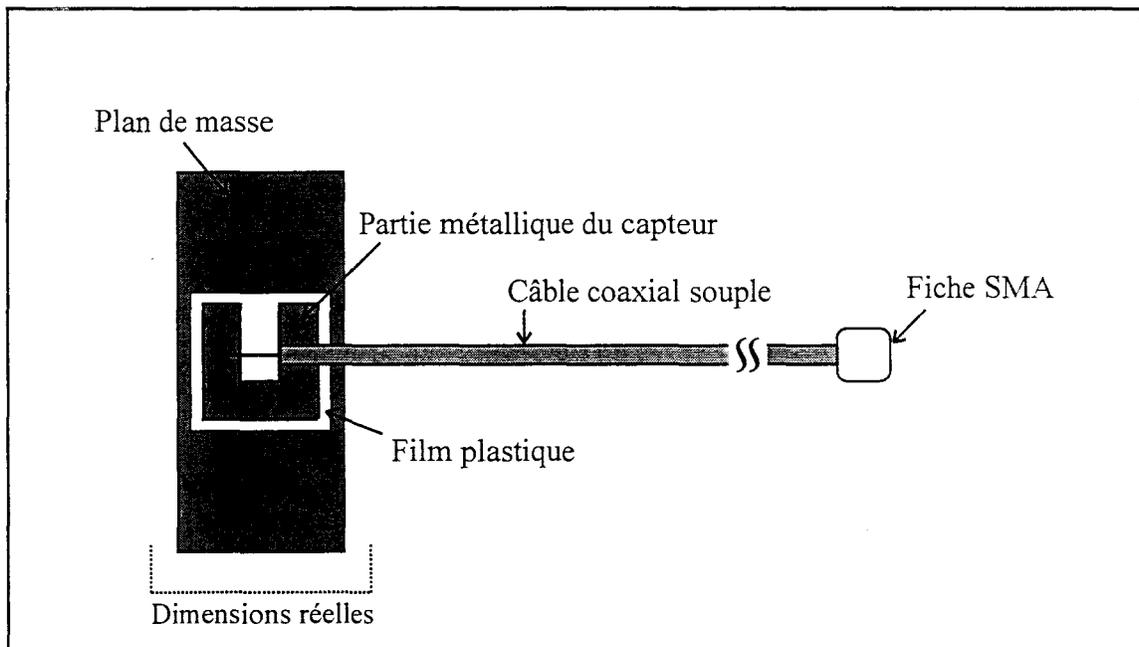


Figure III-30 : Capteur radiométrique utilisé pour la mesure de la température corporelle, sans contact avec la peau.

- contre la peau du nouveau-né
- contre le nouveau-né mais sans contact avec la peau
- sous le nouveau-né, sans contact.

Deux types de capteurs, spécifiques aux deux premières configurations, ont été réalisés. L'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion mesuré à l'analyseur de réseaux a été relevée dans la bande de fréquences 0,1 GHz - 4,1 GHz, lorsque le capteur est placé contre le ventre d'un adulte puis contre un milieu fantôme (cuve d'eau). Les tissus d'un nouveau-né présente en effet une permittivité diélectrique comprise entre celle du muscle d'un adulte et celle de l'eau.

III-2-2-1 Capteur sans contact avec la peau

Le capteur réalisé est destiné à être inséré dans une couche, au niveau de l'élastique comme le montre la **photographie III-10**. Il est constitué d'un film plastique autocollant qui entoure la partie métallique (cuivre) sur laquelle sont soudés les conducteurs intérieur et extérieur du câble coaxial (**figure III-30**). Un plan réflecteur est collé sur l'une des faces du film plastique afin d'obtenir un diagramme de réception unidirectionnel. L'autre face est placée contre le plastique de la couche.

Lorsque le capteur est placé sur une couche, contre le ventre d'un adulte puis contre la cuve à eau, nous constatons que les évolutions fréquentielles du coefficient de réflexion sont similaires.

L'adaptation est jugée correcte étant donné que la valeur moyenne du coefficient de réflexion (**tableau III-6**) est inférieure à -6dB dans la bande passante du radiomètre (3,05-3,55 GHz).

	Contre le ventre	Contre la cuve d'eau
$ S_{11} _{\text{moyen}} \text{ (dB)}$	-10,1	-10,0

Tableau III-6 : Valeurs moyennes du coefficient de réflexion du capteur dans la bande passante du radiomètre (déduites des relevés fréquentiels du $|S_{11}|$).

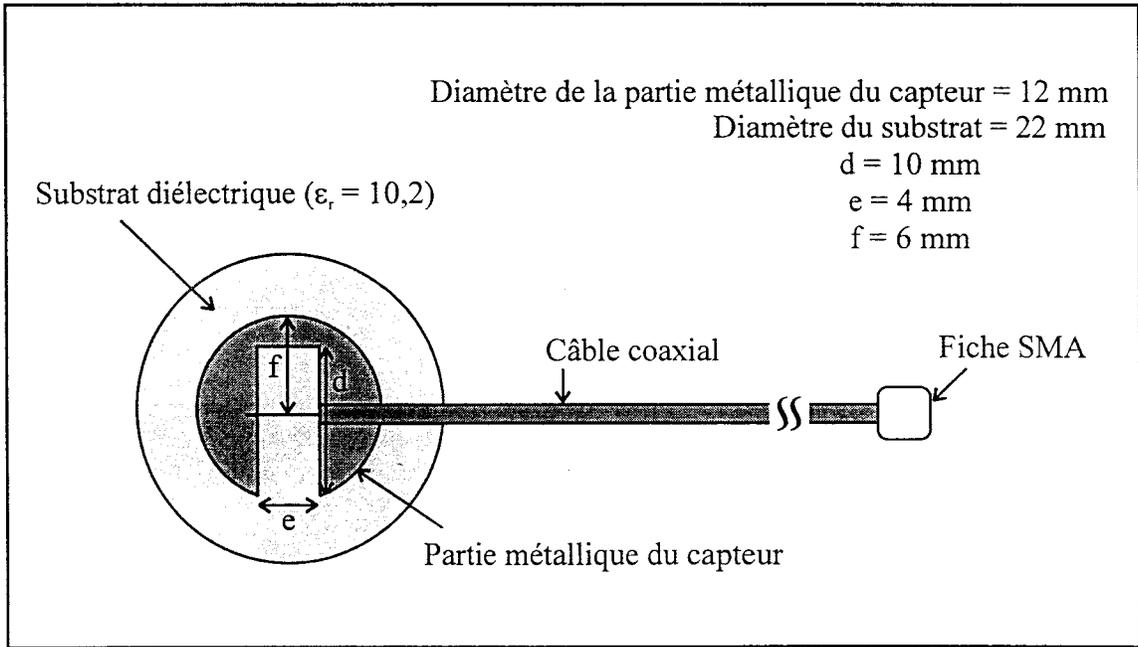


Figure III-31 : Capteur radiométrique utilisé pour la mesure de la température corporelle (contact avec la peau).

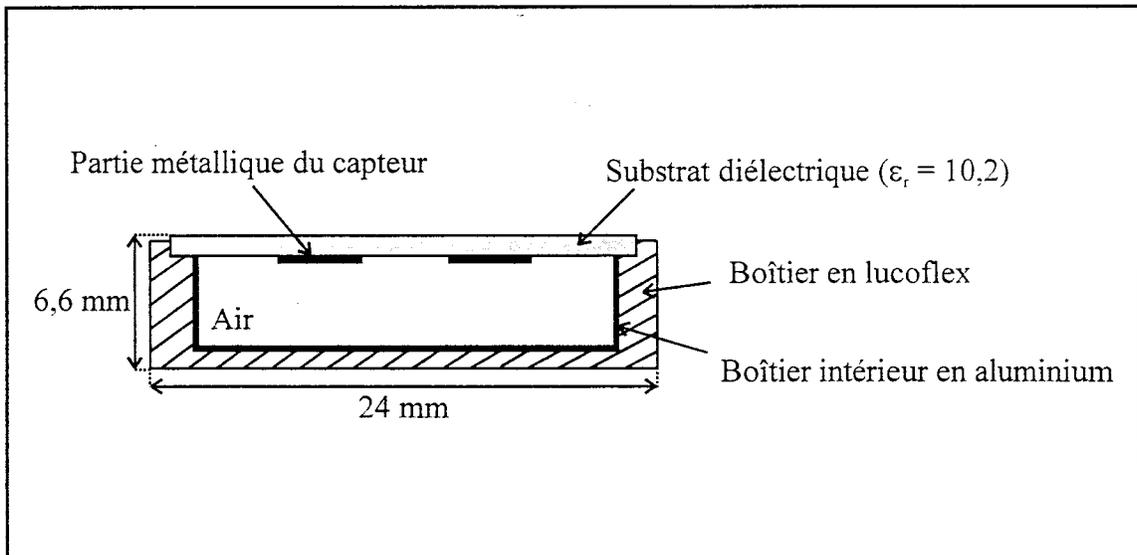


Figure III-32 : Coupe transversale du capteur ci-dessus placé dans son boîtier.

III-2-2-2 Capteur en contact avec la peau

Le capteur destiné à être utilisé au contact de la peau est réalisé à partir d'un film métallique (cuivre) déposé sur un substrat diélectrique de permittivité relative $\epsilon_r = 10,2$ et d'épaisseur 1,27 mm (**figure III-31**). Il a été placé dans un boîtier afin de capter uniquement le rayonnement qui provient du corps de l'enfant (**figure III-32**). Ce boîtier est constitué de deux éléments : un premier boîtier en aluminium de diamètre extérieur 20 mm et d'épaisseur 0,4 mm est inséré à l'intérieur d'un second boîtier en lucoflex de diamètre extérieur 24 mm, dont l'épaisseur est de 1 mm pour le fond et de 2 mm pour la paroi latérale. L'ensemble est très léger et ne pèse que 2,063 g. La partie métallique du capteur est orientée vers l'intérieur du boîtier et le substrat diélectrique est destiné à être posé contre la peau de l'enfant. Le câble coaxial souple relié au capteur présente un diamètre extérieur de 2,54 mm et une longueur de 14 cm.

La **figure III-33** présente les relevés fréquentiels du coefficient de réflexion, dans le plan de la fiche SMA, lorsque le capteur est placé directement contre le ventre d'un adulte puis contre la cuve d'eau. Les valeurs moyennes du coefficient de réflexion, calculées dans la bande passante du radiomètre sont données dans le tableau suivant (**tableau III-7**) et indiquent une très bonne adaptation.

	Contre le ventre	Contre la cuve d'eau
$ S_{11} _{\text{moyen}}$ (dB)	-12,61	-19,97

Tableau III-7 : Valeurs moyennes du coefficient de réflexion du capteur dans la bande passante du radiomètre (déduites des relevés fréquentiels du $|S_{11}|$).

III-2-3 Evaluation sur nouveau-nés prématurés

En raison des contraintes liées d'une part, à la faible fréquence des naissances de nouveau-nés prématurés et d'autre part, à l'obtention de l'accord médical et parental, incontestablement nécessaires, les conditions de travail sont difficiles et les potentialités d'exploration restreintes. Jusqu'à ce jour, les relevés de la température radiométrique n'ont pu être effectués que sur deux prématurés.

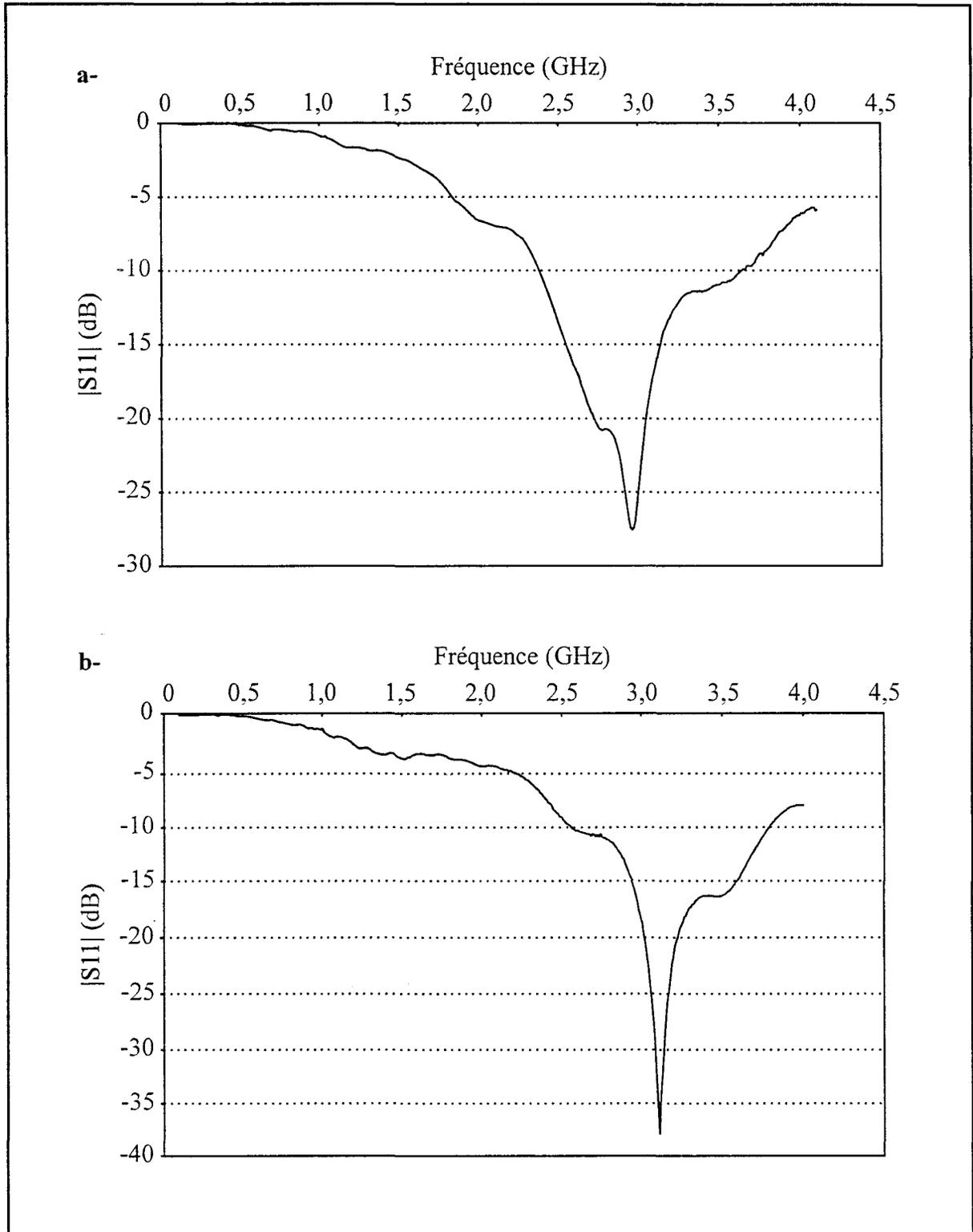


Figure III-33 : Relevés fréquentiels du coefficient de réflexion à l'entrée du capteur
a- capteur positionné sur le ventre d'un adulte
b- capteur placé contre la cuve à eau thermostatée.

Lors des évaluations, le nouveau-né se trouve à l'intérieur d'un incubateur (**photographie III-11**), placé au centre d'une petite salle d'exploration équipée d'un grand nombre d'appareils de mesure. Par conséquent, il a été nécessaire d'éloigner le radiomètre du capteur en insérant un câble coaxial supplémentaire. Le capteur radiométrique utilisé est celui présenté au paragraphe III.2.2.2. Il s'ajoute à d'autres capteurs (thermocouples) mesurant la température abdominale, la température rectale de l'enfant ainsi que celle de la joue.

Nous présentons dans la suite, les enregistrements thermiques obtenus lors de ces évaluations.

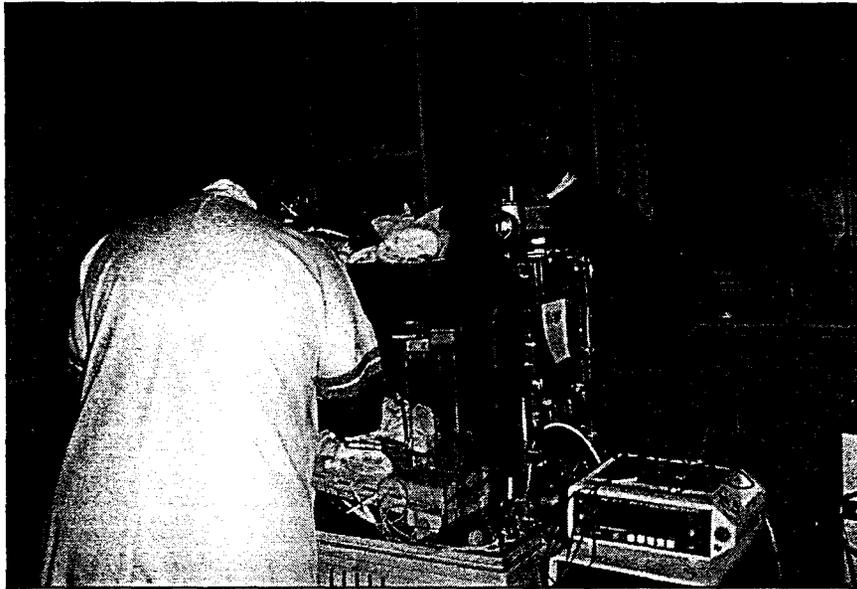
III-2-3-1 Enregistrement

Le capteur a été disposé sous la couche du nouveau-né, au niveau de l'aîne, et un film plastique autocollant a été placé par dessus pour éviter qu'il ne bouge en dépit des mouvements du bébé. La liaison entre le capteur et le radiomètre a été réalisée par l'intermédiaire d'un câble coaxial souple de 3,8 mm de diamètre et 40 cm de longueur. Ce câble était disposé à l'intérieur de la couveuse (température de l'air voisine de 31,5°C), sur une longueur de 30 cm environ. A l'extérieur de la couveuse, la température était de l'ordre de 24°C (température de la salle) ce qui génère un gradient thermique non négligeable le long du câble.

Lors de la procédure d'étalonnage du radiomètre, les caractéristiques de l'ensemble capteur-câble (pertes et température équivalente) ont été prises en compte dans le logiciel de gestion du radiomètre. Pour cette première exploration, la température équivalente de l'ensemble capteur - câble était égale à 28,5°C et les pertes à 1,5 dB. Quant aux températures de référence équivalentes Tr_{1e} et Tr_{2e} , celles-ci étaient respectivement égales à 33,9°C et 54,4°C.

Résultats :

Les enregistrements des températures mesurées : radiométrique, rectale, joue, abdomen et air de la couveuse, sont tracés sur la **figure III-34**. Nous constatons tout d'abord que les températures relevées par thermocouple dépendent de l'endroit du corps où s'effectue



Photographie III-11 : Incubateur dans lequel est placé le nouveau-né prématuré lors des explorations.

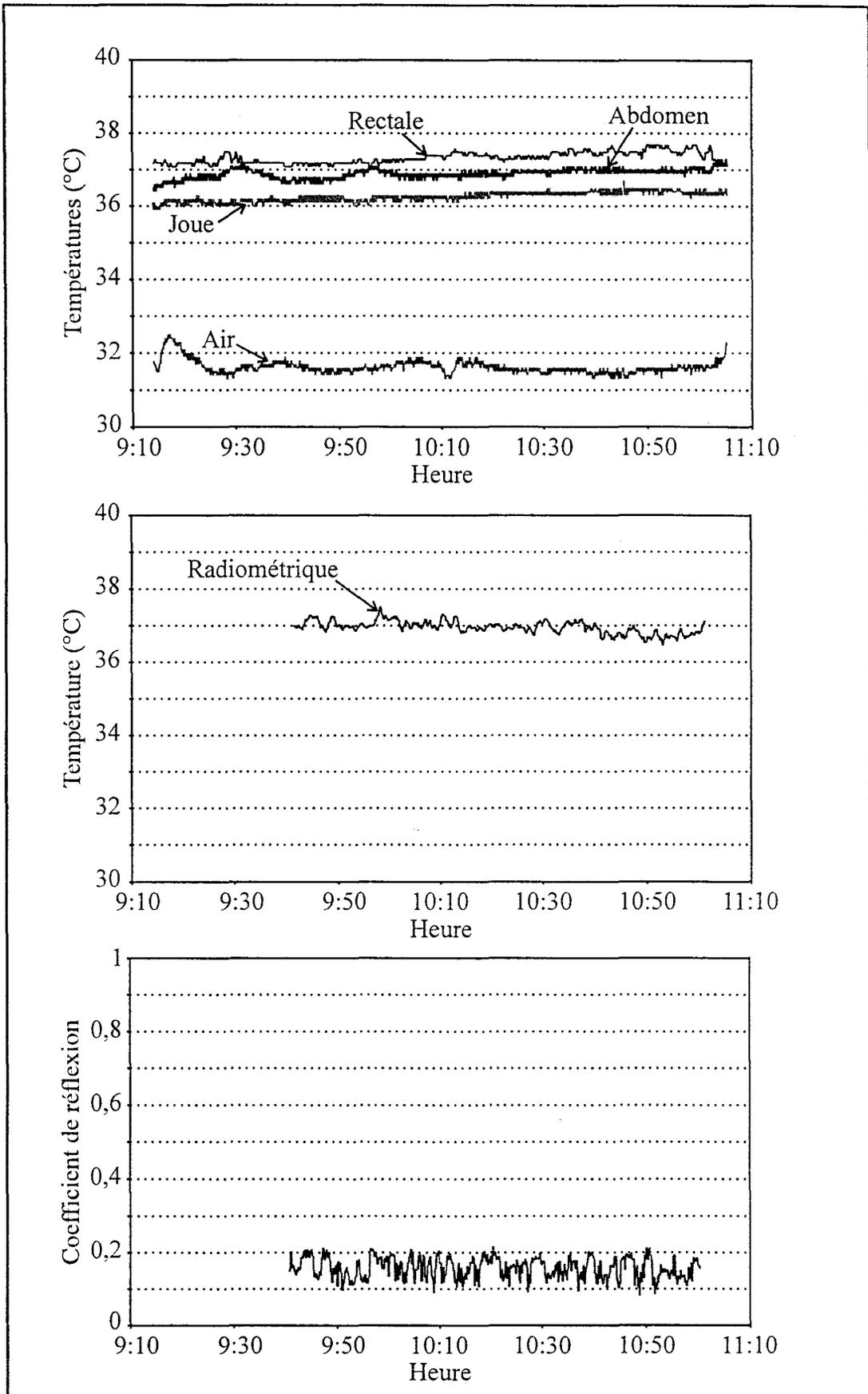


Figure III-34 : Enregistrements de la température corporelle du nouveau-né prématuré.

la mesure. Il apparaît un écart de plus de $1,2^{\circ}\text{C}$ entre la température relevée au niveau de la joue et la température rectale. La valeur de la température radiométrique se situe entre la température rectale et la moyenne abdominale - joue (elle est située à moins de $0,5^{\circ}\text{C}$ de la température rectale). Cependant, les fluctuations sont plus importantes que celles observées au niveau des relevés par thermocouple. Ceci est probablement dû aux pertes importantes (1,5 dB) présentées par le capteur et le câble utilisés. L'enregistrement du coefficient de réflexion (**figure III-34**) confirme l'adaptation tout à fait correcte du capteur.

III-3 Mesure de la température chez l'adulte

Ce paragraphe est consacré à la présentation d'un projet de recherche sur la mise en œuvre et l'exploitation d'un dispositif de suivi des cycles thermiques corporels chez l'homme adulte. Il permettra notamment de mieux appréhender l'analyse du cycle du sommeil à partir de l'enregistrement de la température corporelle centrale. Ce projet est mené en étroite collaboration avec le Professeur LIBERSA, le Docteur FERRARI, et M. BEGHIN du Centre d'Investigation Clinique du CHR & U/INSERM de Lille ainsi qu'avec M. LOGIER, ingénieur à l'Institut de Technologie Médicale du CHR & U de Lille. Cette étude, initiée par le Docteur DANIEL, de l'Unité de Psychopathologie et d'Alcoologie de la Clinique de la Charité du CHR & U de Lille, entre dans le cadre des travaux de recherche en chronobiologie sur les troubles du sommeil.

III-3-1 Objectif

Le rythme circadien est un rythme biologique commun à toutes les espèces vivantes. D'une période de vingt quatre heures environ, il correspond à un cycle comprenant un jour et une nuit et est à la base du rythme faisant alterner la veille et le sommeil. La température du corps varie tout au long de ces 24 heures, selon un rythme régulier : d'une valeur minimale de $36,7^{\circ}\text{C}$ environ vers six heures du matin, la température s'élève progressivement pour atteindre une valeur proche de $37,5^{\circ}\text{C}$ vers 17 heures.

L'allure de cette variation est très proche d'une sinusoïde dont les paramètres (amplitude et phase) peuvent indiquer un dysfonctionnement dû à des facteurs médicaux, environnementaux ou sociaux. Ce rythme est régi par un "métronome biologique" situé dans le cerveau au niveau

de l'hypothalamus. L'enregistrement circadien de la température apporte donc une aide précieuse en chronobiologie.

Cependant, la température est un paramètre très difficile à estimer. La localisation de la mesure joue un rôle fondamental dans la valeur de la température obtenue et les possibilités sont nombreuses : température digestive, rectale, de l'œsophage, du foie ou encore du tympan. L'objectif est en général de déterminer la température interne du patient mais les différents points de mesure reflètent plus ou moins bien la température centrale. Cette température, située au niveau de l'hypothalamus, est considérée comme étant la température de référence. Actuellement, bien qu'aucune mesure ne fasse l'unanimité, la température rectale est considérée par tous les cliniciens comme étant celle qui reflète au mieux la température centrale. L'hypothalamus, situé à environ 5 cm de la surface de la peau est, d'une certaine façon, le centre régulateur de la température corporelle. Toutefois, il existe une certaine inertie entre température rectale et température encéphale. En d'autres termes, une variation de la température du cerveau est perçue avec quelques heures de retard au niveau du rectum. La mesure de la température cutanée connaît le même problème dû à la localisation; des différences importantes dans les valeurs obtenues peuvent être notées suivant l'endroit où est placé le thermocouple.

La radiométrie microonde constitue donc une approche originale non invasive et prometteuse de mesure de la température centrale. Cette technique apportera certainement une aide conséquente dans l'étude des cycles thermiques. Elle permettra notamment de suivre les cycles thermiques liés à l'activité de divers organes tels que le foie, le bulbe rachidien actuellement accessibles uniquement au moyen de techniques invasives.

La première phase de ce projet [3] consiste à établir la faisabilité et démontrer la cohérence de la mesure de la température chez l'homme par radiométrie micro-onde. Dans un deuxième temps, la précision et la répétitivité des mesures radiométriques seront évaluées.

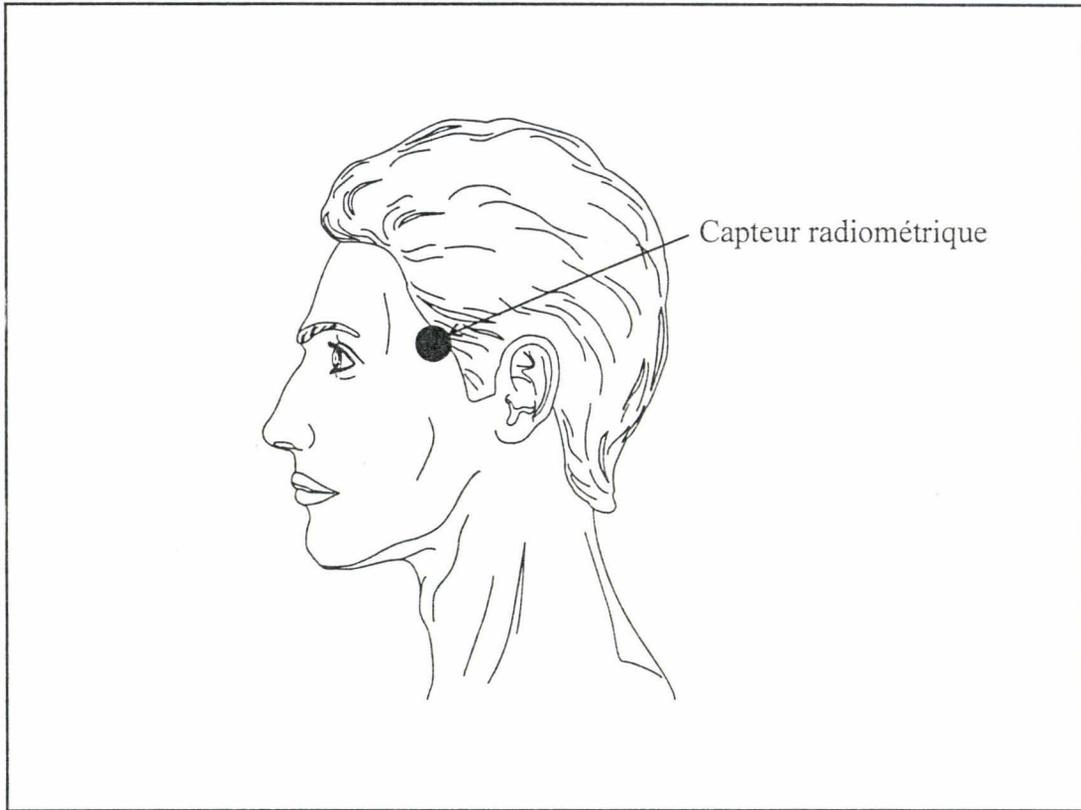
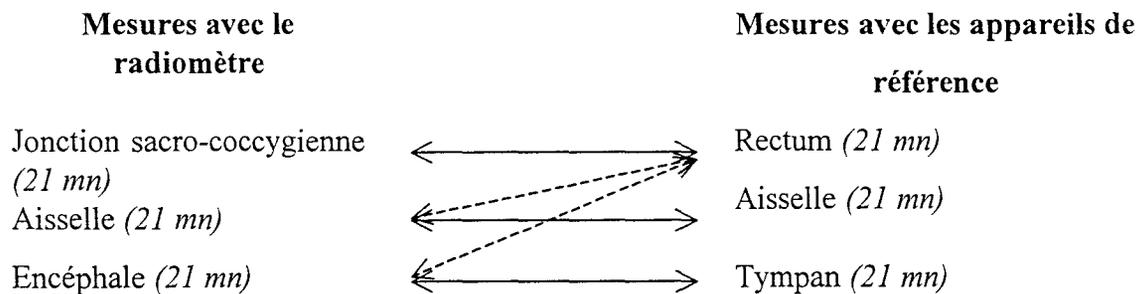


Figure III-35 : Positionnement du capteur radiométrique au niveau hypothalamique.

III-3-2 Méthodologie

Les relevés de température ont été menés sur 15 sujets masculins volontaires. Le capteur radiométrique utilisé est identique à celui qui a été réalisé pour le contrôle de température des nouveau-nés prématurés (capteur au contact de la peau). La température radiométrique est mesurée pendant 21 minutes à raison d'une mesure toutes les 6 secondes en 3 endroits différents du corps du sujet (jonction sacro-coccygienne, aisselle, encéphale). Les températures obtenues sont comparées à celles simultanément mesurées par des appareils de référence (sonde rectale, sonde axillaire, thermomètre tympanique). La température rectale est mesurée en continu tout au long de la durée des comparaisons.



La première série de mesures radiométriques est effectuée au niveau rectal. Le capteur est placé sur la peau à la jonction sacro-coccygienne. Les mesures sont comparées à celles enregistrées toutes les secondes par la sonde rectale.

La deuxième série de mesure est obtenue au niveau axillaire. Le capteur et le thermomètre axillaire sont placés sur la peau au niveau du creux axillaire.

La troisième série de mesures, quant à elle, s'effectue au niveau hypothalamique. Le capteur est placé sur la tempe droite à environ 4 cm de l'angle externe de l'œil à partir d'une ligne horizontale et à 1 cm au-dessus de cette ligne. Cette position, schématisée sur la **figure III-35**, est le repère externe qui correspond à la localisation approximative de l'hypothalamus. La température tympanale est relevée toutes les 3 minutes à l'aide d'un thermomètre tympanique. Pendant toute la durée des mesures, la température et l'hygrométrie de la chambre où se trouve le sujet (allongé sur un lit) sont consignés dans un cahier d'observation.

Cette première campagne de mesures est actuellement terminée et fait place à une interprétation statistique des enregistrements réalisés. Ces résultats seront présentés par M. Vincent THOMY dans le cadre de son mémoire de thèse[28].

IV CONCLUSION

Ce chapitre rassemble les nouvelles applications de la radiométrie micro-onde qui se sont dégagées suite aux évolutions que nous avons apportées aux dispositifs radiométriques. L'élargissement de la gamme de température à l'intérieur de laquelle le fonctionnement du radiomètre est optimal, couplé à la mise au point d'un nouveau type de capteur dont le bruit propre est très faible, ont contribué à susciter un regain d'intérêt de la part des médecins et des industriels de l'agro-alimentaire pour le contrôle de température par radiométrie micro-onde.

Que ce soit dans l'optique du contrôle d'un process industriel ou pour une application médicale, les caractéristiques du radiomètre et du capteur doivent être adaptées en fonction de l'environnement et des besoins. Nous avons ainsi mis au point un dispositif radiométrique permettant de mesurer de basses températures afin de contrôler la surgélation de produits alimentaires ; de même qu'un autre dispositif dont les performances optimales se situent dans une gamme plus élevée de températures afin de suivre l'évolution de la température corporelle de l'être humain. Nous avons à cet effet conçu, réalisé et testé des capteurs appartenant à la génération des « capteurs froids » spécifiques à chacune de ces applications, que ce soit pour être utilisé au contact ou à distance.

Les résultats obtenus lors d'essais de faisabilité et lors de campagnes de mesures effectuées sur le site industriel de l'entreprise Mac Cain ont été très concluants. Que ce soit pour le contrôle de température en ligne à la sortie du tunnel de surgélation ou pour le contrôle à travers les emballages.

Sur le site de production, des perturbations liées à l'environnement ont parfois généré un comportement exotique du dispositif radiométrique. Cependant celles-ci ont pu être clairement identifiées et prises en compte lors des enregistrements.

Par ailleurs, d'autres prospectives menées au Laboratoire soulignent le potentiel qu'offre l'utilisation de la radiométrie micro-onde pour le suivi sans contact de la température au sein d'aliments en phase de décongélation ou de cuisson à l'intérieur d'un four micro-onde.

Sur le plan des applications médicales, nous avons débuté une campagne de mesures de la température interne de nouveaux-nés prématurés placés en incubateur. Bien que les prospectives soient rares, les résultats obtenus jusqu'à maintenant sont très encourageants.

D'autres secteurs sont vivement intéressés par cette technique non-invasive de contrôle de température tel que la chronobiologie et la chirurgie cardiaque.

BIBLIOGRAPHIE

[1] J. Thuery

" Les micro-ondes et leurs effets sur la matière, applications industrielles, agro-alimentaires et médicales."

C.D.I.U.P.A., Ed. Technique et documentation, Paris, 1983.

[2] K.L. Carr

" Microwave radiometry : its importance to the detection of cancer."

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-37, N°12, December 1989, pp 1862-1868.

[3] F. Bardati, V.J. Brown, M.P. Ross, P. Tognolatti

" Microwave radiometry for medical thermal imaging : theory and experiment."

IEEE MTT-s International Microwave Symposium Digest, New-Mexico, 1992, pp 1287-1290.

[4] J.P. Sozanski

" Contribution à l'étude et à la réalisation d'un nouveau dispositif radiométrique micro-onde à deux références internes de température : application à l'hyperthermie - thérapie micro-onde."

Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Electronique, Décembre 1995.

[5] F. Morganti

" Contribution à l'étude d'applicateurs endocavitaires spécifiques (urétral et utérin).

Application à l'hyperthermie et à la thérapie endocavitaires contrôlées par radiométrie microonde."

Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Electronique, Mars 1994.

[6] B. Prevost

" Contribution à l'étude expérimentale et clinique (essais de phase I et II) de l'hyperthermie oncologique par les radiofréquences en association à la radiothérapie."

Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Electronique, Décembre 1987.

[7] J.J. Fabre

" Contribution au développement de l'hyperthermie microonde contrôlée par radiométrie microonde. Application au traitement des tumeurs bénignes et malignes."

Habilitation à Diriger des Recherches, Université des Sciences et Technologies de Lille, Electronique, Novembre 1993.

[8] C. Gaultier

" Aspects physiopathologiques des travaux de recherche du pôle de génie biomédical en périnatalogie."

Revue Européenne de Technologie Biomédicale, Vol. 17, N°1, 1995, pp 5-6.

[9] P.O. Risman., N.E. Bengtsson

" Dielectric properties of food at 3GHz as determined by a cavity perturbation technique."
Journal of Microwave Power, 6(2), 1971.

[10] M. Chivé

" Use of microwave radiometry for hyperthermia monitoring and as a basis for thermal dosimetry."

Methods of Hyperthermia Control, Springer-Verlag Berlin Heidelberg,
Ed. M. Gautherie, 1990, pp 113-128.

[11] V. Sagot-Tessier

" Contribution à l'étude et à la réalisation d'antennes-capteurs destinées à la mesure de température par radiométrie micro-onde en vue de nouvelles applications industrielles et médicales."

Thèse de l'Université de Lille 1 en électronique, Décembre 1997.

[12] Projet de Recherche

"Sommeil et contrôle thermométabolique de la prise alimentaire chez le nouveau-né et le rat."
Projet déposé dans le cadre de l'appel d'Offres 99 en GBM Périnatalité-Enfance par l'URAPC de la Faculté de Médecine d'Amiens.

[13] Projet de Recherche

"Evaluation comparative d'un appareil de mesure de la température corporelle (radiomètre micro-onde) développé par l'Institut d'Electronique et de Microélectronique du Nord : Etude pilote de faisabilité."

[14] Rapport d'examen de l'APAVE

[15] W.A. Silverman, J.W. Fertig, A.P. Berger

" The influence of the thermal environment upon the survival of newly born premature infants."

Pediatrics 22, 1958, pp 876-886.

[16] K.C. Buetow, S.W. Klein

" Effect of maintenance of 'normal' skin temperature on survival of infants of low birth-weight."

Pediatrics 34, 1964, pp 163-170.

[17] R.L. Day, L. Caliguiri, C. Kamenski, F. Ehrlich

" Body temperature and survival of premature infants."

Pediatrics 34, 1964, pp 171-181.

[18] **T.P. Mann, R.I.K. Elliott**

" Neonatal cold injury due to exposure to cold "

Lancet 1, 1957, pp 229-234.

[19] **P.J. Fleming, M.R. Levine, Y. Azaz, R. Wigfield, A.J. Stewart**

" Interactions between thermoregulation and the control of respiration in infants : possible relationship to sudden infant death. "

Acta Paediatrica 389, 1993, pp 57-59.

[20] **C. Gaultier**

" Apnea and sleep state in newborns and infants. "

Biology of the Neonate 65, 1994, pp 231-234.

[21] **D. Berterottiere, A.M. d'Allest, M. Dehan, Cl. Gaultier**

" Effect of increase in body temperature on the breathing pattern in premature infants. "

J Dev Physiol 13, 1990, pp 303-308.

[22] **E.N. Hey**

" The care of babies in incubators. "

Recent advances in pediatrics (4th ed), Churchill, London, 1971, pp 171-216.

[23] **P.J. Sauer, H.J. Dane, H.K. Visser**

" New standards for neutral thermal environment of healthy very low birth-weight infants in week one of life. "

Archives of Disease in Childhood 59, 1984, pp 18-22.

[24] **V. Bach, B. Bouferrache, O. Kremp, Y. Maingourd, J.P. Libert**

" Regulation of sleep and body temperature in response to exposure to cool and warm environments in neonates. "

Pediatrics 93, 1994, pp 789-796.

[25] **F. Telliez., V. Bach., G. Krim., J.P. Libert**

" Consequences of a small decrease of air temperature from thermal equilibrium on thermoregulation in sleeping neonates. "

Medical & Biological Engineering & Computing, 35, 1997, pp 516-520.

[26] **F. Telliez., V. Bach., G. Dewasme., A. Leke., J.P. Libert**

" Effects of medium and long chain triglycerides on sleep and thermoregulatory processes in neonates. "

Journal of Sleep Research 1998.

[27] **J. Himms-Hagen**

" Does thermoregulatory feeding occur in newborn infants ? A novel view of the role of brown adipose tissue thermogenesis in control of food intake. "

Obesity Research, Vol. 3, 1995, pp 361-369.

[28] **V. Thomy**

Thèse de l'Université de Lille 1 en électronique, à paraître au 4^{ème} trimestre 2001.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Ce travail s'inscrit dans la perspective du développement des applications de la radiométrie micro-onde à la thermométrie à la fois en milieu industriel et médical. Cette technique basée sur la mesure du rayonnement électromagnétique d'origine thermique émis par un corps dissipatif permet d'accéder simplement au contact ou à distance, à la détermination de la température volumique de ce corps. Ce travail est issu du développement d'un système radiométrique à deux références internes de température conçu à l'origine pour équiper les systèmes d'hyperthermie micro-onde destinés au traitement des tumeurs cancéreuses. L'étude se focalise sur l'adaptation du système aux spécificités liées aux nouvelles applications envisagées dans le domaine médical et industriel, à l'étude et à la conception d'un nouveau type de capteurs et à l'expérimentation sur site des dispositifs radiométriques.

Plusieurs prototypes de radiomètres ont été développés et étudiés, notamment dans l'optique de s'affranchir au mieux des problèmes liés aux rayonnements électromagnétiques parasites. Le choix d'une fréquence centrale fixée à 1,575 GHz associée à une bande passante étroite obtenue par amplification faible bruit et filtrage hyperfréquence permet de travailler dans une bande de fréquences réservée (G.P.S.) et répond à ces objectifs. Un deuxième aspect concerne l'étendue de la plage de mesures de la température. Nous proposons une méthode originale intégrant dans le système, des références internes de températures obtenues à partir d'un élément actif constitué d'un amplificateur faible bruit. Le champ exploratoire de température couvre alors une gamme allant de -100°C à 200°C . Les performances (sensibilité du système, fluctuations de la température radiométrique, linéarité de la mesure) ont été déterminées et étudiées pour plusieurs prototypes. Ainsi, nous montrons qu'une mesure de la température radiométrique peut être obtenue avec une fluctuation minimale de l'ordre de $0,1^{\circ}\text{C}$ en un temps de l'ordre de la seconde. En pratique, des contraintes liées à l'environnement peuvent nécessiter l'éloignement du radiomètre du site de la mesure. Une procédure automatique de compensation des perturbations introduites par le câble supplémentaire reliant le capteur au radiomètre a été introduite et validée.

Des capteurs spécifiques ont été développés et font l'objet de l'étude menée au chapitre II. De conception très simple, à faible coût, ils présentent une structure de base plane, de géométrie rectangulaire ou circulaire dans laquelle est réalisée une ouverture rectangulaire court-circuitée d'un seul côté. La connexion au radiomètre est tout simplement réalisée par l'intermédiaire d'un câble coaxial soudé au travers de l'ouverture. Nous montrons que la position de cette liaison est l'un des éléments essentiels permettant l'obtention d'une bonne adaptation électromagnétique dans la bande de fréquences utilisée. Une modélisation électromagnétique de la structure a permis d'évaluer les performances du capteur en adaptation et de juger l'influence des dimensions géométriques sur celle-ci. Le modèle développé permet également de déterminer le diagramme de réception du capteur. Les résultats ont été validés par des mesures effectuées sur différents prototypes réalisés avec ou sans substrat diélectrique. Dans ce dernier cas, la contribution du bruit propre du capteur est considérablement réduite améliorant de ce fait la sensibilité du dispositif radiométrique. Ce capteur original a été nommé « capteur froid » et a fait l'objet d'un dépôt de Brevet.

Au cours de ce travail, nous avons expérimenté l'ensemble radiomètre-capteur en laboratoire mais aussi sur site industriel et en milieu médical. Confrontée à des contraintes techniques, l'utilisation d'un long câble de liaison entre le radiomètre et le capteur est souvent nécessaire. Nous avons montré que la procédure de calibrage automatique que nous avons proposée afin de prendre en compte la présence du gradient thermique existant entre le site de mesure et l'entrée du radiomètre, est particulièrement efficace. Le système radiométrique, expérimenté sur le site de production de l'entreprise Mc Caïn a été utilisé en continu lors de plusieurs campagnes de mesures, pour le contrôle en ligne de la température des produits en phase de surgélation mais aussi après leur conditionnement dans des emballages en carton. Ces expérimentations ont montré la fiabilité et l'apport que procure cette nouvelle technique de mesure de température. En milieu médical, les objectifs concernent le suivi de la température de nouveau-nés prématurés mais aussi celle de l'adulte dans l'optique d'études en chronobiologie. Compte tenu du caractère exploratoire de ces recherches et du nombre d'essais limités, les mesures qui ont été effectuées sont satisfaisantes et les explorations demandent à être poursuivies.

L'étude de ces résultats met en lumière le potentiel intéressant qu'offre la technique de contrôle de température par radiométrie micro-onde et les perspectives d'applications s'avèrent multiples. Dans le domaine industriel, nous avons montré que cette technique permet d'explorer une très large gamme de températures allant de -100°C à 200°C voire au-delà, d'extraire la température volumique d'un corps dissipatif à distance, en défilement ou sous emballage. L'industrie de l'agroalimentaire est particulièrement intéressée à la fois pour la surgélation, la décongélation ou la cuisson. Dans d'autres secteurs, la mesure à distance de la température en volume d'un produit ouvre la voie à des applications en milieu agressif et où règnent des températures extrêmes. En milieu médical, le caractère non invasif et non traumatisant sont les principaux atouts de cette technique pour les recherches médicales et les thérapies qui nécessitent un contrôle de la température au sein des tissus.

En ce qui concerne les évolutions qu'il peut être intéressant d'apporter au dispositif, des études sur les potentialités des capteurs froids sont fortement attractives notamment dans le but d'affiner le diagramme de réception et d'envisager le potentiel que pourrait apporter le groupement en réseaux de ces capteurs. Au niveau du développement de ce procédé, l'effort visant à l'amélioration de la résolution en température dans des conditions de fort gradient thermique mérite d'être poursuivie, associée à un traitement informatique des données.

En conclusion, les perspectives ouvertes par ce travail soulignent que le contrôle de température par radiométrie micro-onde est une technique très attractive en vue d'optimiser les paramètres d'un process. De plus, elles permettent d'élargir le spectre des applications potentielles dans de nombreux secteurs d'activité.

ANNEXE

ACTIVITE DE L'USINE DE HARNES

PRODUCTION DE L'ENTREPRISE

Mc Cain fabrique des frites surgelées et des flocons de pommes de terre déshydratés.

LES DIFFERENTES ETAPES DE LA FABRICATION DES FRITES

La culture de la pomme de terre

La pomme de terre est la matière première permettant d'obtenir les frites, elle doit être d'excellente qualité. L'agriculteur fournisseur de Mc Cain doit donc apporter beaucoup de soins à la culture de ses pommes de terre.

Le stockage

Celui-ci s'effectue principalement chez l'agriculteur. Un stock de sécurité de 35 000 tonnes est présent sur le site de Harnes. Dès la mise en stockage, la température est descendue à 12/14°C afin de limiter les pertes en eau et de freiner le développement des germes pathogènes. Les tubercules sont ensuite ventilatées et soumis régulièrement à un traitement anti-germinatif.

La réception des pommes de terre

L'approvisionnement des pommes de terre se fait par camion de 25 tonnes. Soixante camions par jour sont nécessaires pour l'activité normale de l'usine, soit 1 500 tonnes de pommes de terre par jour.

Contrôle qualité à la réception des pommes de terre

L'objectif est de vérifier que la qualité des pommes de terre correspond au cahier des charges, d'évaluer la qualité afin d'adapter la méthode de travail de l'usine et de déterminer le paiement en fonction du calibrage et de la qualité des pommes de terre. Les échantillons prélevés sont analysés dans les laboratoires de Mc Cain.

Le tri des pommes de terre : le calibrage

Les pommes de terre sont triées sur un calibre qui sépare les pommes de terre ayant un calibre supérieur à 50 mm pour en faire des frites, lorsque le calibre est inférieur à 50 mm les pommes de terre sont alors utilisées pour la fabrication des flocons. Les différents calibres sont ensuite répartis dans des trémies.

L'épierreage et le lavage

Après être débarrassées des corps métalliques par de puissants aimants, les pommes de terre sont séparées des cailloux par différence de densité: les pierres les plus lourdes sont éliminées par gravité. Puis les pommes de terre sont lavées par brassage à l'eau.

Triage par densité

Les pommes de terre sont envoyées dans un bain d'eau salée. Ainsi, les pommes de terre vitreuses ayant une densité plus faible flottent et sont éliminées puis mises en bennes pour l'alimentation du bétail.

Le pelage

Il s'effectue à la vapeur et sous pression (18-20 bars) dans des autoclaves rotatifs. La pelure éclate et sera ensuite séparée des tubercules crus par centrifugation et abrasion mécanique dans le « deskiner » et par les brosseuses.

A partir de cette étape, l'usine entre en phase « propre ».

Inspection manuelle et parage

Les pommes de terre pelées passent sur un tapis roulant et le personnel placé de chaque côté élimine les pommes de terre vertes ou celles ayant un nombre important de coups.

Le préchauffage à l'eau

Il est réalisé dans un « preheater » contenant en moyenne 25 m³ d'eau et 16 tonnes de pommes de terre.

La température à coeur doit atteindre environ 35°C, le temps de passage est d'environ 20 minutes afin de faciliter la netteté de la coupe.

La coupe

Les pommes de terre sont orientées dans des cônes où elles sont accélérées par un courant d'eau et projetées à 80-100 km/h sur un bloc de coupe. On obtient en sortie des frites dont la section varie de 6 à 12 mm. Les couteaux sont vérifiés en moyenne toutes les demi-heures.

Le triage

Les frites trop courtes ou cassées : les « nubbins » ou les frites à section non carrées : les « slivers » sont éliminées automatiquement par les tamis vibrants.

Les déchets de triage représentent 120 tonnes et sont vendus pour l'alimentation du bétail ou sont utilisés pour produire des flocons de pomme de terre déshydratés.

L'inspection électronique des frites

Le second tri s'effectue par le système ADR : Automatic Defect Removal.

Ce procédé électronique commande la mise en action de couteaux disposés sur des tambours et élimine par deux coupes consécutives les points noirs ou les défauts repérés sur les frites.

Le blanchiment

Il consiste à immerger les frites dans des blancheurs contenant de l'eau à une température comprise entre 70 et 80°C. Ce traitement dure 5 à 30 minutes en fonction du produit voulu et de la qualité de la pomme de terre.

Le blanchiment permet de gélatiniser l'amidon et d'éliminer les sucres afin d'obtenir une couleur uniforme et pas trop brune.

La standardisation en sucres

Cette opération s'effectue dans le « sugar flume », les frites sont immergées dans de l'eau contenant du dextrose afin d'obtenir une coloration uniforme des frites lors de la cuisson. Ceci pour compenser les pertes en sucres au cours du blanchiment.

Le séchage des frites

Il s'effectue par de l'air chaud et sec. Un tapis roulant sur lequel sont disposées les frites, passe dans un grand tunnel dans lequel circule de l'air.

Frittage ou pochage des frites

Les frites sont plongées dans un bain d'huile de palme, de tournesol ou de soja à 180°C pendant 30 secondes à 3 minutes: le but est de pré frire pour garder une texture moelleuse à l'intérieur et croustillante à l'extérieur.

Le dégraissage ou « deffating »

Les frites passent sur des vibreurs qui permettent d'éliminer l'huile non absorbée.

Le refroidissement

Il s'effectue dans un tunnel de surgélation on trois paliers pendant 30 minutes :

Un courant d'air à +35°C refroidit les frites de +80 à +28°C

Un courant d'air à +4°C refroidit les frites de +28 à +10°C

Un courant d'air à -34°C refroidit les frites de +10 à -18°C

Le conditionnement

Il s'effectue par des peseuses associatives, en sachets de 450 à 3 000 grammes. Ces sachets sont conditionnés dans des cartons.

Le stockage des produits finis

Les cartons sont stockés à une température de -23°C.

28 000 m³ de chambre froide permettent d'entreposer 5 660 palettes. Le flux représente 1 100 palettes par jour soit 35 camions chargés par jour.

