

N° d'ordre : 3048

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES & TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

spécialité électronique

par

Vincent THOMY

**ETUDE DE DISPOSITIFS RADIOMETRIQUES
POUR LA MESURE DE TEMPERATURE :
APPLICATIONS AUX DOMAINES INDUSTRIEL ET MEDICAL**

soutenue publiquement le 11 décembre 2001 devant la commission d'examen

Membres du Jury

<u>Président :</u>	R. FAUQUEMBERGUE	Professeur à l'USTL
<u>Rapporteurs :</u>	J. CITERNE	Professeur I.N.S.A. Rennes
	J.L. VATERKOWSKI	Professeur D.D.R.T. Dijon
<u>Directeur de thèse :</u>	M. CHIVE	Professeur émérite à l'USTL
<u>Co-Directeur de thèse :</u>	L. DUBOIS	Maître de conférences à l'USTL
<u>Examineurs :</u>	B. DELPUECH	Ingénieur Développement Air Liquide
	J. PRIBETICH	Professeur à l'USTL

à mes parents,
Hélène, Simon et Claire

Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire a été réalisé à l'Institut d'Electronique et de Microélectronique du Nord (I.E.M.N.) dirigé par Monsieur le Professeur G. SALMER. Je le remercie vivement, ainsi que Monsieur le Professeur P.A. ROLLAND, responsable du Département Hyperfréquences et Semi-conducteurs (D.H.S.), de m'avoir accueilli au sein du laboratoire.

J'exprime ma sincère reconnaissance à Monsieur le Professeur R. FAUQUEMBERGUE de me faire l'honneur de présider cette Commission d'Examen et de juger l'ensemble de ce travail.

Monsieur le Professeur M. CHIVE m'a proposé ce sujet de recherche et en a assuré la direction. Je lui exprime ma profonde gratitude pour la confiance qu'il m'a accordée en m'accueillant dans l'équipe 'Circuits & Applications'. Ses conseils et son dynamisme ont enrichi mes connaissances et m'ont apporté un soutien constant.

Monsieur L. DUBOIS, Maître de conférences, a assuré la co-direction de ce travail. Tout au long de ces années, sa grande expérience et ses compétences m'ont été d'une aide indispensable pour mener à bien ce travail. Je le remercie pour la confiance et les encouragements qu'il m'a prodigués et qu'il soit assuré, au delà de la simple formalité, de ma sincère reconnaissance.

Je tiens à adresser mes sincères remerciements à Monsieur J. CITERNE, Professeur à l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, et à Monsieur le Professeur J.L. VATERKOWSKI, Directeur Régional à la Recherche et à la Technologie en Bourgogne, pour l'honneur qu'ils me font de juger ce travail et d'en être rapporteurs.

Je remercie sincèrement Monsieur DELPUECH, Ingénieur développement chez Air Liquide pour sa participation au jury de thèse et au vif intérêt qu'il porte à nos travaux de recherche.

Monsieur le Professeur J. PRIBETICH, responsable de l'équipe 'Circuits & Applications', me fait également l'honneur de juger ce travail. Je tiens à lui témoigner ma plus vive reconnaissance et à le remercier de ses judicieux conseils et de son soutien permanent.

Je ne saurais oublier Monsieur J.P. SOZANSKI, Ingénieur de recherche I.N.S.E.R.M., avec lequel j'ai mené ce travail en étroite collaboration. Ses précieux conseils et sa grande disponibilité m'ont été d'une grande aide.

J'exprime toute ma reconnaissance à Monsieur G. BAGURE, Directeur de la société AXIOM Technologie, dont l'enthousiasme et le dynamisme ont été communicatifs.

Je tiens à remercier Monsieur le Professeur C. LIBERSA, médecin délégué auprès du Centre d'Investigation Clinique dont la collaboration et le dynamisme nous ont permis de mettre en place le protocole d'étude clinique. Je remercie très sincèrement Monsieur T. DANIEL, Docteur en médecine, Praticien hospitalier à la Clinique de la Charité, au CHR&U de Lille de s'être intéressé à nos travaux dans le cadre de recherche en chronobiologie. Je remercie également Monsieur R. LOGIER, ingénieur à l'Institut de Technologie Médical au CHR&U de Lille, pour son aide dans la définition du protocole et l'analyse des résultats.

J'adresse également mes plus sincères remerciements à l'ensemble du personnel du Centre d'Investigation Clinique du CHR&U de Lille (Messieurs N. FERRARI, Docteur en médecine, L. BEGHIN, assistant de recherche clin.que, ainsi qu'aux infirmières) avec qui j'ai eu le plaisir de travailler et qui m'ont fait bénéficier de leurs conseils et de leurs expériences. Je n'oublie pas non plus de remercier les personnes qui se sont prêtées de manière conviviale aux exigences du protocole de recherche Tempil I.

Je tiens à témoigner toute ma reconnaissance à Messieurs J.F. COUSIN, Responsable du Développement Process des Produits de Pommes de terre Europe Continentale chez Mc Cain S.A., et F. DESAILLY, Responsable Assistant Process, pour la confiance qu'ils nous ont accordée lors des campagnes de mesures. Ces campagnes n'auraient pu avoir lieu sans le soutien et l'aide précieuse de Madame C. FOURNIER, Ingénieur de Développement Process,

et Mademoiselle A. DAUVERCHAIN, stagiaire ingénieur. Je les remercie sincèrement pour leur disponibilité et leur soutien.

Je tiens également à remercier Messieurs J. BLANCHET, Directeur de la Société des Produits Alimentaires de Caudry - Nesilé, et R. ALLAMANDO, Responsable Industrialisation, de l'honneur qu'ils nous ont fait de pouvoir procéder à des mesures au sein de leur usine. Je ne saurais oublier de remercier sincèrement Monsieur X. PINET, Directeur du Centre d'Innovation et de Transfert pour l'Industrie Agroalimentaire (C.I.T.I.A.), pour l'intérêt qu'il porte à nos travaux et pour la collaboration qu'il a initié avec notre équipe. Je remercie également vivement Monsieur L. VILLEVAL, assistant maître, pour l'ensemble des relevés qu'il a effectués sur site lors de son stage et pour l'enthousiasme qu'il a montré lors de notre collaboration.

Je tiens aussi à remercier sincèrement Monsieur le Professeur J.J. FABRE pour son éternel bonne humeur ainsi que pour l'ensemble des collaborations qu'il a su initié aussi bien dans le domaine médical que dans le domaine agroalimentaire.

Monsieur C. SEMET, Ingénieur de Recherche au TELICE, a apporté sa grande expérience lors de nos campagnes de mesures sur site industriel. Qu'il en soit sincèrement remercié.

Je tiens également à remercier profondément Dorothée, Alain, Jean-Christophe et Julien qui, bien plus que de simples collègues de travail, m'ont fait partager leur bonne humeur et leur judicieux conseils qui souvent allaient au delà de l'aspect scientifique. Je ne saurais oublier toutes les membres de l'I.E.M.N., que je ne peux citer ici, et qui m'ont témoigné à un moment ou à un autre leur soutien et apporté leur aide.

A tous ceux qui ont marqué l'équipe par leur passage, Annie, Christina, Sandrine, Virginie, Christophe, David, Miguel et Pierre-Yves, je tiens à leur signifier toute ma reconnaissance pour l'aide qu'ils m'ont apportée et pour tous les souvenirs que nous avons en commun.

Que Mademoiselle C. Vanoverschelde, soit remerciée des deux années de collaboration franche et fructueuse passées à travailler sur le même sujet de recherche.

Toutes ces années de travail se seraient passées avec moins de joie et de bonne humeur sans la présence et l'indécible soutien de Monsieur P.A. FALL. Qu'il soit assuré de mon indéfectible amitié.

Que l'ensemble des personnels administratifs et techniques soit assuré de mes sincères remerciements pour leur disponibilité et leur aide précieuse, et en particulier Mesdames E. DELOS et S. LEPILLIET de la centrale de caractérisation, Mesdames M. MIENS et A. CALLEWAERT du service de D.A.O., Messieurs M. SENECHAL et P. DUBOIS du service informatique ainsi que Monsieur P. ARMANT.

Je ne peux omettre les remerciements s'adressant à Messieurs JENNEQUIN, ANDRIES, et MICHON, de l'atelier de mécanique, à Mademoiselle A. KOSCIUSZKO, à Messieurs P. DELEMOTTE, M. FKYZIEL, J. LEMAIRE pour leur aide, ainsi qu'à Madame J. LOUCHARD qui a assuré la reproduction de ce mémoire.

Je tiens également à remercier Monsieur B. LEGRAND, représentant des doctorants du Département L.S.E.N., pour sa collaboration et son aide lors des divers Conseils de Laboratoire ainsi que lors du Conseil Scientifique.

Je tiens également à remercier sincèrement Messieurs les Professeurs B. BONTE et Y. DRUELL pour la liberté qu'ils m'ont laissée lors de mes deux premiers mois d'Attaché temporaire à l'Enseignement et à la Recherche, afin de finir dans les meilleurs délais mon manuscrit.

Et enfin que tous mes amis qui m'ont soutenu et même supporté lors de ce long travail de thèse soient assurés de ma profonde reconnaissance.

ETUDE DE DISPOSITIFS RADIOMETRIQUES
POUR LA MESURE DE TEMPERATURE :
APPLICATIONS AUX DOMAINES INDUSTRIEL ET MEDICAL

Introduction Générale	01
Chapitre 1 : Radiomètre : du principe au démonstrateur	04
I. Introduction : notion de température radiométrique	04
I - 1. Principe physique	04
I - 2. Puissance de bruit et température équivalente	05
II. Le radiomètre à double référence interne de températures	09
II - 1. Présentation générale	09
II - 2. Radiomètre idéal	11
II - 3. Radiomètre réel, nécessité d'un système de calibration interne	12
III. Evolutions des radiomètres à double référence interne de température	13
IV. Le radiomètre 1.575 GHz bande étroite	16
IV - 1. Caractérisation fréquentielle	16
IV - 2. Performances du dispositif radiométrique en thermométrie	18
IV - 2 - a. <i>Mesure de la température de charges adaptées</i>	18
IV - 2 - b. <i>Adaptation pour installation sur site industriel</i>	20
<u>IV - 2 - b - 1. Prise en compte d'un câble supplémentaire</u>	20
<u>IV - 2 - b - 2. Etalonnage automatique</u>	22
V. Première étape vers un prototype radiométrique industriel	24
V - 1. Choix des composants	25
V - 2. Caractérisation en thermométrie	27
V - 3. Comparaison des coûts de revient	28

VI. Prototype d'une version commerciale	29
VI - 1. Schéma équivalent du radiomètre	29
VI - 2. Caractérisation de la version commerciale	31
Conclusion	32
Bibliographie	33
Chapitre 2. Capteurs radiométriques	36
I. Introduction	36
II. Evolutions des capteurs radiométriques	37
I - 1. Limitations des capteurs plaqués en radiométrie microonde	39
I - 2. Un nouveau type de capteur : le capteur froid	43
III. Modélisation à partir de l'équation intégrale en champ électrique (E.F.I.E.)	43
III - 1. Modèle et méthode	44
III - 1 - a. <i>Présentation du modèle et hypothèses</i>	44
III - 1 - b. <i>Formalisme utilisé</i>	45
IV. Modélisation basée sur la F.D.T.D.	48
IV - 1. Formulation générale	49
IV - 1 - a. <i>Critères de stabilité</i>	51
IV - 1 - b. <i>Conditions aux limites</i>	52
IV - 1 - c. <i>Conditions aux interfaces diélectriques</i>	52
III - 1 - d. <i>Choix de l'excitation</i>	53
IV - 2. Validation du modèle 2D	53
Conclusion	54
Bibliographie	56

Chapitre 3. Applications biomédicales et industrielles

Introduction	60
I. Mesure de température corporelle chez l'homme	60
I - 1. Contexte scientifique	60
I - 2. Protocole d'étude clinique d'un appareil de mesure de la température : TEMPILI	62
I - 2 - a. <i>Objectif de l'étude</i>	62
I - 2 - b. <i>Certification du dispositif radiométrique aux normes européennes</i>	63
I - 2 - c. <i>Méthodologie de l'essai</i>	64
I - 2 - d. <i>Résultats et interprétations statistiques</i>	65
I - 2 - e. <i>Estimation théorique de la température radiométrique</i>	69
I - 3. Prospectives	70
II. Mesure de température dans le domaine agroalimentaire	71
II - 1. Campagne de mesures au sein de l'usine Mc Cain-Harnes	72
II - 1 - a. <i>Conditions expérimentales</i>	73
II - 1 - b. <i>Résultats obtenus lors des mesures en ligne</i>	73
II - 1 - c. <i>Résultats obtenus à partir des prélèvements d'emballages</i>	74
II - 1 - d. <i>Test du prototype de la version commerciale</i>	75
II - 1 - e. <i>Mesure des propriétés diélectriques de produits alimentaires</i>	76
II - 1 - f. <i>Interprétations des signaux radiométriques à partir d'un modèle électromagnétique</i>	78
II - 2. Campagne de mesures menée au sein de l'usine S.P.A.C. Nestlé-Caudry	81
II - 2 - a. <i>Conditions expérimentales</i>	82
II - 2 - b. <i>Résultats de la campagne de mesures</i>	83

II - 2 - c. <i>Interprétations électromagnétiques</i>	84
II - 2 - d. <i>Bilan de la campagne de mesure</i>	85
Conclusion	86
Bibliographie	88
Conclusion générale	91
Annexe	94
Liste des travaux personnels	95

Introduction générale

L'instrumentation est une des disciplines des sciences qui connaît, depuis quelques années, un renouvellement de toute première importance. Basés sur des principes ou des phénomènes datant de près de cinquante ans, d'importants progrès technologiques ont permis de réaliser des dispositifs d'instrumentation dont les performances, les coûts et la fiabilité ne cessent d'être améliorés sur des périodes de plus en plus courtes. Citons pour exemple les évolutions observées dans le domaine de l'instrumentation hyperfréquence concernant la radioastronomie, la caractérisation de composants, la communication destinée au grand public,

Les travaux effectués depuis plusieurs décennies au sein de l'Institut d'Electronique et de Microélectronique du Nord (I.E.M.N.) et concernant la radiométrie microonde s'insèrent totalement dans cette évolution. Connues depuis le début du siècle, les propriétés d'émission d'ondes électromagnétiques des matériaux dissipatifs, sous l'effet de la température, ont abouti à la réalisation de dispositifs dont les performances et les applications n'étaient limitées que par l'état de la technologie à un instant donné. Ainsi, à la fin des années 80, l'équipe 'Circuits et Applications' dirigée par le Professeur M. CHIVE, en étroite collaboration avec l'Unité 279 de l'Institut National de la Santé et de la Recherche Médicale (I.N.S.E.R.M.), a développé un dispositif de mesure de température par radiométrie microonde comportant deux références internes de température.

L'étude poursuivie lors de ces trois années de thèse, se situe donc dans la continuité de celles entreprises depuis dix ans sur ce nouveau procédé. Les évolutions majeures du marché des composants hyperfréquences nous ont permis d'aboutir à la caractérisation d'une première version d'un démonstrateur dont la réalisation et la commercialisation ont été confiées à la société Axiom-Technologies. Parallèlement, l'utilisation d'un nouveau type de capteur, associée au développement de logiciels électromagnétiques d'interprétation des signaux radiométriques, nous a donné l'opportunité de participer à d'importantes campagnes de mesures dans le domaine médical et agroalimentaire.

La première partie de ce travail débute par un résumé du principe de la mesure de température par radiométrie microonde et s'achève par la présentation de la première version commerciale d'un radiomètre-démonstrateur à double référence interne de température. Entre temps, nous présentons le principe de fonctionnement de ces radiomètres, ainsi que les caractéristiques et évolutions majeures des dispositifs réalisés et caractérisés au sein de l'équipe. S'en suit la présentation de travaux destinés à la caractérisation approfondie de la dernière version d'un radiomètre prototype : le radiomètre à bande étroite fonctionnant sur une plage de fréquences réservées (G.P.S.). Nous présentons ensuite les modifications apportées au dispositif radiométrique avant son installation sur site industriel. Enfin, l'entrée sur le marché de nouveaux composants, dont le rapport performance-coût ne cesse d'augmenter, nous a amené à étudier l'influence (sur la mesure radiométrique) de leur insertion dans la chaîne de mesure et à valider leur utilisation en vue de la réalisation du démonstrateur.

Le second chapitre traite des évolutions récentes concernant la partie capteur du dispositif radiométrique. Nous présentons une série de manipulations montrant les limitations importantes occasionnées par l'utilisation de capteurs dont le substrat présente des pertes non négligeables. La réalisation d'un nouveau type de capteur, le capteur "froid", nous a permis de dépasser ces limitations et d'envisager des relevés de température dans des milieux considérés jusque-là comme hostiles. La modélisation électromagnétique de ce capteur à partir d'une méthode basée sur la résolution de l'équation intégrale en champ électrique, nous a permis d'en définir les principales caractéristiques. En particulier, la connaissance du champ prépondérant rayonné par ce capteur en champ proche, nous a amené à considérer un autre modèle électromagnétique basé sur des Différences Finies dans le Domaine Temporel à deux dimensions (2D. F.D.T.D.). Ce dernier modèle (qui permet la modélisation de structures très hétérogènes) a été développé en vue de la détermination du diagramme de réception du capteur froid face à divers milieux et de l'interprétation des signaux radiométriques obtenus lors des campagnes de mesures en milieu médical et industriel, que nous présentons au chapitre III.

La troisième et dernière partie de ce mémoire aborde les applications de la mesure de température par radiométrie microonde. En collaboration avec le Centre d'Investigation Clinique du C.H.R.U. de Lille, un premier protocole de mesure, appelé TEMPIL 1, a permis

de relever et de comparer les mesures de températures provenant de différents appareils de référence, à celles données par un dispositif fonctionnant autour de 3.2 GHz. Ce protocole définissant (pour un groupe de 14 sujets volontaires) trois localisations différentes de mesure, nous avons pu valider la mesure radiométrique dans une configuration donnée. L'industrie agroalimentaire, quant à elle, porte un grand intérêt au contrôle de température sans contact. Que ce soit pour des produits homogènes (tels que des frites) ou fortement hétérogènes (comme des pizzas), les campagnes de mesures réalisées au sein des usines de production McCain et SPAC-Nestlé, ont fourni des résultats démontrant la pertinence et l'intérêt de la mesure de température par radiométrie microonde. Des mesures de permittivités diélectriques ont également été réalisées sur des produits agroalimentaires. Elles sont utilisées dans les modèles électromagnétiques (présentés au chapitre II) qui ont permis d'analyser le champ de vision des capteurs au sein des produits.

Chapitre 1 :

Radiomètre : du principe au démonstrateur

Chapitre I. Radiomètre : du principe au démonstrateur

I. Introduction : notion de température radiométrique

I - 1. Principe physique

La mesure de température par radiométrie microonde repose sur la dégradation de l'énergie thermique en rayonnement électromagnétique. Ce phénomène, dû à l'agitation aléatoire d'éléments microscopiques polarisés naturellement ou artificiellement, se déroule à différentes échelles du matériau : de la molécule à l'ion ou l'atome. Ces différents types de polarisation diélectrique, qualitativement semblables, engendrent un rayonnement à des fréquences extrêmement variées. Citons les quatre types de polarisation diélectrique ainsi que l'ordre de grandeur des fréquences du rayonnement associé. La polarisation par charge d'espace, fondamentale en électronique des semi-conducteurs, correspond à des fréquences très basses. La polarisation ionique entraîne un rayonnement dans la gamme des infra-rouges et celle de la polarisation électronique, dans le domaine de l'ultra-violet. Pour une gamme de fréquences intermédiaire (hautes et hyperfréquences), il s'agit de la polarisation par orientation dipolaire des molécules : c'est celle qui nous intéresse ici [1]. Le rayonnement d'origine thermique qu'elle provoque recouvre donc un large domaine spectral [2-3].

La relation entre puissance électromagnétique d'origine thermique et température s'exprime à partir de la loi de Planck. Dans le cas d'un corps noir (parfaitement absorbant et non réfléchissant) élevé à une température homogène et uniforme T, la puissance rayonnée par unité de surface apparente et par unité d'angle solide, appelée brillance spectrale, s'écrit :

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

où h : la constante de Planck ($6,62 \cdot 10^{-34}$ J. s.)

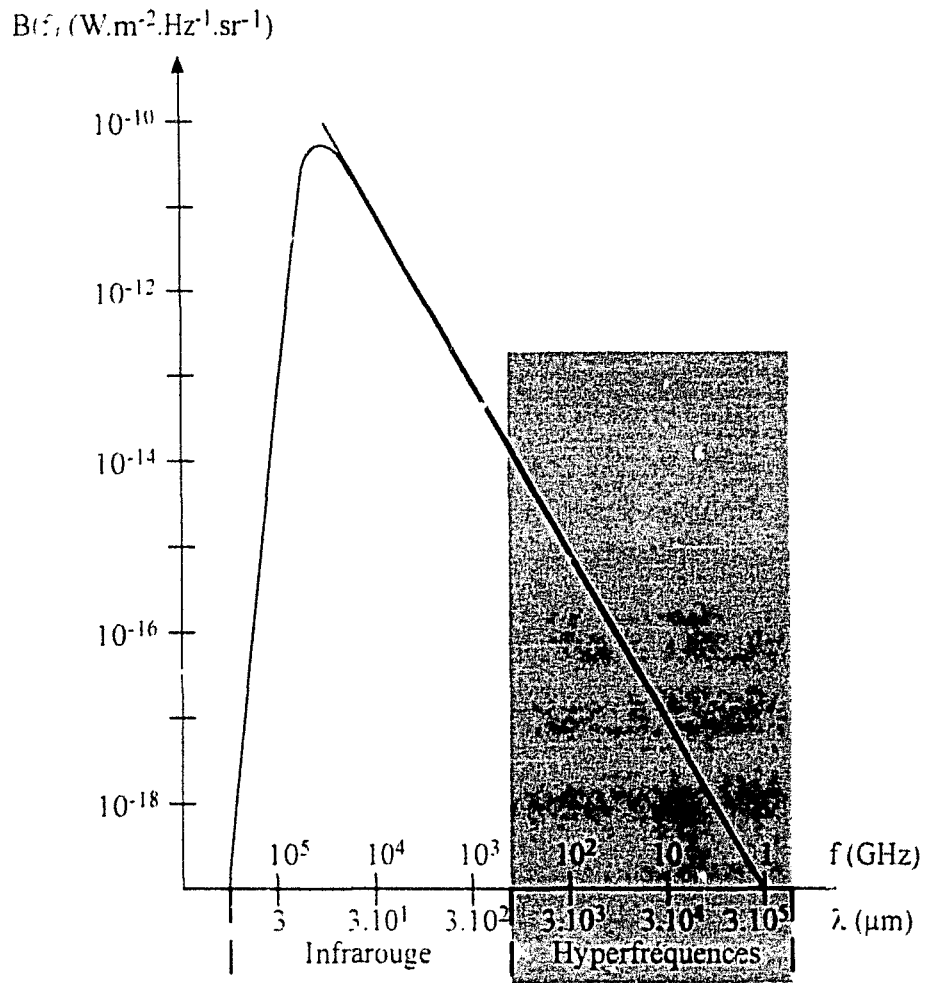


Figure I-01: Brillance spectrale du corps noir, porté à la température de 310 K, en fonction de la fréquence.

k : la constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$)

c : la vitesse de la lumière ($3 \cdot 10^8 \text{ m.s}^{-1}$)

T : la température absolue du corps (K)

B : la brillance spectrale ($\text{W.m}^{-2}.\text{Hz}^{-1}.\text{sr}^{-1}$)

La courbe de la **figure I-01** illustre la variation de la brillance spectrale d'un corps noir porté à la température de 310 K (37 °C) en fonction de la fréquence. Dans le domaine des microondes ($f < 100 \text{ GHz}$) et pour une température supérieure à 10 Kelvin, la formule I-1 peut être approximée, par la formule de Rayleigh-Jeans qui montre que la brillance spectrale est, dans ce cas, directement proportionnelle à la température du corps noir :

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

où A dépend seulement de la fréquence considérée.

La mesure de la puissance électromagnétique rayonnée par le corps noir s'effectue par intégration de la brillance spectrale dans la bande de fréquences considérée et permet ainsi la détermination de sa température absolue.

I - 2. Puissance de bruit et température équivalente

La puissance électromagnétique définie plus haut, est recueillie à l'aide d'une antenne-captur reliée à un radiomètre. Dans le cas idéal du corps noir et pour une plage de fréquences Δf donnée, la puissance captée est reliée à la température à partir de la loi de Nyquist [4]:

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

Mais dans la plupart des cas, les matériaux rencontrés ne sont pas parfaitement absorbants, c'est à dire que l'énergie rayonnée par un corps n'est pas entièrement transmise au radiomètre. En effet, il existe des réflexions à l'interface entre le corps et l'antenne-captur ainsi que dans le plan de jonction entre l'antenne et le câble de connexion. Ces phénomènes

sont caractérisés par le coefficient de réflexion en puissance (ρ) représentant le rapport entre la puissance réfléchie et la puissance incidente dans le plan d'entrée de l'antenne-capteur. La relation entre la puissance captée dans une bande de fréquences donnée et la température absolue du corps devient alors dans ce cas :

$$P_{\text{captée}} = (1 - \rho) \cdot k \cdot T \cdot \Delta f \quad \text{I-4}$$

La puissance captée correspond à l'intégration volumique de la puissance émise par chaque élément de volume élémentaire du corps dissipatif observé, pondérée par un coefficient C . Ce coefficient traduit le couplage entre le capteur et tout élément de volume élémentaire au sein du matériau. Ainsi, plus ce coefficient est important, plus la participation d'un volume élémentaire à la puissance totale captée sera importante. Plusieurs paramètres interviennent dans la définition de ce coefficient de couplage. Celui-ci dépend à la fois du diagramme de réception en champ électrique du capteur au sein du matériau, mais aussi des propriétés diélectriques [5, 6, 7] en chaque point de ce même matériau :

$$C(x, y, z) = \frac{1}{2} \cdot \sigma(x, y, z) \cdot |E(x, y, z)|^2 \quad \text{I-5}$$

où $E(x, y, z)$ représente le champ électrique (diagramme de réception en champ électrique du capteur) et $\sigma(x, y, z)$ la conductivité électrique du matériau en un point donné.

La puissance captée, due à un volume élémentaire, est donc donnée par l'expression suivante :

$$dP(x, y, z) = C(x, y, z) \cdot k \cdot T(x, y, z) \cdot \Delta f \quad \text{I-6}$$

A partir de cette puissance, nous pouvons déterminer une température équivalente (ou température de bruit thermique) qui est associée au volume de matériau situé dans le champ de vision du capteur. Nous l'appelons température radiométrique (T_{rad}) :

$$T_{\text{rad}} = \frac{\iiint_V [C(x, y, z) \cdot T(x, y, z)] \cdot dx \cdot dy \cdot dz}{\iiint_V [C(x, y, z)] \cdot dx \cdot dy \cdot dz} \quad \text{I-7}$$

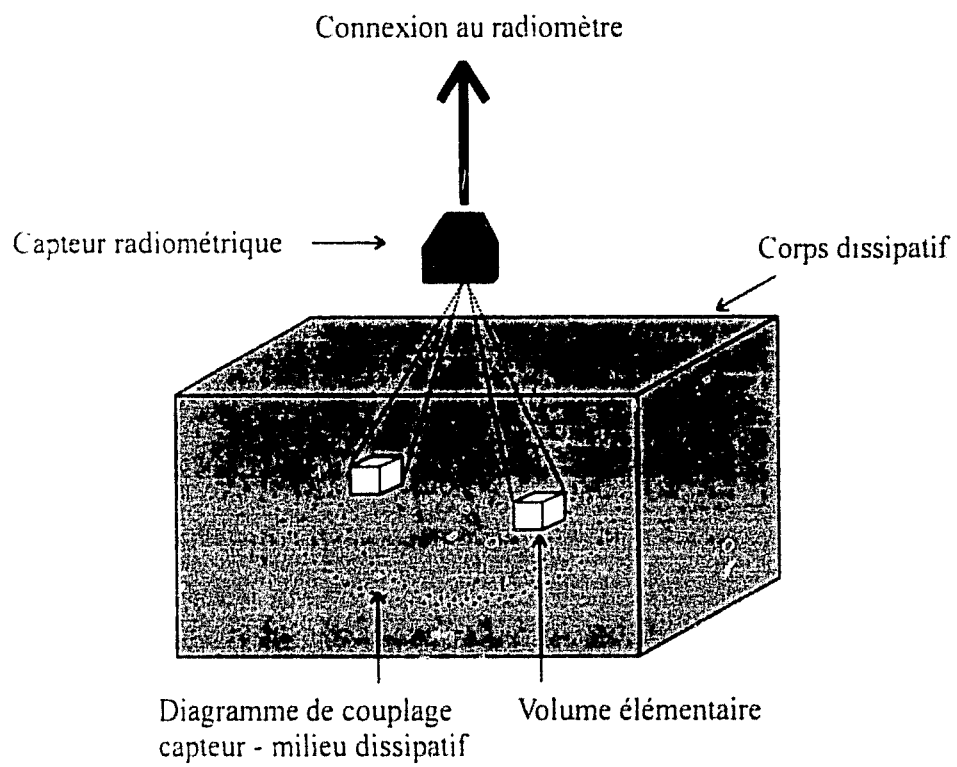


Figure I-02 : Contribution d'un volume élémentaire à la puissance totale de bruit captée.

Dans le cas où la température T du milieu est uniforme, cette température coïncide avec la température radiométrique. D'une manière plus générale, nous pouvons dire que la température radiométrique d'un matériau est une température volumique moyenne pondérée par le diagramme de réception du capteur ainsi que par les propriétés diélectriques de chaque élément de volume qui constitue ce matériau (**figure I-02**).

Rappelons les ordres de grandeur des niveaux de puissances captées en radiométrie microonde ainsi que leur température équivalente associée (obtenue à partir de la relation I-3) :

	Puissance captée en fonction de la bande passante considérée			
	$\Delta f = 500 \text{ MHz}$		$\Delta f = 20 \text{ MHz}$	
$T^{\circ} \text{ rad.} = -100^{\circ}\text{C}$	$1,2 \cdot 10^{-12} \text{ W}$	-119,20 dBm	$2,4 \cdot 10^{-14} \text{ W}$	-136,19 dBm
$T^{\circ} \text{ rad.} = -100^{\circ}\text{C}$	$2,6 \cdot 10^{-12} \text{ W}$	-115,85 dBm	$5,2 \cdot 10^{-14} \text{ W}$	-132,84 dBm
$T^{\circ} \text{ rad.} = -20^{\circ}\text{C}$	$2,21 \cdot 10^{-12} \text{ W}$	-116,944 dBm	$4,043 \cdot 10^{-14} \text{ W}$	-133,933 dBm
$T^{\circ} \text{ rad.} = -21^{\circ}\text{C}$	$2,028 \cdot 10^{-12} \text{ W}$	-116,928 dBm	$4,057 \cdot 10^{-14} \text{ W}$	-133,918 dBm
$T^{\circ} \text{ rad.} = -20,1^{\circ}\text{C}$	$2,022 \cdot 10^{-12} \text{ W}$	-116,942 dBm	$4,044 \cdot 10^{-14} \text{ W}$	-133,932 dBm

Tableau I-01 : Ordre de grandeur des niveaux de puissances captées en radiométrie.

Les valeurs indiquées dans le tableau ci-dessus montrent que, suivant la largeur de la bande passante des systèmes radiométriques réalisés (que nous détaillerons plus précisément au paragraphe suivant), l'ordre de grandeur des puissances captées est de 1 à 2,5 picowatts pour 500 MHz de bande passante et de 25 à 50 femtowatts pour 20 MHz. Compte tenu de la résolution désirée (qui est typiquement de 0,1 °C), le niveau de puissance mesurable doit être de l'ordre du femtowatt (pour 500 MHz de bande passante) et d'un centième de femtowatt pour une bande passante réduite à 20 MHz.

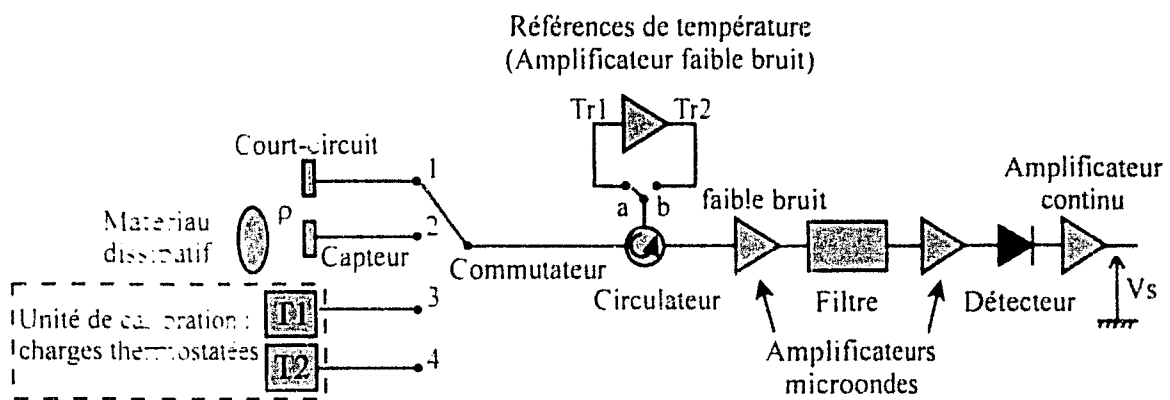


Figure I-03 Schéma interne du radiomètre à double référence interne de température

II. Le radiomètre à double référence interne de température

II - 1. Présentation générale

Connue depuis la fin des années 40, la mesure du rayonnement thermique dans le domaine des microondes a fait l'objet de nombreuses recherches et publications. Dans les années qui ont suivi la dernière guerre, la radioastronomie a connu un important essor dans l'instrumentation destinée à ce champ de recherche. Au cours des années 80, des travaux ont été entrepris dans ce domaine au sein du Centre Hyperfréquences et Semi-conducteurs. Développée dans un premier temps pour la thermométrie de quadripôles dissipatifs [8], cette technique n'a cessé d'évoluer. De la radiométrie à amplification directe [9] à la radiométrie à méthode de zéro [10], la radiométrie microonde a investi un champ beaucoup plus important du secteur médical avec la détection de tumeurs bénignes ou malignes [11] et le contrôle de systèmes d'hyperthermie microonde [12]. Les évolutions techniques sont actuellement en grande partie dues aux progrès de miniaturisation et de performance des éléments électroniques et informatiques. Nous ne nous intéressons dans ce mémoire qu'à un type bien particulier de dispositifs radiométriques, les radiomètres à double référence interne de température.

Dans la perspective de s'affranchir de l'influence de grandeurs déterminantes lors de la mesure radiométrique (bruit propre, coefficient de réflexion du capteur) et pour simplifier la procédure d'étalonnage, une nouvelle génération de radiomètres (**figure 1-03**) a été développée et brevetée par l'équipe du Professeur Chivé en collaboration avec l'unité 279 de l'I.N.S.E.R.M [13, 14, 15]. L'originalité de ces dispositifs repose sur l'utilisation de deux références internes de température.

La température radiométrique est obtenue à la suite d'un cycle de mesures, au cours duquel, sont déterminées quatre tensions continues, liées aux positions de deux commutateurs : le premier commute sur le court-circuit et sur l'applicateur en regard du milieu sous investigation (positions 1 et 2) alors que le second bascule sur les références de température (positions a et b). Au cours de ces différentes étapes, les signaux hyperfréquences sont transmis, via le circulateur, à une chaîne d'amplification puis convertis en tensions continues

au moyen d'un détecteur quadratique. Ces tensions, proportionnelles aux puissances de bruit thermique recueillies au niveau du détecteur, sont ensuite amplifiées et transmises à une carte d'acquisition Analogique/Numérique avant d'être exploitées par le logiciel de traitement de données. Ce dernier traduit les signaux en température radiométrique. Contrairement aux radiomètres de première génération, ce système permet d'obtenir la température radiométrique sans que l'utilisateur n'ait à se soucier du gain de la chaîne microonde (en supposant le gain moyen dans la bande passante constant au cours d'un cycle de mesures) et des variations du coefficient de réflexion ρ (à condition que ce dernier soit inférieur ou égal à 0,8) [13]. Ces deux hypothèses étant vérifiées dans des conditions normales d'utilisation, le dernier avantage de ce système à double référence interne de température est la disparition d'un fastidieux étalonnage, remplacé par une procédure transparente pour l'utilisateur.

II - 2. Radiomètre idéal

Précisons rapidement les différentes tensions obtenues au cours d'un cycle de mesures, dans le cas idéal où les différents éléments constituant la chaîne hyperfréquence ne présentent aucune perte d'insertion et sont parfaitement adaptés. Ces tensions correspondent à la détection des puissances de bruit émises par la charge de référence sélectionnée ($Tr1$ ou $Tr2$), après réflexion sur le court-circuit ou sur l'entrée du capteur.

Commutateur en position a :

$$\text{- commutateur sur la voie 1 : } Va1 = G.k.\Delta f.Tr1 \quad \text{I-8}$$

$$\text{- commutateur sur la voie 2 : } Va2 = G.k.\Delta f.(\rho.Tr1 + (1-\rho).Tx) \quad \text{I-9}$$

Commutateur en position b :

$$\text{- commutateur sur la voie 1 : } Vb1 = G.k.\Delta f.Tr2 \quad \text{I-10}$$

$$\text{- commutateur sur la voie 2 : } Vb2 = G.k.\Delta f.(\rho.Tr2 + (1-\rho).Tx) \quad \text{I-11}$$

avec Δf : bande passante du système radiométrique

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

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

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

ρ : coefficient de réflexion en puissance à l'entrée du capteur (valeur moyenne dans la bande passante du dispositif)

T_x : température de bruit du matériau (qui correspond à sa température radiométrique).

De ces quatre tensions, nous en déduisons les valeurs du coefficient de réflexion ρ et de la température T_x .

La température radiométrique et le coefficient de réflexion sont donc déterminés indépendamment du gain G de la chaîne hyperfréquence [13]. Comme le montrent les équations I-12 et I-13, seules les quatre tensions continues mesurées ainsi que les valeurs des températures de référence T_{r1} et T_{r2} interviennent.

$$T_{rad} = \frac{(V_{a1} - V_{a2}) \cdot 2 - (V_{b1} - V_{b2}) T_{r1}}{(V_{a1} - V_{a2}) - (V_{b1} - V_{b2})} \quad \text{I-12}$$

$$\rho = \frac{V_{a2} - V_{b2}}{V_{a1} - V_{b1}} \quad \text{I-13}$$

II - 3. Radiomètre réel, nécessité d'un système de calibration interne

Le radiomètre idéal, comme son nom l'indique, correspond à un cas abstrait. En effet, en pratique existent inévitablement des pertes dans la chaîne hyperfréquence du radiomètre, des pertes d'insertion aussi bien au niveau des composants passifs (commutateurs, circulateur) qu'au niveau des éléments de liaison (câbles et connecteurs). Un étalonnage du système est donc nécessaire afin de prendre en compte l'ensemble de ces pertes d'insertion. Il est effectué à l'aide d'un kit de calibration interne composé de deux charges adaptées (d'impédance 50Ω) respectivement thermostatées aux températures T_1 et T_2 , connues à $0,1^\circ\text{C}$ près. Le commutateur d'entrée (**figure I-03**) possède quatre voies afin de réaliser automatiquement cet étalonnage. Pour assurer l'équilibre du système, les quatre câbles coaxiaux reliant le commutateur au court-circuit, au capteur ou aux charges d'étalonnage doivent présenter des caractéristiques (pertes d'insertion et température) les plus proches possibles.

La phase de calibration consiste à substituer au capteur des charges étalons thermostatées aux températures T_1 et T_2 lors d'un cycle de mesure. Compte tenu de la présence des pertes

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

Composants	Caractéristiques	
	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 > 1 000 000 commutations	Pertes d'insertion < 0,4 dB Fréquence maximale ~ 4 GHz Durée de vie > 1 000 000 commutations
Premier amplificateur	Facteur de bruit : 1,6 dB Gain : 58 dB Bande passante : 1,55 GHz à 1,60 GHz	Facteur de bruit : 1,2 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 : 20 MHz Pertes d'insertion : 1,0 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

d'insertion, la mesure radiométrique sera correcte à condition de substituer aux températures $Tr1$ et $Tr2$ les températures de référence $TR1e$ et $TR2e$ déterminées à partir de cet étalonnage [16]. Ces nouvelles températures de référence sont déterminées à partir des équations suivantes :

$$Tr1e = \frac{T1(Va1 - Va4)(Vb1 - Vb3 - Va1 + Va3) - T2(Va1 - Va3)(Vb1 - Vb4 - Va1 + Va3)}{(Vb1 - Vb3)(Va1 - Va4) - (Va1 - Va3)(Vb1 - Vb4)} \quad \text{I-14}$$

$$Tr2e = \frac{-T1(Vb1 - Vb4)(Vb1 - Vb3 - Va1 + Va3) + T2(Vb1 - Vb3)(Vb1 - Vb4 - Va1 + Va3)}{-(Vb1 - Vb3)(Va1 - Va4) + (Va1 - Va3)(Vb1 - Vb4)} \quad \text{I-15}$$

Cette procédure de calibration nécessite de quelques secondes à quelques dizaines de secondes, suivant le temps d'intégration choisi par phase. Elle peut être déclenchée au début de chaque séance de mesures ou périodiquement après un nombre de mesures fixé. Comme nous le verrons par la suite, ce dernier cas est souvent nécessaire lors de campagnes de mesures sur de longues durées ou lorsque le système électronique se trouve dans un environnement soumis à d'importantes variations de température et d'humidité (ce qui entraîne des fluctuations des pertes d'insertion corrélées aux conditions ambiantes).

III. Evolutions des radiomètres à double référence interne de température

La mise au point des radiomètres à double référence interne de température a commencé au début des années 1990 avec pour objectif le contrôle de température lors des séances d'hyperthermie et de thérapie microonde. Depuis cette date, cinq appareils ont été réalisés au sein de l'équipe 'Circuits et Applications'. Tout d'abord tournée vers les applications médicales (radiomètres centrés autour de 10 GHz et 3,2 GHz), leur utilisation s'est étendue depuis ces dernières années au monde industriel (radiomètres centrés autour de 1,575 GHz).

Les spécificités techniques de la chaîne hyperfréquence des radiomètres réalisés sont regroupées dans les **tableaux I-2 et I-3** [17].

L'un des paramètres essentiels de la chaîne hyperfréquence est le facteur de bruit du premier amplificateur. En effet, il fixe principalement le facteur de bruit du système. Le filtre inséré à

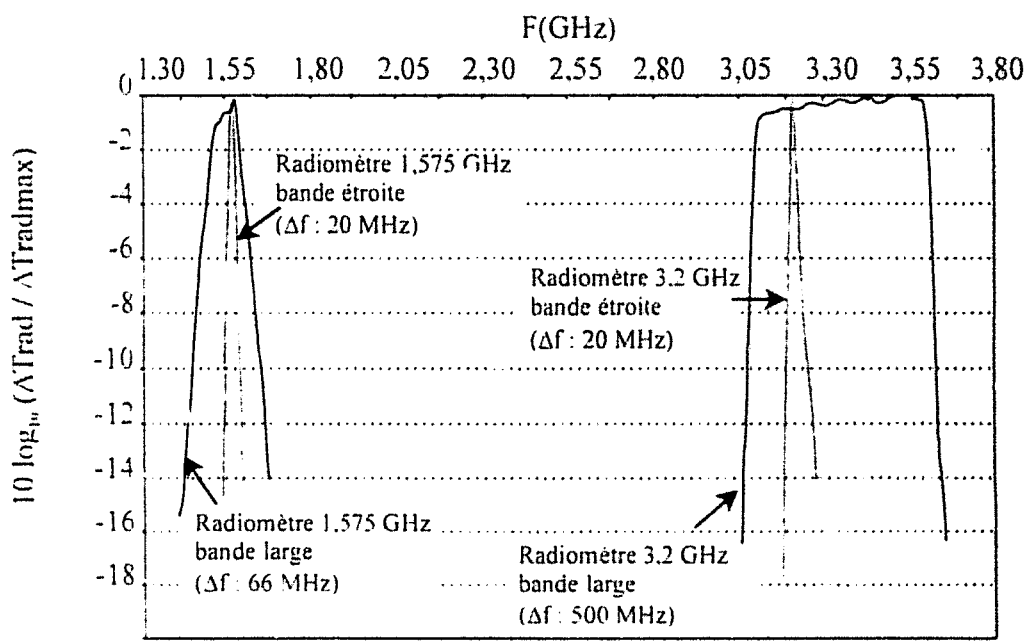


Figure I-04 : Relevés des bandes passantes des différents radiomètres réalisés.

la suite de ce premier amplificateur fixe la bande de fréquences de fonctionnement du radiomètre. Le gain total de la chaîne d'amplification est déterminé dans le but d'obtenir un niveau de puissance suffisant à l'entrée du détecteur, afin qu'il fonctionne dans sa zone quadratique.

Afin de garantir une mesure de température radiométrique avec une résolution de l'ordre de $0,1^{\circ}\text{C}$, il faut apporter un soin particulier à la réalisation des charges d'étalonnage (T_1 et T_2). Il est donc nécessaire d'utiliser un très bon système de régulation en température, afin d'éviter qu'elles ne fluctuent au-delà de $0,1^{\circ}\text{C}$ et qu'elles ne soient sujettes aux conditions extérieures de température. Les travaux de caractérisation ont montré que non seulement les fluctuations de la température radiométrique mesurée sont minimales lorsque la valeur de celle-ci se situe entre les températures de référence T_{r1e} et T_{r2e} mais aussi que le niveau de ces fluctuations est d'autant plus faible que l'écart entre les températures de référence est important [14]. Depuis quelques années, nous nous sommes orientés vers des applications industrielles ce qui a entraîné un besoin d'extension de l'étendue de la gamme des températures mesurables. Pour les applications biomédicales, des charges adaptées thermostatées au voisinage de 35 et 53°C conviennent parfaitement pour la réalisation de référence de température. Mais celles-ci sont mal adaptées lorsque l'on désire mesurer des températures négatives ou supérieures à 100°C (apparition de condensation ou détérioration de la charge adaptée). Ainsi, les radiomètres dont la fréquence de fonctionnement se situe autour de $1,575$ GHz (utilisés essentiellement pour les applications industrielles) ont été équipés d'un amplificateur faible bruit dont l'entrée et la sortie sont utilisées respectivement comme référence de température froide et chaude [17, 18]. Le niveau de bruit de ces références est ajustable, selon l'application et la plage de températures visées, par l'intermédiaire d'atténuateurs microondes coaxiaux. En outre, cette technique entraîne une diminution de l'encombrement du dispositif de mesure.

Rappelons les caractéristiques principales des différents radiomètres étudiés jusqu'à présent. Tout d'abord leur bande passante a été relevée à l'aide d'un synthétiseur Wiltron 68147A fonctionnant de 10 MHz à 20 GHz avec une résolution de 1 kHz, et dont le signal de sortie varie de -130 à $+10$ dBm avec une résolution de $0,01$ dBm. Le synthétiseur est relié à l'entrée du radiomètre (voie capteur) et nous relevons alors l'évolution de la température radiométrique mesurée (**figure I-04**) en fonction de la fréquence du signal injecté pour une puissance d'entrée de l'ordre de -110 dBm à -100 dBm.

Le premier prototype qui a été réalisé fonctionne dans la bande de fréquences 2-4 GHz. Le développement rapide de la téléphonie mobile (autour de 0,915 et 1,800 GHz) ainsi que la présence de dispositifs de chauffage microonde (2,45 GHz) nous ont amené à réduire la bande passante de nos systèmes puis à changer leur fréquence centrale de fonctionnement, afin de nous affranchir de ces rayonnements parasites. Nous avons, dans un premier temps, inséré dans la chaîne d'amplification hyperfréquence, un filtre présentant une bande passante de 500 MHz puis de 20 MHz centrée autour de 3,2 GHz. Cette réduction importante de la bande passante et donc du niveau de bruit thermique détecté n'ayant pas entraîné d'altérations dans le fonctionnement du système radiométrique, nous avons alors opéré un changement de la fréquence centrale afin de nous placer dans une bande de fréquences peu perturbée (notamment celle réservée au G.P.S. autour de 1,575 GHz). Le premier radiomètre fonctionnant à cette fréquence était doté d'une bande passante de 66 MHz et le second d'une bande passante de 23 MHz.

Rappelons quelques caractéristiques, propres au signal GPS, afin de justifier notre choix de fonctionnement dans cette bande fréquentielle. Seule une des deux porteuses utilisées pour transporter l'information est située dans la bande passante de notre système de mesure radiométrique. Cette porteuse a pour fréquence 1575,42 MHz. Le niveau de puissance émis par la constellation de satellites est fonction de l'angle d'élévation sous lequel est vu le satellite. La puissance maximale mesurée au niveau du sol correspondant à -158 dBm pour la fréquence de 1575,42 MHz, pour une élévation de 45 degrés [19]. Dans le cadre de nos expérimentations, les relevés ont toujours été effectués intra-bâtiment. Dans la bande de fréquences qui nous intéresse, l'atténuation du signal à la traversée d'une façade (en béton) est typiquement de 17 dB, ce qui donne un niveau de puissance au niveau du sol de -175 dBm (soit $3 \cdot 10^{-18}$ Watts).

Comme nous l'avons précisé dans le **tableau I-01**, pour garantir une résolution de 0,1°C en mesure radiométrique avec une bande passante de 20 MHz, le plus petit niveau de puissance détectable doit être de l'ordre du centième de femtowatt. Cette valeur est bien supérieure au maximum de signal GSM susceptible d'être présent à l'intérieur des bâtiments.

La caractérisation d'un dispositif radiométrique repose principalement sur la vérification de sa droite d'étalonnage ainsi que sur l'estimation des fluctuations de la mesure dans la plage de températures considérée. Afin d'analyser la réponse en température d'un radiomètre, nous remplaçons l'antenne-capteur par une charge adaptée qui est plongée dans un bain d'antigel

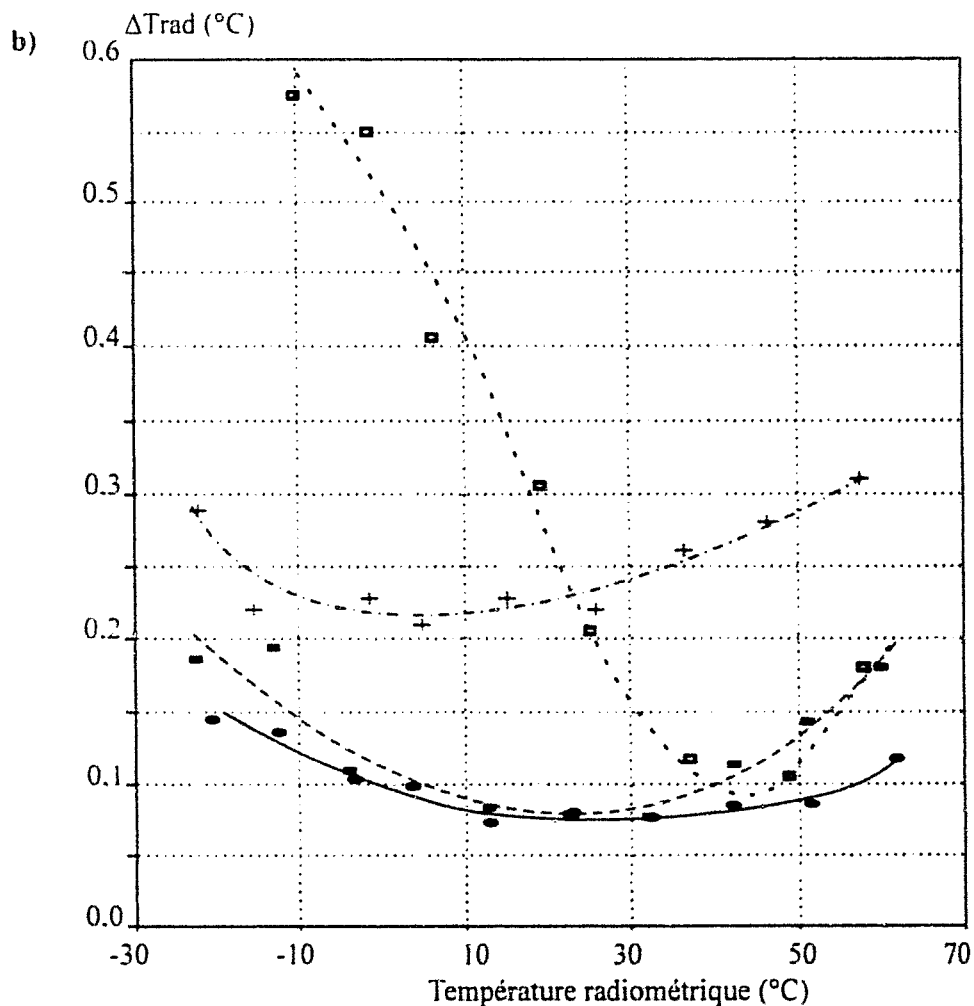
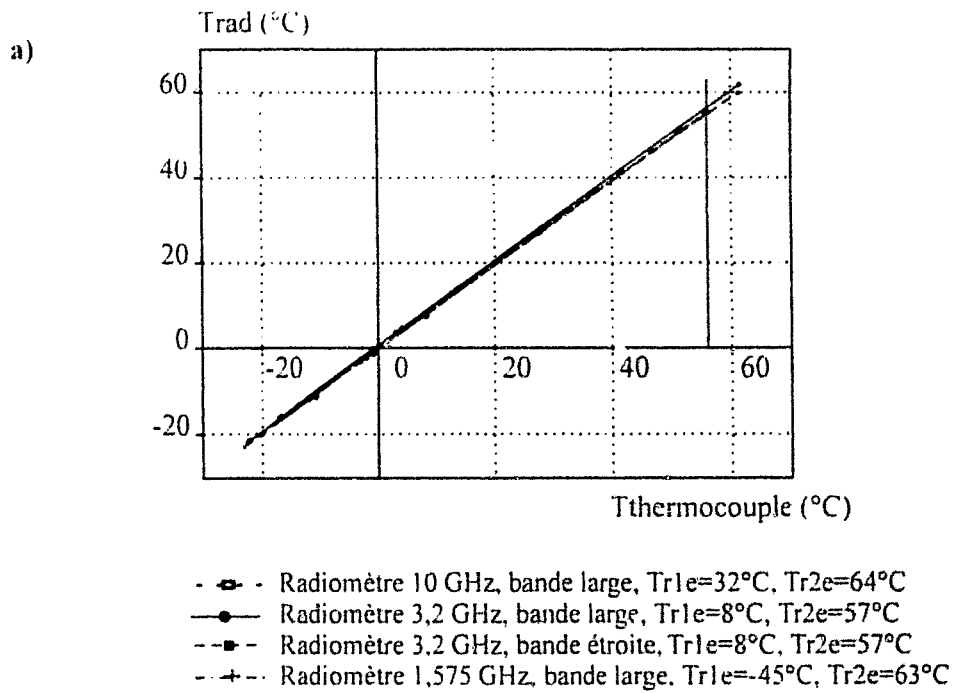


Figure I-05 : Performances des radiomètres réalisés

a) Correspondance entre la température radiométrique et la température relevée au thermocouple

b) Fluctuations de la température radiométrique mesurée en fonction de sa valeur.

dont la température est régulée entre -20 et $+60$ °C. Nous enregistrons la température radiométrique mesurée lorsque l'équilibre thermique entre la charge et le bain est atteint. De cet enregistrement nous en déduisons l'écart entre la température radiométrique et la température du bain relevé à l'aide d'un thermocouple, ainsi que les fluctuations de la température radiométrique (ΔT_{rad}) quantifiées à partir d'un calcul d'écart type. Nous présentons sur la **figure I-05** les résultats obtenus pour l'ensemble des prototypes réalisés au sein de l'équipe depuis les cinq dernières années. Ils ont été obtenus en fixant un temps d'intégration de une seconde par phase.

La courbe de réponse en température de chaque système est une droite de pente sensiblement égale à l'unité (typiquement comprise entre 1,05 et 0,95) et passant par l'origine (ordonnée à l'origine allant de $-0,05$ °C à $+0,05$ °C). Les écarts observés entre la température radiométrique et celle donnée par le thermocouple sont plus importants lorsque celle-ci s'éloigne des températures de référence. Ceci est dû au fait que, d'une part la pente n'est pas absolument égale à l'unité et d'autre part parce qu'un gradient thermique apparaît le long du câble relié à la voie applicateur lorsque la charge est plongée dans le bain thermostaté, créant ainsi un léger déséquilibre entre les quatre voies.

Pour chaque radiomètre l'amplitude des fluctuations est minimale lorsque la température radiométrique mesurée se situe entre les températures de référence équivalentes TR_{1e} et TR_{2e} . Nous observons que les fluctuations minimales ne sont pas du même ordre de grandeur suivant le radiomètre considéré (elles varient de $0,8$ °C à $0,22$ °C). Ceci est dû à la technologie utilisée et au facteur de bruit du premier amplificateur de la chaîne hyperfréquence.

Ces radiomètres ont en effet été réalisés à plusieurs années d'intervalle durant lesquelles d'importants progrès ont été réalisés notamment concernant la réduction des facteurs de bruit ($2,5$ dB en 1990 et $0,6$ à $1,5$ dB en 1995). Il faut ajouter que, la perspective de transferts de technologie étant de plus en plus importante dans notre démarche et compte tenu des coûts des composants sur le marché, des compromis ont dû être également trouvés afin de conserver des prix de revient raisonnables pour la construction de radiomètre.

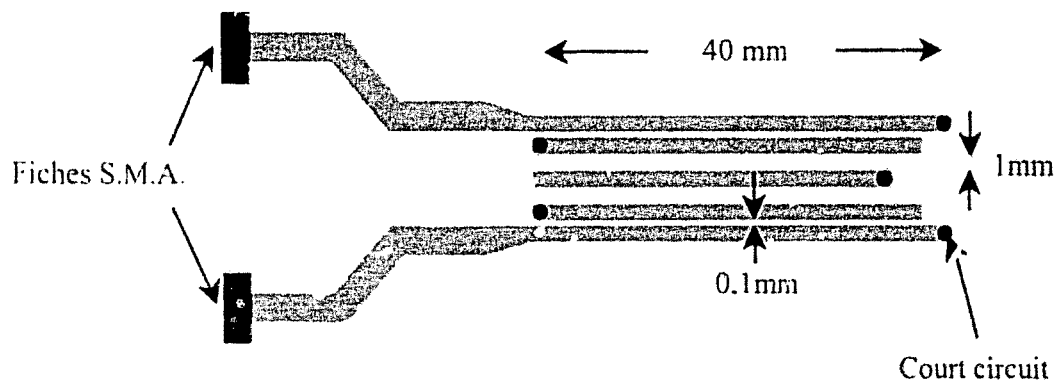


Figure I-06 : Schéma du filtre interdigité réalisé en structure microruban par gravure sur substrat diélectrique.

Au point M1 : niveau d'adaptation M1(en dB) à la fréquence 1.1

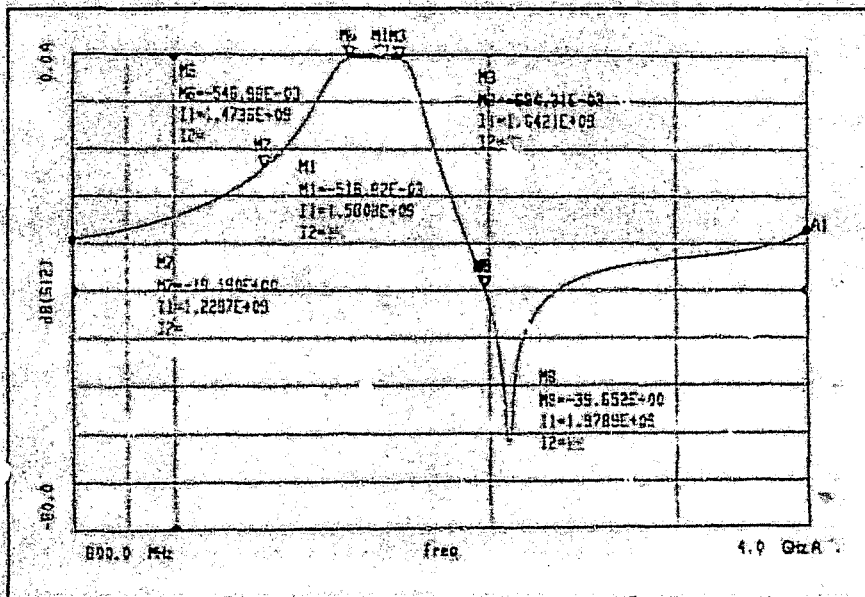
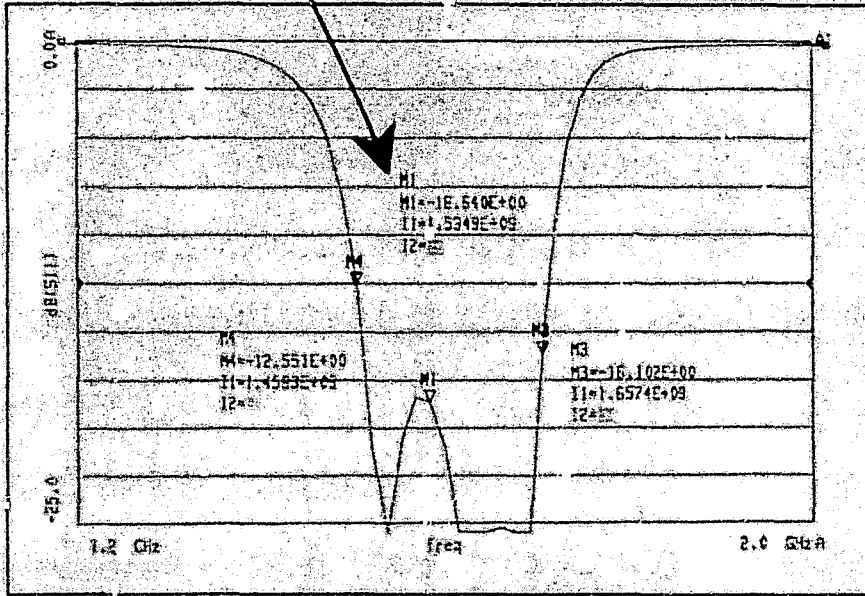


Figure I-07 : Simulation de la réponse fréquentielle du filtre interdité sur MDS :
 a) coefficient de réflexion
 b) coefficient de transmission

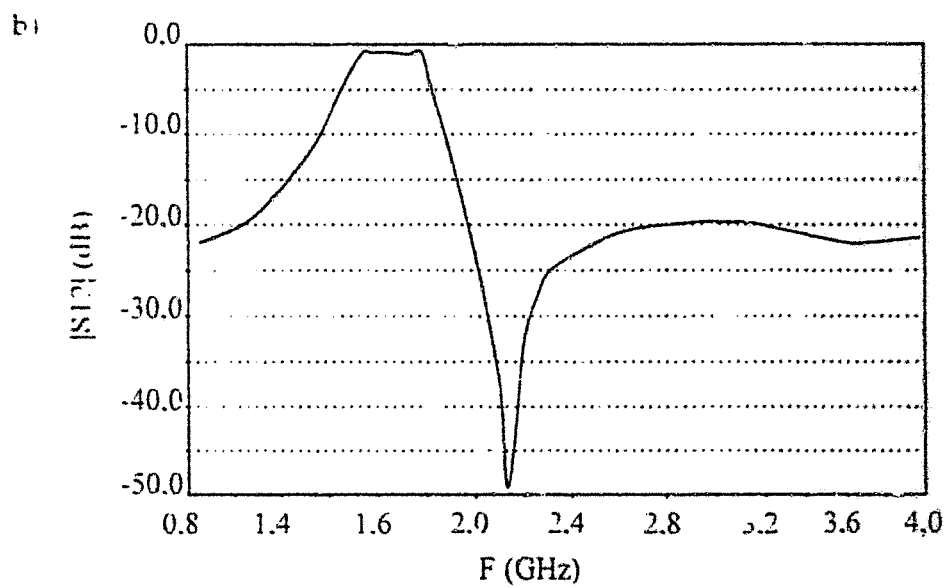
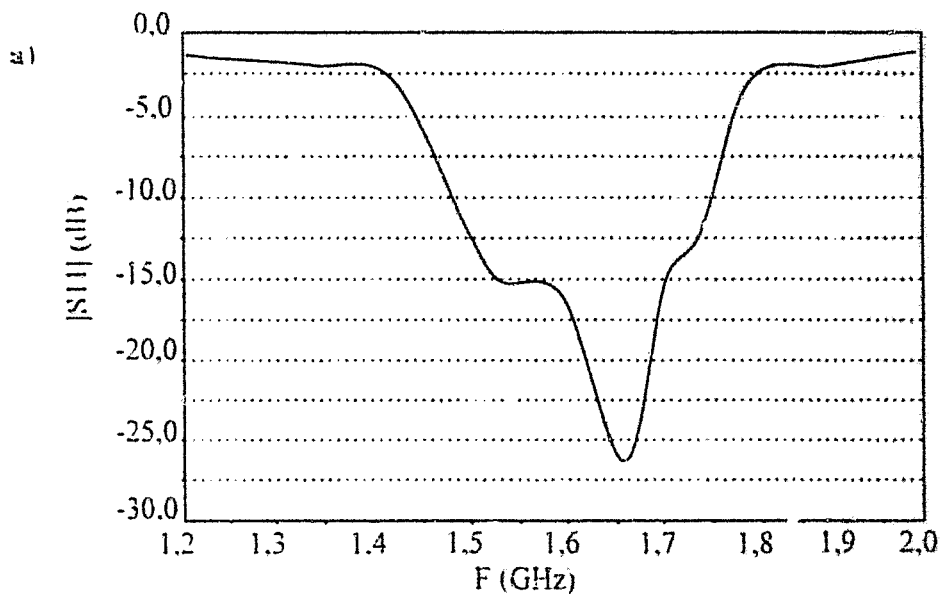


Figure I-08 : Relevé expérimental des caractéristiques fréquentielles du filtre interdigné :
 a) coefficient de réflexion
 b) coefficient de transmission

IV. Le radiomètre 1,575 GHz bande étroite

Face à la diversité des applications potentielles de la radiométrie microonde en milieu médical ou industriel, la caractérisation approfondie du radiomètre (de ses principaux composants considérés séparément jusqu'à la chaîne d'amplification hyperfréquence dans sa globalité) est nécessaire afin de déterminer son comportement ainsi que ses limites dans quelques configurations simples pouvant être rencontrées sur site et reconstituées en laboratoire.

IV - 1. Caractérisation fréquentielle

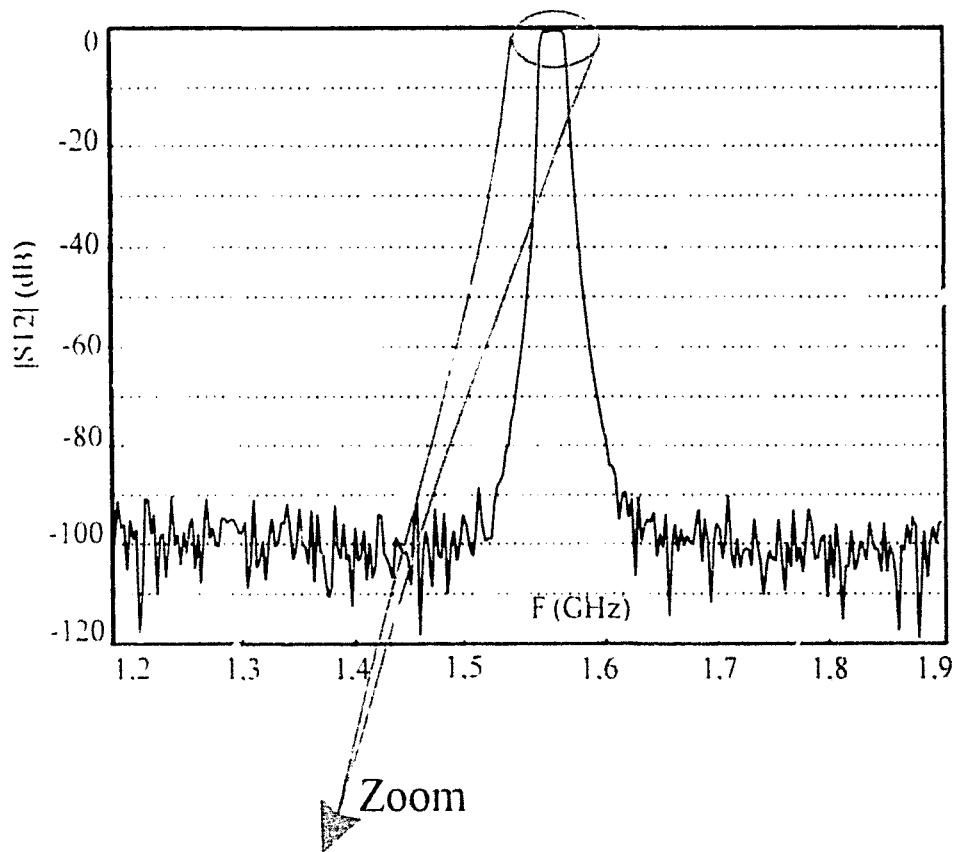
Les caractéristiques fréquentielles ont été obtenues à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel HP 8520 ainsi qu'au moyen d'un synthétiseur Wiltron 68147A.

Comme nous l'avons précisé précédemment, l'une des évolutions majeures des systèmes radiométriques réalisés ces dernières années est la réduction de la bande passante par insertion de filtres dans la chaîne d'amplification.

Plusieurs solutions se sont présentées à nous, reposant sur différentes technologies : du filtre interdigité sur substrat diélectrique au filtre à résonateur céramique, en passant par un filtre à capacités métalliques.

Dans un premier temps nous avons opté pour un filtre interdigité sur substrat diélectrique de permittivité $\epsilon_r=2,33$ et d'épaisseur 0,5 mm. Conçu et optimisé à partir d'un logiciel commercial (M.D.S. Touchstone), sa réalisation est aisée pour un prix modique. Le cahier des charges impose de respecter les critères suivants : les pertes d'insertion dans la bande passante doivent être inférieures ou égales à 1 dB, avec une réjection en dehors de la bande passante de l'ordre de -40 dB et une bande passante la plus étroite possible compte tenu de la limitation imposée par le logiciel utilisé (qui ne permet pas de simuler des filtres comprenant plus de 5 pôles). La structure de ce filtre est donnée sur la **figure I-06**, il est composé de 5 tronçons de lignes microrubans court-circuités avec le plan de masse à l'aide de via-hole. Les caractéristiques fréquentielles obtenues à l'aide du logiciel MDS sont présentées sur les **figures I-07**. La largeur minimale de la bande passante obtenue est de 250 MHz à -3 dB, avec un taux de réjection maximal de -30 dB et des pertes d'insertion de 0,6 dB dans la bande passante. Les caractéristiques de ce filtre mesurées après sa réalisation sont données sur la **figure I-08**. Les pertes d'insertion dans la bande passante sont de l'ordre de 1,5 dB. L'écart

a)



b)

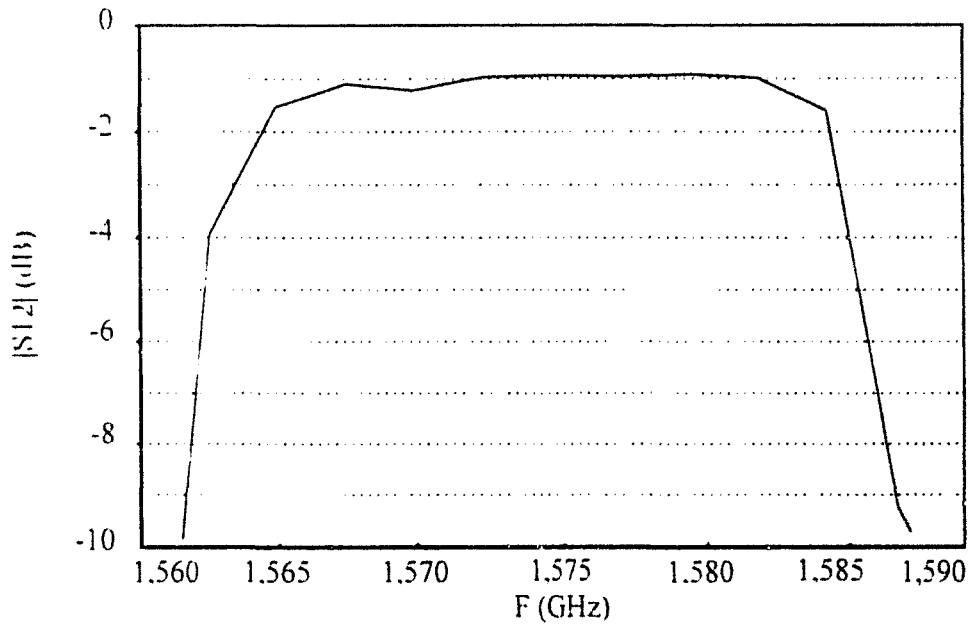


Figure I-09 : Evolution fréquentielle du coefficient de transmission du filtre à cavité comportant huit pôles :

a) sur une plage de 700 MHz autour de 1.575 GHz.

b) sur une plage de 30 MHz autour de 1.575 GHz.

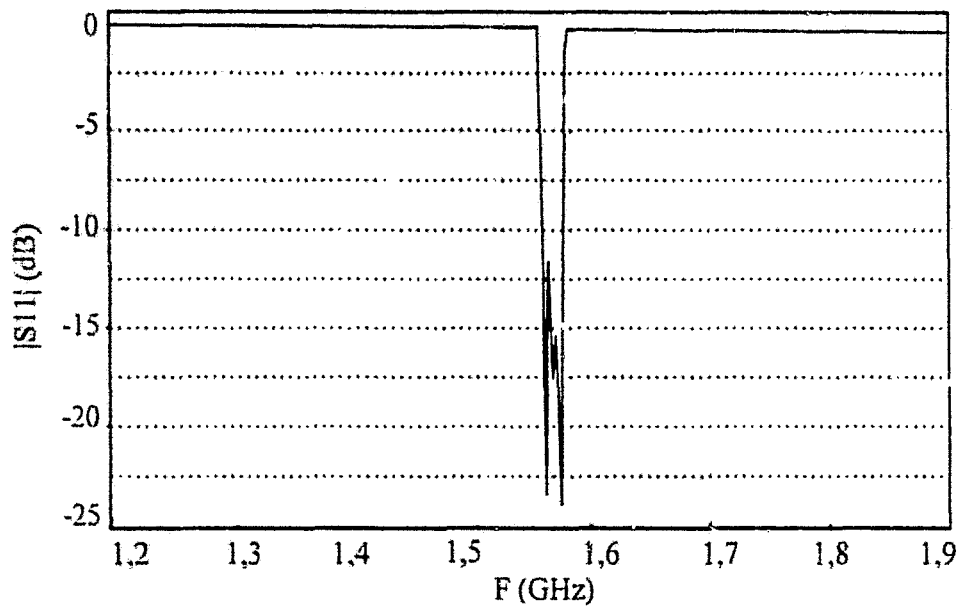


Figure I-10 : Evolution fréquentielle du coefficient de réflexion à l'entrée du filtre à cavité comportant huit pôles

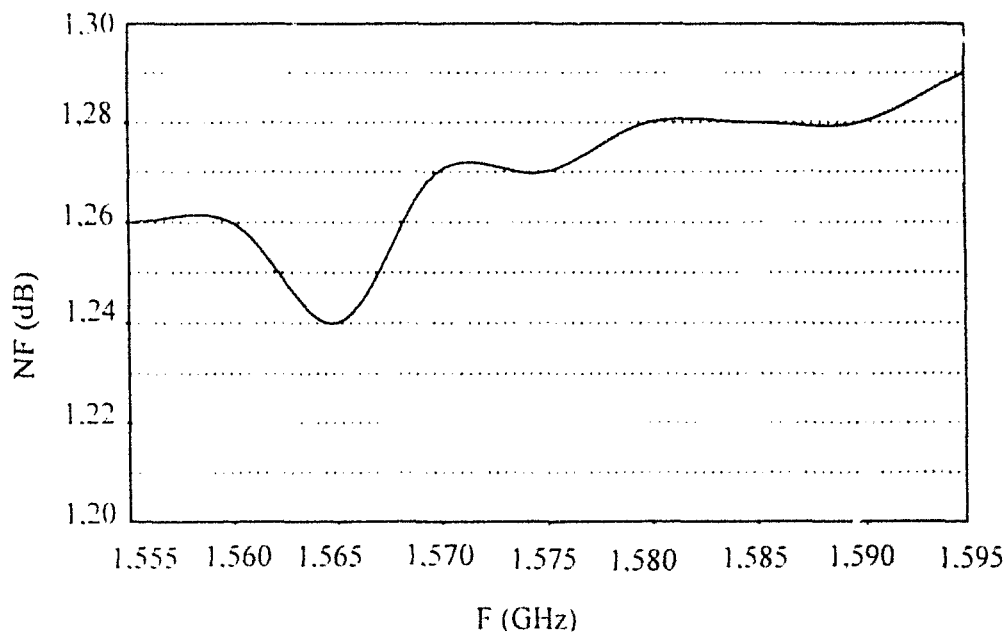


Figure I-11 : Evolution du facteur de bruit du premier amplificateur au voisinage de 1.575 GHz (sur une bande de fréquence égale à 20 MHz).

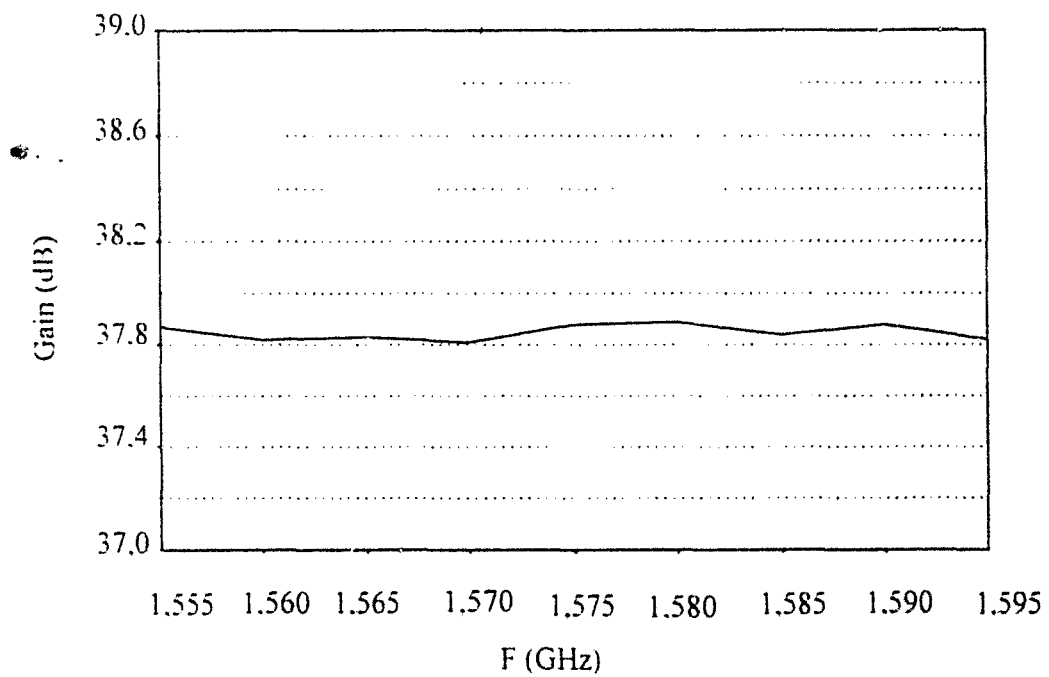


Figure I-12 : Evolution du gain du premier amplificateur au voisinage de 1.575 GHz (sur une bande de fréquence égale à 20 MHz)

observé provient des pertes propres du substrat sous estimées lors de la simulation ainsi que de l'insertion de deux fiches coaxiales. Le taux de réjection maximum est quant à lui de l'ordre de -20 dB. L'association de deux filtres interdigués a permis d'augmenter le taux de réjection jusqu'à -50 dB, ce qui reste toutefois insuffisant. De plus, cette association entraîne une augmentation trop importante des pertes d'insertion (de l'ordre de 3 dB). Ceci nous a conduit au choix d'un tout autre type de filtre.

Afin d'obtenir un taux de réjection beaucoup plus important (un niveau de l'ordre de -80 dB est nécessaire pour s'affranchir de tout parasite électromagnétique présent hors de la bande passante), de faibles pertes dans la bande et une bande passante de quelques dizaines de mégahertz, un filtre à cavité mécanique dont le couplage est réglé par vis d'accord nous a semblé plus adéquat. Cependant le prix et l'encombrement sont largement supérieurs à celui d'un filtre interdigué (près d'une dizaine de milliers de francs contre quelques dizaines de francs et un encombrement de 20 cm contre 6 cm). Notre choix s'est fixé sur un filtre à cavité présentant huit pôles, dont les caractéristiques sont présentées **figures I-09 et I-10**. Les pertes d'insertion sont égales à 1 dB à la fréquence de 1,575 GHz, le niveau de réjection maximum est de l'ordre de -80 dB et la largeur de la bande passante centrée à 1,575 GHz correspond à 20 MHz à -3 dB et 25 MHz à -10 dB. Les performances de ce filtre conviennent donc parfaitement aux exigences du cahier des charges.

L'élément essentiel fixant le niveau des fluctuations de la mesure radiométrique est le premier amplificateur. Son facteur de bruit conditionne le niveau de bruit de l'ensemble de la chaîne d'amplification. Le choix d'un tel élément repose sur un compromis entre son prix de revient et ses performances. Dans la bande passante du radiomètre, le facteur de bruit moyen de l'amplificateur faible bruit choisi est de 1,27 dB alors que son gain moyen dans la bande est de 37,8 dB (**figures I-11 et I-12**). Afin de disposer d'un niveau de puissance suffisant à l'entrée du détecteur, deux autres amplificateurs sont disposés en cascade à la suite du premier. Les performances de ces amplificateurs, en terme de facteur de bruit, ne nécessitent pas d'être aussi élevées que celles de l'amplificateur de tête (gain total de 72 dB pour un facteur de bruit de 2.5 dB).

Les températures de référence (T_{r1} et T_{r2}) sont obtenues à partir d'un amplificateur faible bruit dont l'entrée et la sortie correspondent, respectivement, aux références froide et chaude. Suivant les conditions dans lesquelles seront effectuées les mesures radiométriques, il est nécessaire de définir une plage de températures pour laquelle les fluctuations de la mesure seront minimales. Cette plage de températures est définie par les valeurs des températures de

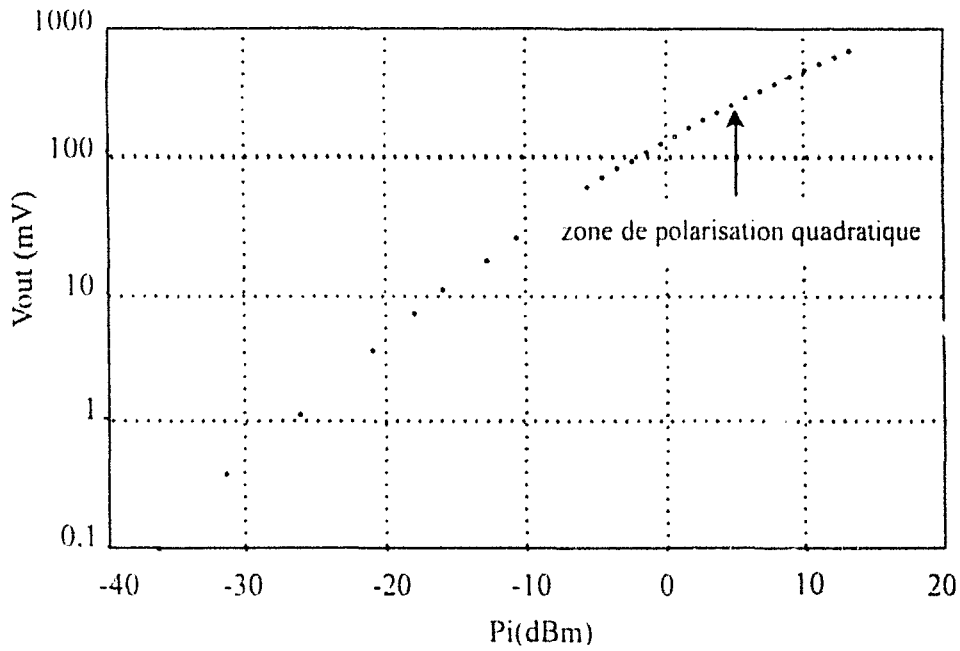


Figure I-13 : Réponse du détecteur quadratique à un signal hyperfréquence de 1.575 GHz en fonction du niveau de puissance injecté à l'entrée.

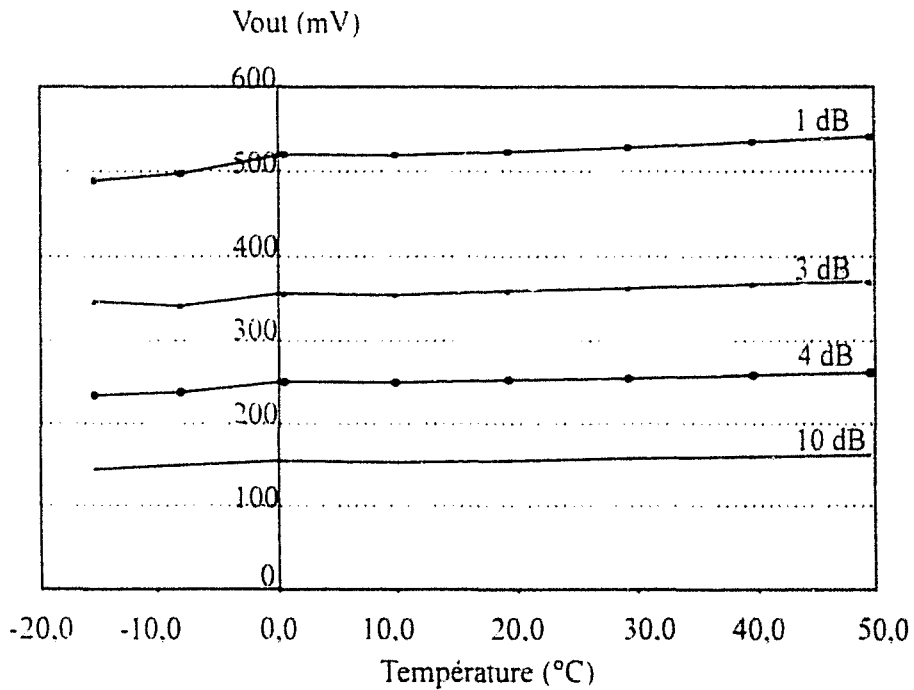


Figure I-14 : Tension obtenue en sortie du détecteur, pour différentes valeurs de l'atténuateur, après amplification du bruit thermique émis par une charge adaptée thermostatée (entre -15°C et 50°C)

référence équivalentes (T_{r1e} et T_{r2e}). Un amplificateur de 14 dB de gain avec un facteur de bruit de 1,1 dB permet d'obtenir des températures de référence équivalentes voisines de -20°C et $+80^{\circ}\text{C}$ à l'entrée et à la sortie, lorsque celles-ci sont munies respectivement d'atténuateurs 4 et 10 dB.

En fin de chaîne, une diode de détection fonctionnant en régime quadratique permet de convertir la puissance de bruit thermique, qui a été suffisamment amplifiée, en une tension continue. Le niveau d'amplification de la chaîne hyperfréquence doit donc être fixé afin que, quelle que soit la phase du cycle de mesures, la puissance recueillie en sortie se situe toujours dans la zone quadratique. La réponse de la diode de détection est donnée sur la **figure I-13**. La zone de polarisation choisie pour détecter le signal radiométrique est comprise entre 0 et 10 dBm. Le gain de la chaîne d'amplification a donc été choisi en conséquence. Compte tenu de l'ordre de grandeur des températures que l'on désire mesurer (-100 à $+100^{\circ}\text{C}$) et des indications du **tableau I-03** (pour 20 MHz de bande passante), nous observons que l'excursion maximale en puissance détectée est de 3 dBm ce qui est largement inférieur à l'étendue de la plage de polarisation précisée plus haut (10 dBm). La **figure I-14** indique le niveau de tension obtenue en sortie du détecteur, pour différentes valeurs d'atténuations, après amplification du bruit thermique issu d'une charge adaptée plongée dans un bain thermostaté. Nous observons qu'un atténuateur de 4 dB convient pour se polariser dans la zone quadratique du détecteur.

Après assemblage des divers éléments, nous avons testé l'ensemble de la chaîne hyperfréquence du dispositif radiométrique. La réponse fréquentielle est présentée **figure I-15** pour un signal d'entrée de -110 dBm. Nous retrouvons bien la caractéristique fréquentielle du filtre utilisé dans la chaîne avec une bande passante de l'ordre de 20 MHz et une fréquence centrale de 1,575 GHz. Les fluctuations observées dans la bande passante sont dues aux ondulations des amplificateurs. Cette dernière observation ne portera pas préjudice à la qualité du signal radiométrique puisque, pour un radiomètre à double référence de température, l'information obtenue est indépendante du gain.

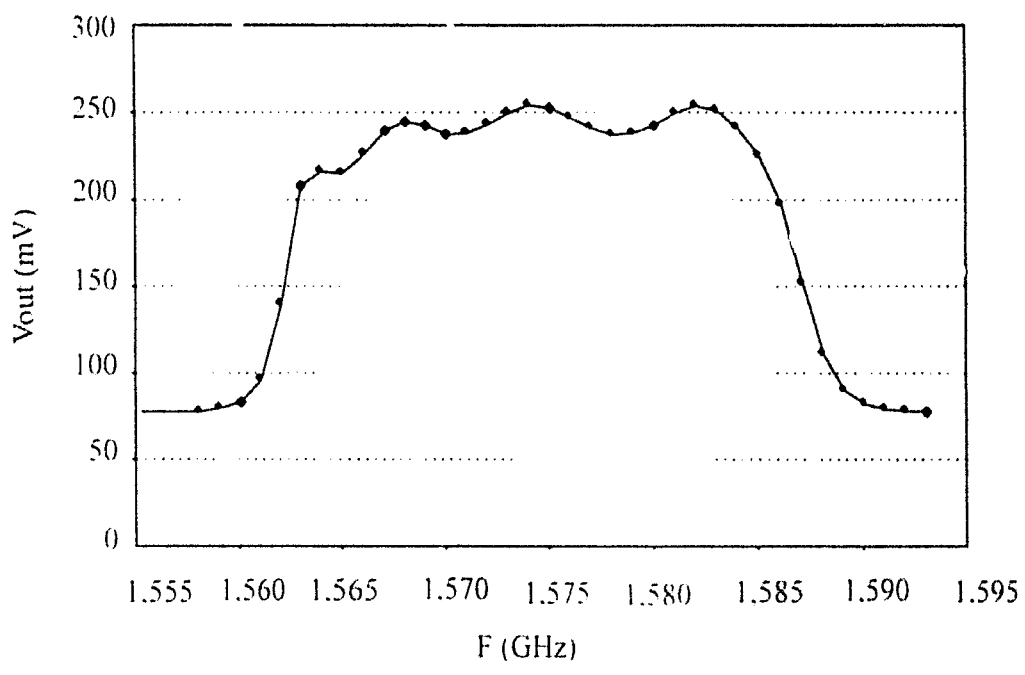


Figure I-15 : Evolution fréquentielle du signal en sortie de la chaîne radiométrique autour de 1.575 GHz pour un signal correspondant à -110 dBm.

IV - 2. Performances du dispositif radiométrique en thermométrie

Le radiomètre a ensuite été testé en thermométrie. Comme nous l'avons précisé précédemment, ces mesures ont été effectuées à l'aide d'une charge adaptée, qui remplace l'antenne-capteur, plongée dans un bain thermostaté.

IV - 2 - a. Mesure de la température de charges adaptées

La caractérisation du radiomètre a été effectuée avec différents filtres passe-bande afin d'étudier l'influence de la largeur de la bande passante sur les fluctuations du signal radiométrique. Trois filtres (vus au paragraphe précédent) ont été utilisés : deux filtres passe-bande à cavités de 20 et 40 MHz (possédant respectivement 8 et 4 pôles) et un filtre interdigité. Les fluctuations de la température radiométrique relevée en fonction de la température mesurée pour les différentes configurations sont présentées dans le **tableau I-04** (le temps d'intégration a été fixé à une seconde par phase).

T° radiométrique	-18 °C	-1,5 °C	+17,8 °C	+37,5 °C
Filtre interdigité Bande passante = 250 MHz Pertes d'insertion = 1,5 dB Tr1e = -38°C, Tr2e = 120°C	0,58°C	0,53°C	0,60°C	0,55°C
Filtre cavité Bande passante = 40 MHz Pertes d'insertion = 1,0 dB Tr1e = -21°C, Tr2e = 82°C	0,19°C	0,13°C	0,13°C	0,14°C
Filtre cavité Bande passante = 20 MHz Pertes d'insertion = 1,0 dB Tr1e = -20°C, Tr2e = 82°C	0,18°C	0,13°C	0,13°C	0,17°C

Tableau I-04 : Fluctuations de la température radiométrique (ΔT_{rad})
en fonction du filtre utilisé.

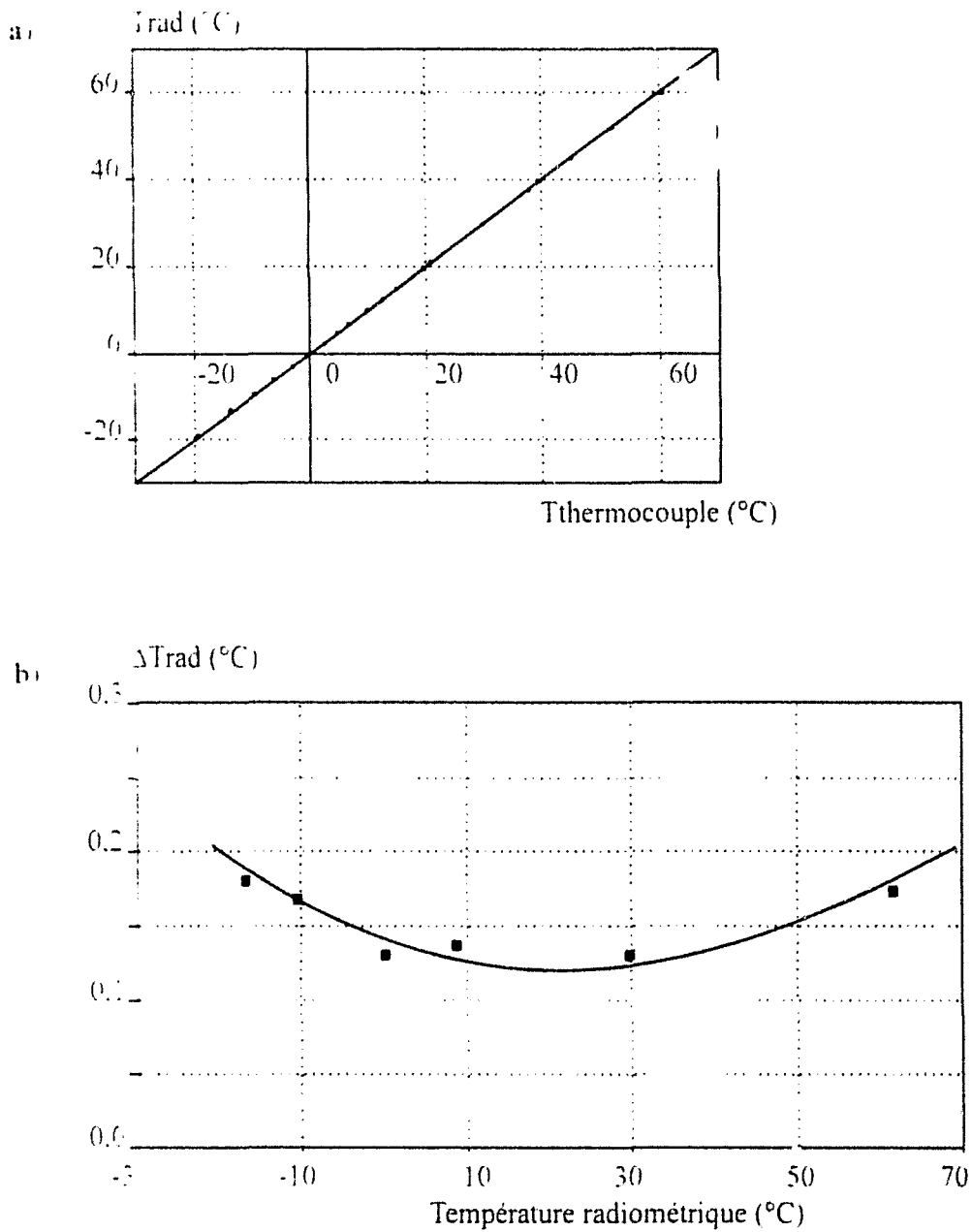


Figure I-16 : Performances du radiomètre à bande étroite

$\Delta f = 20$ MHz centrée sur 1.575 GHz. $T_{r1e} = -20^\circ\text{C}$ et $T_{r2e} = 82^\circ\text{C}$)

- a) Correspondance entre la température radiométrique mesurée et la température du bain thermostaté relevée avec un thermocouple
- b) Fluctuations de la température radiométrique en fonction de la valeur mesurée.

Pour des températures allant de -18°C à $37,5^{\circ}\text{C}$ et pour un filtre donné, les fluctuations observées sont du même ordre de grandeur. Lorsque l'on augmente la bande passante des filtres à cavités de 20 MHz à 40 MHz, les fluctuations sont de même amplitude. Ainsi un autre élément du dispositif fixe a priori l'amplitude des fluctuations. Avec le filtre interdité, bien que la bande passante soit plus importante, les fluctuations augmentent. Les pertes d'insertion jouent alors un rôle prépondérant (celles-ci sont dues en grande partie à des pertes de nature diélectrique qui vont également participer au signal détecté).

Nous avons donc choisi d'utiliser un filtre à cavités ayant une bande passante de 20 MHz.

Les figures I-16-a et b représentent la droite de vérification de la calibration ainsi que les fluctuations de la température radiométrique mesurée dans ce cas de figure. L'évolution de la température radiométrique de la charge en fonction de la température mesurée par thermocouple est linéaire avec une pente voisine de l'unité (coefficient directeur de 0,99 et une ordonnée à l'origine de $0,03^{\circ}\text{C}$). Les fluctuations minimales de la température radiométrique sont de l'ordre de $0,15^{\circ}\text{C}$ dans la plage de mesure (les températures de référence équivalentes étant égales à -20°C et $+82^{\circ}\text{C}$). Pour la suite nous avons gardé cette configuration de la chaîne radiométrique.

IV - 2 - b. *Adaptation pour installation sur site industriel*

IV - 2 - b - 1. Prise en compte d'un câble supplémentaire

En environnement médical, pour des raisons de confort et de bon agencement du matériel, le radiomètre doit être éloigné du patient. En effet, il ne faut gêner ni le patient ni le travail du personnel médical. Il est donc nécessaire d'ajouter une longueur de câble entre le capteur et le radiomètre, ce qui entraîne un déséquilibre du radiomètre (pertes d'insertions plus importantes sur la voie applicateur). Dans l'industrie il est souvent indispensable de disposer les radiomètres à plusieurs dizaines de mètres du capteur afin de le protéger des conditions extrêmes qui règnent dans l'environnement de mesure (températures largement inférieures au zéro degré Celsius, taux d'humidité extrêmement importants, vibrations, ...). Dans cette optique, a été développée et validée une technique permettant la prise en compte des caractéristiques du câble reliant le capteur au radiomètre (compensation des pertes d'insertion et du gradient de température existant sur toute sa longueur) [16]. La figure I-17 présente un résumé de la procédure de prise en compte d'une longueur de câble supplémentaire, de perte a

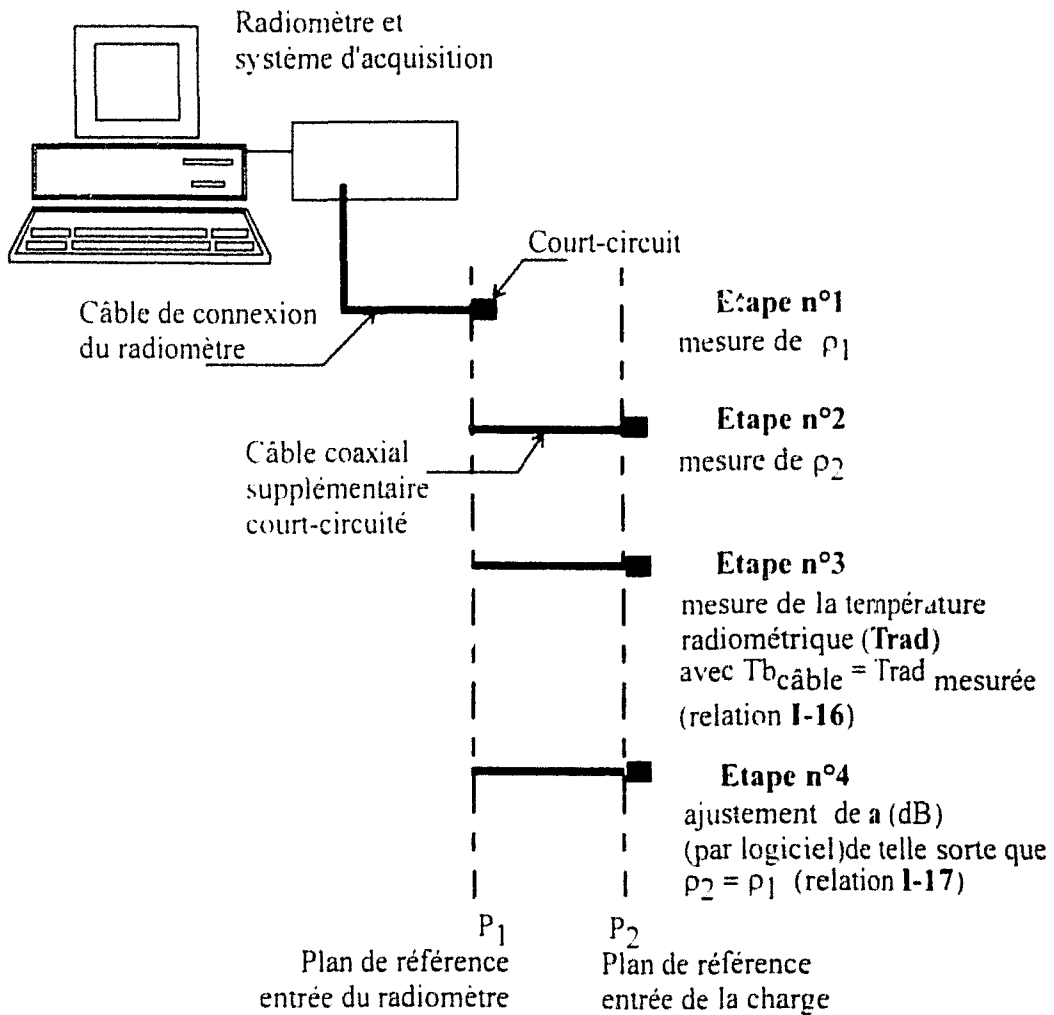


Schéma équivalent

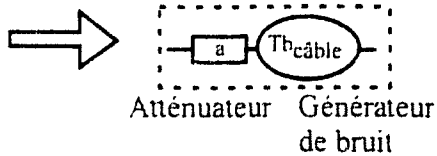


Figure I-17 : Procédure de détermination des pertes et de la température équivalente d'un câble supplémentaire

et de température de bruit $T_{bc\grave{a}ble}$. Ce câble est équivalent, en première approximation, à un atténuateur en série avec un générateur de bruit. Les relations I-12 et I-13 devant donc être corrigées, nous obtenons les expressions suivantes pour la température radiométrique et le coefficient de réflexion (en tenant compte de ce câble supplémentaire ainsi que des températures de référence équivalentes) :

$$T_{rad} = \frac{a[(V_{a1} - V_{a2})T_{r2e} - (V_{b1} - V_{b2})T_{r1e} + T_{bc\grave{a}ble}V_{b1} - V_{a1} + V_{a2} - V_{b2}]}{a^2[(V_{a1} - V_{a2}) - (V_{b1} - V_{b2})]} + T_{bc\grave{a}ble} \quad \text{I-16}$$

$$\rho = \left[\frac{V_{a2} - V_{b2}}{V_{a1} - V_{b1}} \right] \frac{1}{a^2} \quad \text{I-17}$$

Le **tableau I-05** présente les résultats de validation obtenus en laboratoire pour deux types de câbles de longueur différente connectés au radiomètre 1,575 GHz avec 20 MHz de bande passante (avec un temps d'intégration de une seconde par phase). Les premières mesures sont effectuées au moyen d'un câble de 30 cm. La deuxième série est obtenue en intercalant un câble de 10 m entre le radiomètre et le câble de 30 cm. De cette manière, nous maintenons le même gradient thermique au niveau du câble de 30 cm relié à la charge, et nous mettons uniquement en valeur la perturbation engendrée par la longueur supplémentaire de 10 m.

Température du bain (°C)	Trad (°C) avec câble de 0,3 m (compensé)		Trad (°C) avec câble de 10 m (non compensé)		Trad (°C) avec câble de 10 m (compensé)	
	Trad (°C)	Δ Trad (°C)	Trad (°C)	Δ Trad (°C)	Trad (°C)	Δ Trad (°C)
-17,0	-15,6	0,18	-0,4	0,14	-15,0	0,29
-10,5	-10,9	0,17	2,7	0,15	-10,3	0,28
-0,2	-0,4	0,13	8,5	0,14	-1,1	0,29
9,2	8,8	0,14	14,0	0,18	8,4	0,21
29,7	29,4	0,13	25,3	0,12	28,9	0,20
59,5	58,9	0,17	43,3	0,08	58,5	0,13

Tableau I-05 : Compensation de différentes longueurs de câbles.

L'écart observé entre les températures du bain et celles de la charge (connectée au premier câble) s'explique par l'apparition d'un gradient thermique le long du câble de 30 cm,

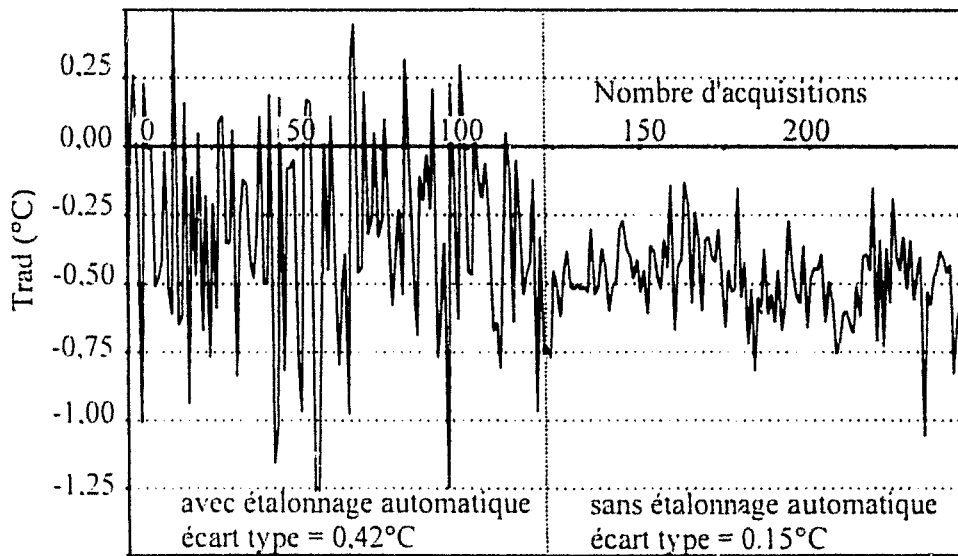


Figure I-18 : Influence de l'étalonnage automatique sur les fluctuations de la température radiométrique mesurée (temps d'intégration $\tau = 0.5$ seconde par phase).

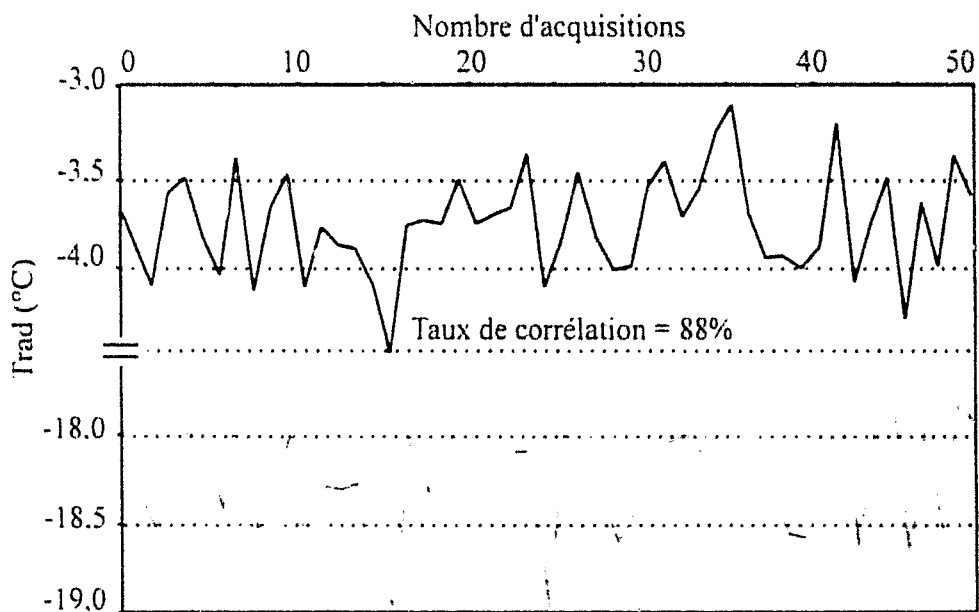


Figure I-19 : Corrélation entre les températures radiométriques de deux charges 50 Ohms connectées chacune à une voie du radiomètre et plongées dans deux bains thermostatés de températures différentes.
(Étalonnage automatique et temps d'intégration $\tau = 0,5$ seconde par phase)

provoquant un léger déséquilibre du radiomètre. Pour un câble supplémentaire de 10 mètres, et en l'absence de correction, la température radiométrique de la charge est d'autant plus erronée que l'on s'éloigne de la température ambiante (bruit thermique du câble). Lorsque la température mesurée est située entre $Tr1e$ et $Tr2e$ (respectivement égales à -20°C et 82°C), la méthode de compensation utilisée permet d'obtenir un écart maximum entre les températures des deux charges (connectées à deux longueurs de câbles différentes compensées) de $0,6^{\circ}\text{C}$ avec des fluctuations comprises entre $0,2$ et $0,3^{\circ}\text{C}$.

IV - 2 - b - 2. Etalonnage automatique

Les conditions auxquelles les systèmes radiométriques sont parfois soumis sur site industriel (fortes variations de la température de l'environnement, humidité importante, ...) peuvent entraîner des fluctuations importantes des pertes internes du radiomètre au cours du temps, d'autant plus que nous pouvons être amenés à effectuer des mesures en ligne sur plusieurs jours sans qu'un opérateur ne vienne étalonner régulièrement l'appareil. Afin de pallier les conséquences d'une dérive en température de l'ensemble de la chaîne et principalement de l'amplificateur faible bruit utilisé pour obtenir les références $Tr1$ et $Tr2$, nous avons modifié le logiciel de pilotage afin de réaliser régulièrement (entre une, 4 ou 8 mesures) un étalonnage automatique.

Le fait d'introduire un étalonnage automatique (et en fonction des paramètres choisis) influence les fluctuations de la mesure. L'amplitude de ces fluctuations de la mesure radiométrique (avec ou sans étalonnage automatique) peut être multipliée par un facteur trois dans certaines conditions (**figure I-18**). Compte tenu de la présence de deux voies de mesure sur les radiomètres 1,575 GHz (commutateur cinq voies contre quatre sur les précédents prototypes), nous avons connecté deux charges adaptées plongées dans des bains portés à des températures différentes. Nous observons une corrélation importante entre ces deux mesures radiométriques lorsque l'on effectue un étalonnage automatique (**figure I-19**).

Ce phénomène s'explique en grande partie par les fluctuations des températures de référence équivalentes $Tr1e$ et $Tr2e$ (fluctuations du bruit des amplificateurs utilisés comme référence de température), mais aussi par celles du bruit global de la chaîne d'amplification. Afin de minimiser les conséquences de cet effet sur la mesure radiométrique, il s'est avéré nécessaire de modifier le logiciel de pilotage du radiomètre en introduisant un calcul de moyenne

glissante sur la détermination des températures de référence équivalentes. Nous présentons les résultats obtenus (**tableau I-06**) lorsque deux charges adaptées sont plongées dans un même bain thermostaté pour différentes configurations de l'étalonnage. Afin de maximiser les taux de corrélation, nous avons disposé dans le même bain les deux charges adaptées. Cette configuration est la plus défavorable puisque les fluctuations du bain et celles dues au système s'additionnent. Le mode opératoire est le suivant : tout d'abord un étalonnage automatique a été effectué pour chaque mesure et sans moyennage sur la détermination des $Tr1e$ et $Tr2e$. Puis la procédure d'étalonnage automatique a été maintenue en introduisant un calcul de moyenne glissante sur l'estimation des températures de référence équivalentes (déterminées à partir de quatre puis huit valeurs). Enfin la dernière étape a consisté à désactiver la procédure d'étalonnage automatique. Un temps d'intégration de 0,5 seconde par phase a été choisi dans la perspective de campagnes de mesures sur site industriel où la fréquence d'acquisition des températures devait être suffisamment importante (chapitre III paragraphe II-1).

Trad (°C) mesurée	Etalonnage automatique sans moyennage		Etalonnage automatique sur 4 mesures		Etalonnage automatique sur 8 mesures		Sans étalonnage automatique	
	Δ Trad (°C)	Taux corr.	Δ Trad (°C)	Taux corr.	Δ Trad (°C)	Taux corr.	Δ Trad (°C)	Taux corr.
39	0,24	70 %	0,20	60 %	0,17	50 %	0,15	40 %
17	0,22	70 %	0,19	60 %	0,15	50 %	0,13	40 %
0	0,42	92 %	0,23	73 %	0,19	60 %	0,15	50 %
-18	0,51	92 %	0,29	73 %	0,18	60 %	0,15	50 %

Tableau I-06 : Influence de l'étalonnage automatique sur la mesure radiométrique.

Lors de l'étalonnage, lorsque l'on utilise la moyenne glissante des températures de référence sur huit mesures, nous retrouvons des résultats très proches de ceux obtenus sans étalonnage automatique. L'effet des fluctuations de bruit des amplificateurs de référence est donc suffisamment atténué.

La corrélation des fluctuations de la température radiométrique entre deux mesurandes indépendantes provient du bruit propre des références de température ainsi que de celui de la

chaîne d'amplification. Le calcul du taux de corrélation entre deux valeurs radiométriques indépendantes est donc le reflet du bruit additionnel issu du dispositif. Nous pouvons ainsi établir, comme critère de validité de la mesure radiométrique, la décorrélation des mesures radiométriques.

Ces observations et procédures ont été mises en œuvre lors des campagnes de mesures sur sites industriels notamment pour le contrôle de température en agroalimentaire (c'est-à-dire III paragraphe II-1).

V. Première étape vers un prototype radiométrique industriel

Afin de se placer dans l'optique d'une production industrielle, nous avons réalisé un nouveau radiomètre prototype avec pour but principal la recherche d'une réduction des coûts de fabrication et une diminution de son encombrement. Ce prototype est le premier d'une série de radiomètres industriels qui répondront à un cahier des charges spécifique (lié au type d'application potentielle). Jusqu'à présent les applications envisagées s'étendent du domaine biomédical (contrôle de température lors du traitement du ronflement par thérapie microonde [20] ou lors de séances de thermoplastie microonde [21]) jusqu'au monde de l'agroalimentaire (contrôle en ligne ou par échantillonnage de la température d'un produit). Les gammes de températures associées à chacune de ces applications étant très différentes, les radiomètres réalisés seront donc réglés pour une application bien spécifiée.

Un premier prototype réalisé au laboratoire a essentiellement servi à étudier l'impact du choix de nouveaux composants dans la chaîne d'amplification, notamment l'utilisation d'un nouveau type de commutateur d'entrée ainsi que d'un détecteur logarithmique destiné à remplacer le détecteur quadratique habituel. Dans un premier temps, les températures de référence TR1e et TR2e, obtenues à l'aide de charges adaptées thermostatées, ont été portées respectivement à 35°C et 58 °C. Par la suite, elles seront remplacées par un amplificateur faible bruit.

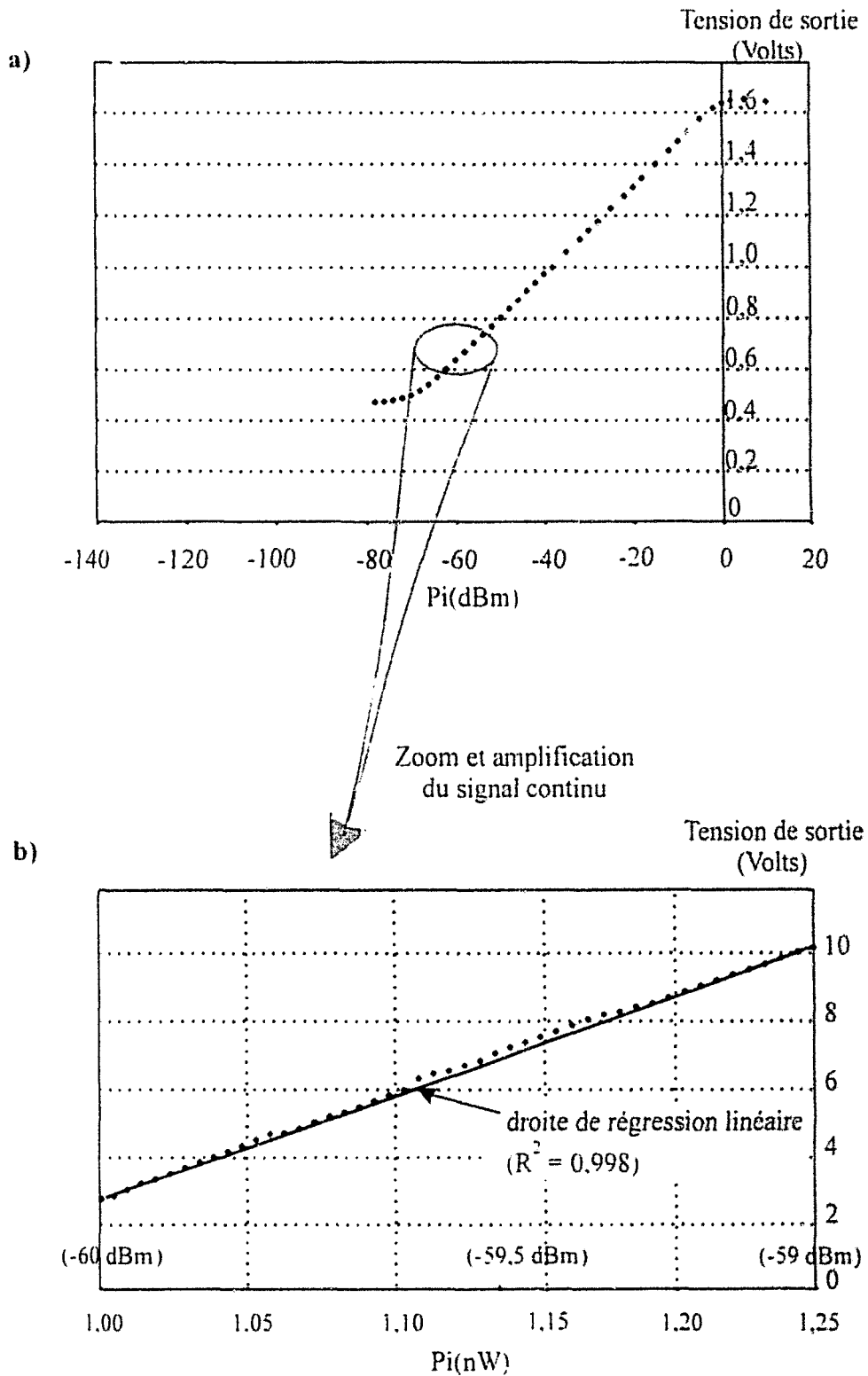


Figure I-20 : Réponse du détecteur logarithmique à un signal hyperfréquence de 1.575 GHz :

a) entre -70 dBm et 0 dBm

b) sur la plage de polarisation du signal radiométrique (après amplification continue)

V - 1. Choix des composants

Profitant de l'explosion du marché des communications et par la même de la demande et de l'offre en composants de commutation, les relais mécaniques habituellement utilisés en tête de la chaîne hyperfréquence ont été remplacés par des multiplexeurs (GaAs MMIC SP4T). Outre la diminution de l'encombrement et des prix (passant de quelques milliers à quelques centaines de francs), deux avantages notables découlent de cette évolution. Tout d'abord, une amélioration de la fiabilité (les multiplexeurs ont une durée de vie bien supérieure aux relais mécaniques qui n'assurent qu'un million de commutations) est nécessaire lorsque l'appareil, en milieu médical ou industriel, doit fonctionner en continu. De plus cette évolution permet de diminuer le temps de commutation, qui passe de 20 ms à quelques picosecondes, ce qui permettra d'envisager une augmentation de la cadence des mesures radiométriques (temps d'intégration compris entre 0,1 et 0,2 seconde). Contrairement aux relais mécaniques, pour lesquels les pertes d'insertion sur chaque voie étaient identiques et de l'ordre de 0,4 dB, ce nouveau type de composant présente des pertes d'insertion plus importantes, de l'ordre de 0,8 dB avec un léger déséquilibre de quelques centièmes de dB entre les voies.

L'utilisation de détecteurs à diode GaAs ou Schottky nécessitait un niveau de puissance suffisant en sortie de la chaîne d'amplification, soit une puissance comprise entre 0 et 10 dBm. Le remplacement de ce type de détecteur par un détecteur logarithmique (AD 8313), nous permet de diminuer sensiblement le gain d'amplification, la plage de détection en puissance de ce composant se situant entre -65 et 0 dBm (**figure I-20-a**). Cette dernière courbe montre que la relation entre la puissance à l'entrée du détecteur et la tension de sortie n'est pas linéaire mais logarithmique. Les radiomètres prototypes réalisés au laboratoire ont une excursion en puissance maximum de 3 dBm à l'entrée du détecteur si l'on travaille sur une plage de températures variant de -100 à +100°C. Si nous réduisons la dynamique en température des radiomètres, pour les versions commerciales, à une centaine de degrés suivant la plage de températures spécifique à l'application, l'excursion en puissance se réduit à environ 1 dBm. En réalisant une amplification des variations du signal continu obtenu en sortie du détecteur (amplification des variations d'un facteur 500 autour de 0,6 volt), nous pouvons mesurer sa réponse pour des variations de puissance de quelques centièmes de dBm (**figure I-20-b**). Il est à noter qu'une amplification avec un facteur du même ordre de grandeur est nécessaire pour attaquer le convertisseur Analogique-Numérique. Grâce à ce

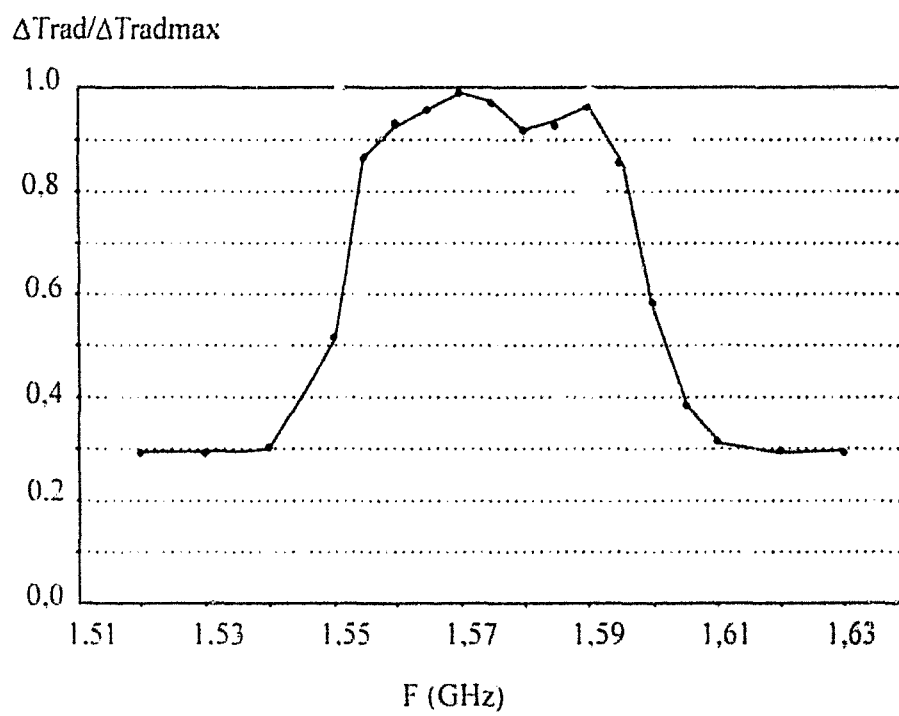


Figure I-21 : Relevé de la bande passante du radiomètre prototype industriel.

relevé, nous avons ainsi estimé l'erreur introduite localement lorsque l'on remplace une réponse linéaire par une réponse logarithmique, ceci pour une puissance comprise entre 1,0 et 1,25 nanowatts, soit entre -60 et -59 dBm. Le coefficient de régression linéaire (R^2) étant égal 0,998, la linéarité de la réponse du détecteur logarithmique est localement confirmée. Nous pouvons donc, dans la limite des conditions posées, remplacer le détecteur quadratique par ce détecteur logarithmique.

Dans ce cas, l'utilisation d'un seul amplificateur, de 40 dB de gain à 1,575 GHz, assure un niveau de puissance suffisant à l'entrée du détecteur.

Le filtre, qui définit la plage fréquentielle de fonctionnement du radiomètre, a été choisi en respectant un compromis entre plusieurs critères. La bande passante doit être suffisamment importante pour recevoir à l'entrée du détecteur un niveau de puissance suffisant, compte tenu du gain de l'unique amplificateur. Le taux de réjection en dehors de cette bande passante doit atteindre 80 dB et son encombrement ainsi que son coût doivent être minimum. Compte tenu de ces contraintes, nous nous sommes tournés vers un filtre mécanique du même type que celui utilisé précédemment sur le prototype de laboratoire, centré sur 1,575 GHz avec une bande étroite (paragraphe IV-1.). Mais cette fois, nous nous sommes limités à quatre cavités, diminuant par là même le prix de revient par trois. La **figure I-21** donne la réponse fréquentielle de la chaîne d'amplification pour un signal d'entrée égale à -105 dBm.

Les principales caractéristiques de la chaîne radiométrique réalisée sont données dans le **tableau I-07**.

Multiplexeur	Pertes d'insertion : 0,8 dB
Amplificateur	Facteur de bruit (constructeur) : 1.2 dB Gain mesuré : 40 dB entre 1,550 et 1,600 GHz
Filtre	Pertes d'insertion : 0,5 dB Bande passante à -3 dB : +/-25 MHz autour de 1,575 GHz Réjection maximum : -80 dB
Détecteur logarithmique	Sensibilité : 0,064 Volt / nanowatt

Tableau I-07 : Caractéristiques mesurées des principaux composants.

V - 2. Caractérisation en thermométrie

La détermination de la réponse en température de ce nouveau radiomètre a été effectuée de façon habituelle, à l'aide d'une charge 50 Ohms plongée dans un bain thermostaté. Le principal objectif était la validation de l'utilisation des nouveaux commutateurs et du détecteur logarithmique. Avec un temps d'intégration de 0,2 seconde par phase (soit une mesure radiométrique toutes les 0,8 seconde), nous obtenons des performances moindres en précision de mesure, avec un décalage à l'origine de la droite d'étalonnage correspondant à $-0,8^{\circ}\text{C}$ et une pente de coefficient directeur égale à 1,04. Les fluctuations de la température radiométrique, toujours estimées à partir d'un calcul d'écart type, sont de $0,2^{\circ}\text{C}$ pour des températures situées entre les températures de référence (35°C et 58°C). Elles atteignent $0,6^{\circ}\text{C}$ à $0,8^{\circ}\text{C}$ entre 20°C et 0°C . Avec une diminution du temps d'intégration, des fluctuations du même ordre de grandeur ont été observées lors d'études antérieures sur le même type de radiomètre [16].

V - 3. Comparaison des coûts de revient

A ce stade il est intéressant de noter la forte variation du coût de revient des dispositifs radiométriques réalisés ces dernières années. Nous ne ferons ici qu'un bilan des prix de revient des composants de la chaîne hyperfréquence de chaque radiomètre (comprenant : relais, circulateur, amplificateurs microondes, filtre et détecteur), en fonction de la période où ils ont été réalisés (tableau I-08).

Il est à noter que le prix indiqué pour le radiomètre bande large centré sur 1.575 GHz comprend l'étude spécifique et la réalisation faite par une entreprise extérieure. Nous constatons une nette chute du prix de revient dans la réalisation du prototype industriel due à des choix et des compromis judicieux dans la conception de la nouvelle chaîne radiométrique.

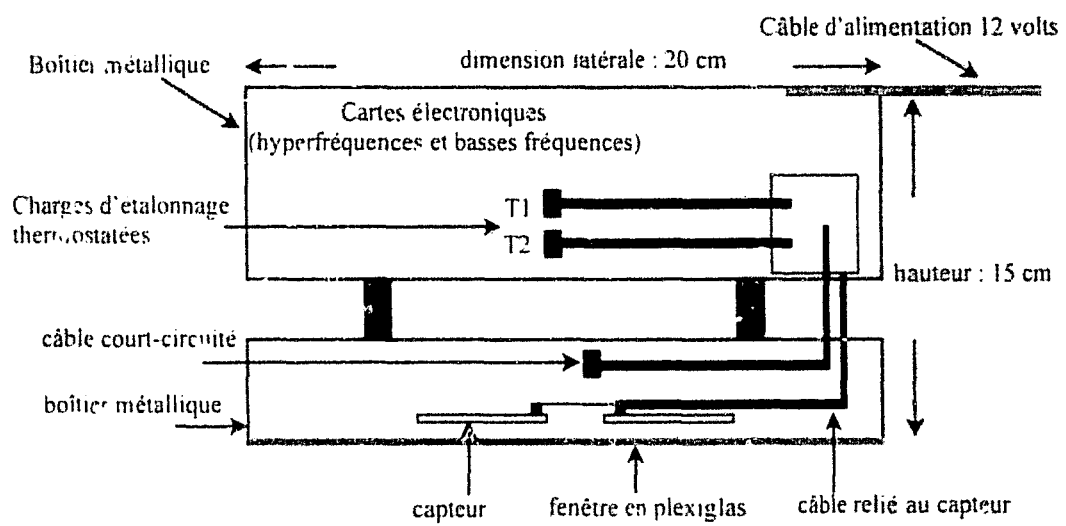


Figure I-22 : Schéma du radiomètre version commerciale.

Radiomètre	Année de réalisation	Prix de revient de la chaîne	
3.2 GHz bande large	1996	18 000 FF	2748 €
3.2 GHz bande étroite	1998	21 800 FF	3328 €
1.575 GHz bande large	1999	30 000 FF (étude spécifique)	4500 €
1.575 GHz bande étroite	2000	30 000 FF	4580 €
Prototype industriel	2001	< 3 000 FF	< 458 €

Tableau I-08 : Evolution des coûts de revient des composants constituant la chaîne hyperfréquence de différents radiomètres.

VI. Prototype d'une version commerciale

Afin de diminuer à nouveau les coûts de revient de la fabrication, le prototype de la version commerciale proposé par la société Axiom-Technologies diffère fortement des précédents. Réalisé en technologie mixte, à l'aide de composants C.M.S. et de composants classiques, son encombrement a été réduit au maximum. Ce nouveau prototype présente des dimensions qui ne dépassent pas 20 cm de côté pour une hauteur de 15 cm, capteur compris. L'idée est cette fois de placer la partie électronique sur la face arrière du boîtier contenant le capteur.

Les quatre câbles reliant les charges d'étalonnage portées respectivement aux températures T1 et T2, la voie applicateur et la voie court circuitée présentent des longueurs et des pertes identiques. Toutefois, les câbles reliés aux charges thermostatées aux températures T1 et T2 sont positionnés à l'intérieur du boîtier comprenant l'électronique du radiomètre, alors que les câbles connectés au capteur et au court-circuit sont disposés à l'intérieur du boîtier contenant le capteur (**figure I-22**). Dans certaines situations, notamment lors de l'installation du dispositif à l'intérieur d'un tunnel de surgélation, il peut apparaître un déséquilibre de ces voies dû aux différences de température des câbles (intérieur, extérieur).

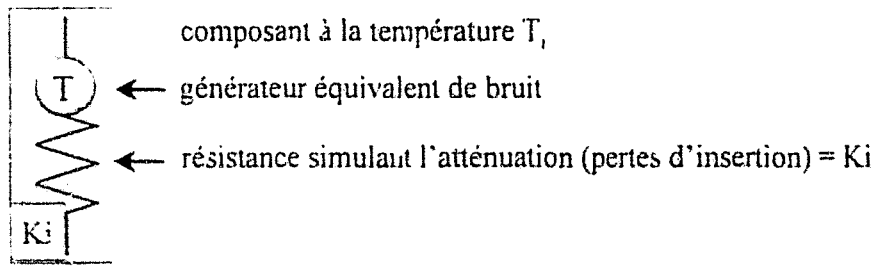


Figure I-23 : Schéma de bruit de type série représentatif d'un composant élémentaire.

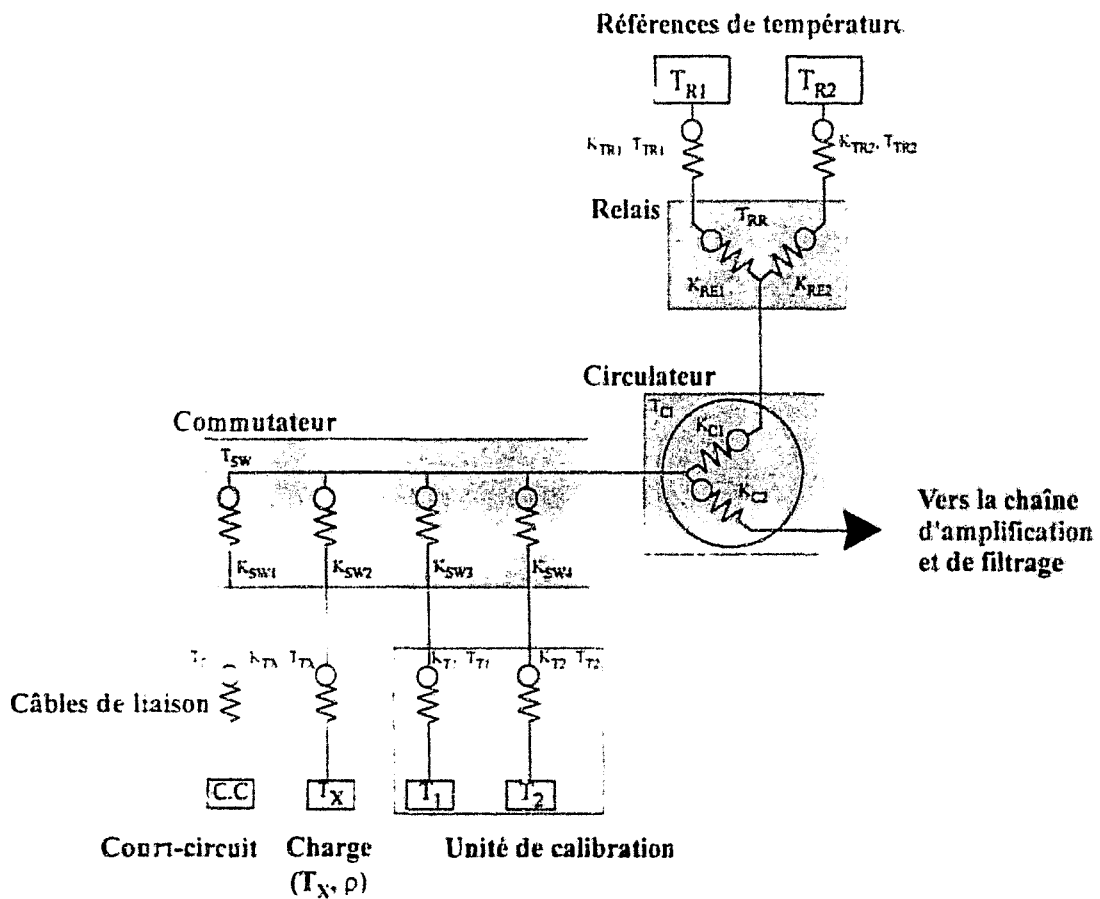


Figure I-24 : Schéma équivalent de bruit (simplifié) du radiomètre.

Afin de quantifier l'influence de la présence d'un gradient de température différent sur ces quatre câbles ainsi que celui d'un léger déséquilibre sur la voie applicateur (due à la présence du capteur), nous avons adopté un schéma équivalent de bruit simplifié du radiomètre à double référence de température [22,13].

VI - 1. Schéma équivalent du radiomètre

Les éléments essentiels constituant la chaîne radiométrique (câbles de liaison, circulateur, relais, commutateur) sont décomposés en éléments de base correspondant à un schéma équivalent de bruit de type série qui comporte un générateur équivalent (dont la puissance de bruit émise dépend de la température T_i) et une résistance K_i (qui représente les pertes d'insertion) (figure I-23).

En se limitant aux réflexions simples et avec l'hypothèse d'éléments parfaitement adaptés (charges de référence, relais, câbles, circulateur, commutateur), ce schéma équivalent permet d'établir les équations relatives aux différentes phases de calibration et de mesure (en fonction des diverses positions du relais et du commutateur) (figure I-24).

A titre d'exemple, la puissance recueillie à l'entrée de la chaîne d'amplification lorsque le relais est positionné sur la référence de température T_{R1} et le commutateur sur la voie 'capteur' (charge T_X , température à laquelle est portée réellement la charge et ρ , coefficient de réflexion de cette charge), correspond à la somme des puissances de bruit d'origine thermique émise par chacun des éléments du parcours :

- la puissance de bruit émise par la charge de référence T_{R1} est atténuée par les pertes d'insertion des câbles et des composants menant à la charge T_X , puis réfléchi par celle-ci (qui présente un coefficient de réflexion ρ) et enfin atténuée par les câbles et composants conduisant à l'entrée de la chaîne d'amplification :

$$k \cdot T_{R1} \cdot K_{TR1} \cdot K_{RE1} \cdot K_{C1} \cdot K_{SW2} \cdot K_{TX} \cdot \rho \cdot K_{TX} \cdot K_{SW2} \cdot K_{C2} \cdot \Delta f \quad \text{I-18}$$

- la puissance de bruit générée par le câble reliant la charge de référence T_{R1} au relais s'exprime de la même manière :

$$k \cdot (1 - K_{TR1}) \cdot T_{TR1} \cdot K_{RE1} \cdot K_{C1} \cdot K_{SW2} \cdot K_{TX} \cdot \rho \cdot K_{TX} \cdot K_{SW2} \cdot K_{C2} \cdot \Delta f \quad \text{I-19}$$

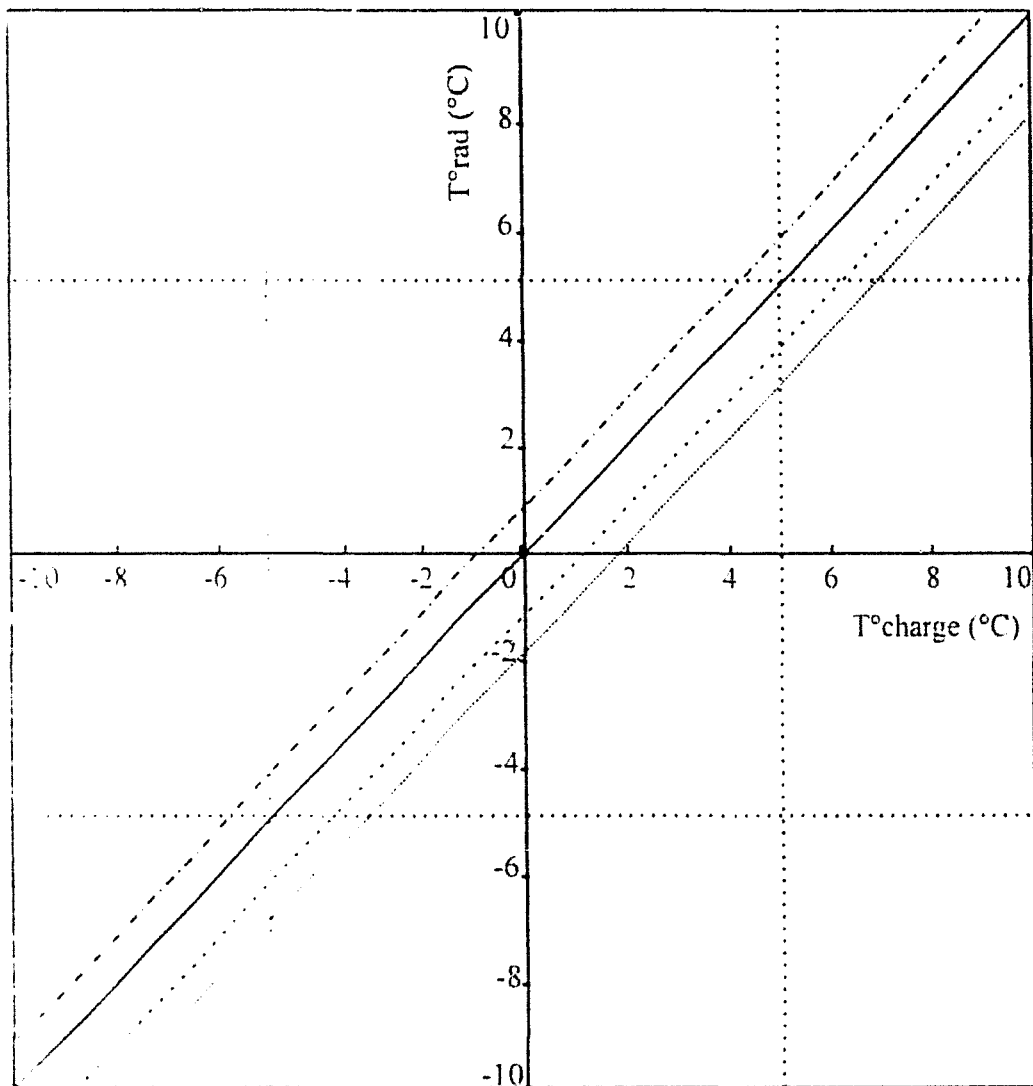
- de façon similaire, nous obtenons les puissances recueillies à l'entrée de la chaîne d'amplification, dues au circulateur, au commutateur, au câble reliant le commutateur à la charge et à la charge elle-même :

$$\begin{aligned} & k \cdot [(1 - K_{RE1}) \cdot T_{RE1} \cdot K_{C1} \cdot K_{SW2} \cdot K_{TX} \cdot \rho \cdot K_{TX} \cdot K_{SW2} \cdot K_{C2} \\ & + (1 - K_{C1}) \cdot T_{C1} \cdot K_{SW2} \cdot K_{TX} \cdot \rho \cdot K_{TX} \cdot K_{SW2} \cdot K_{C2} \\ & + (1 - K_{SW2}) \cdot T_{SW} \cdot K_{TX} \cdot \rho \cdot K_{TX} \cdot K_{SW2} \cdot K_{C2} \\ & + (1 - K_{TX}) \cdot T_{TX} \cdot \rho \cdot K_{TX} \cdot K_{SW2} \cdot K_{C2} \\ & + T_X \cdot (1 - \rho) \cdot K_{TX} \cdot K_{SW2} \cdot K_{C2} \\ & + (1 - K_{TX}) \cdot T_{TX} \cdot K_{SW2} \cdot K_{C2} \\ & + (1 - K_{SW2}) \cdot T_{SW} \cdot K_{C2} \\ & + (1 - K_{C2}) \cdot T_{C1}] \cdot \Delta f \end{aligned} \quad \text{I-21}$$

Les équations correspondant aux autres positions du relais et du commutateur sont obtenues de la même façon. Le logiciel développé à partir de ce schéma équivalent comprend :

- une phase d'étalonnage du dispositif permettant de déterminer les températures équivalentes TR1e et TR2e des charges de référence liées aux pertes de la chaîne radiométrique (comme nous l'avons vu au paragraphe II-3 de ce même chapitre)
- les différentes phases de mesures à partir desquelles nous déduisons la température radiométrique de la charge (simulant le capteur) (relation I-12).

Nous avons déterminé la correspondance entre la température radiométrique de la charge et sa température vraie, dans différentes configurations. Afin d'estimer ses performances dans les cas les plus défavorables, nous nous sommes approchés des conditions de température ayant été observées lors des campagnes de mesures en tunnel de surgélation (chapitre III paragraphe II-1.). Nous avons fixé la température à l'intérieur du radiomètre à 30°C. Les références de température chaude et froide ont été respectivement fixées à 80°C et -20°C alors que les températures de l'unité de calibration (T_1 et T_2) sont fixées à 15°C et 50°C.



- Radiometre équilibré
- - - Pertes sur la voie capteur : 0.17 dB
Température du câble relié au capteur : 30°C
- Pertes sur les voies capteur et court circuit : 0.17 dB
Température des câbles reliés au capteur et au court circuit : -20°C
- Pertes sur les voies capteur et court circuit : 0.45 dB
Température des câbles reliés au capteur et au court circuit : -20°C

Figure I-25 : Correspondance entre la température radiométrique et la température réelle de la charge.

Dans le cas d'un radiomètre parfaitement équilibré, la réponse en température est parfaitement linéaire et passe par l'origine, avec un coefficient directeur égal à l'unité (courbe n°1 sur la figure I-25). Les différents cas étudiés sont les suivants :

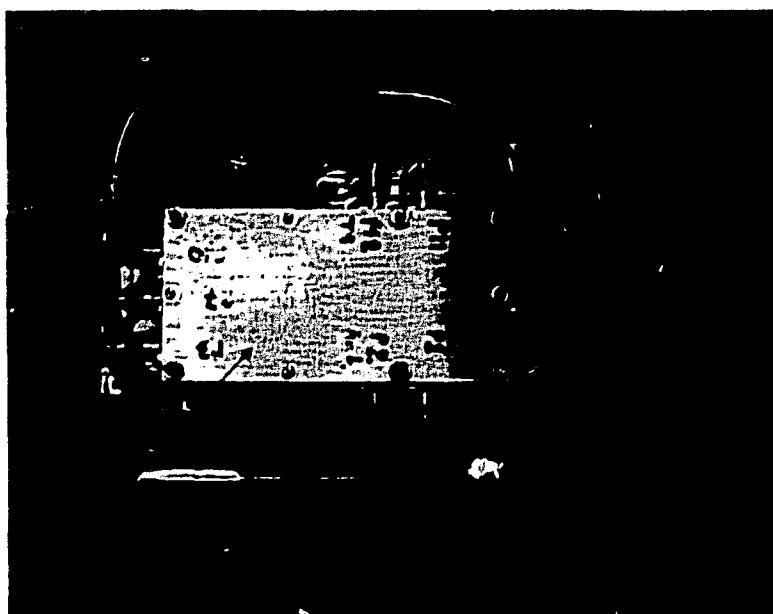
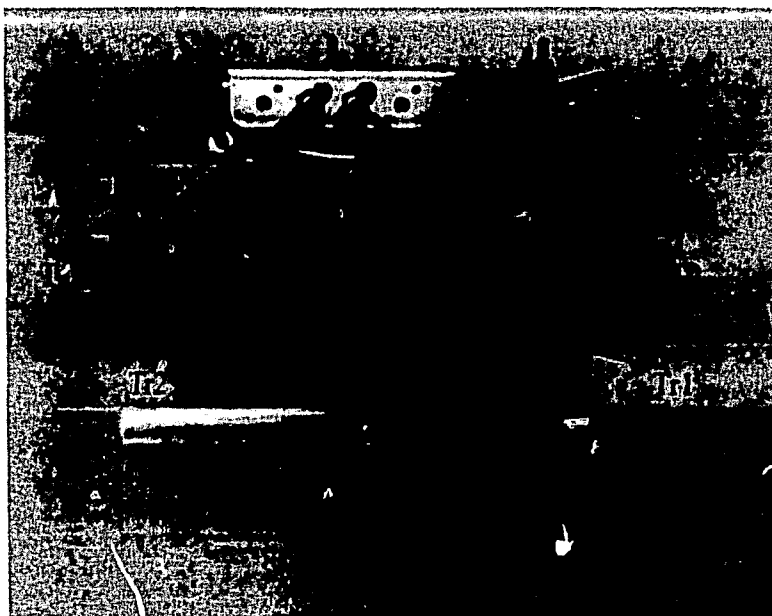
- dans le premier cas, un déséquilibre au niveau de la voie capteur est corrigé en insérant des pertes de 0,17 dB, la température du câble étant égale à celle du radiomètre
- pour le second cas, les mêmes pertes sont insérées au niveau des voies applicateur et court circuit, la température des câbles de ces deux voies étant de -20°C (température typique régnant dans un tunnel de surgélation de produits agroalimentaires)
- la dernière configuration correspond, pour une même température, à des pertes de 0,45 dB pour ces deux mêmes voies.

Le tableau I-09 regroupe les caractéristiques observées pour ces différents cas de figure. Il indique le coefficient directeur de la droite d'étalonnage ainsi que le décalage à l'origine (0°C) entre la température radiométrique et la température réelle de la charge.

	Coefficient directeur	Décalage à l'origine
Radiomètre équilibré	1,00	0,00 °C
Pertes sur la voie du capteur : 0,17 dB Température du câble relié au capteur : 30 °C	0,98	1,18 °C
Pertes sur les voies reliées au capteur et au court circuit : 0,17 dB Température des câbles reliés au capteur et au court circuit : -20°C	0,98	-0,79 °C
Pertes sur les voies capteur et court circuit : 0,45 dB Température des câbles reliés au capteur et au court circuit : -20°C	0,95	-1,95 °C

Tableau I-09 : Influence des pertes d'insertion et de la température sur l'étalonnage.

Les décalages observés affectent principalement les températures à l'origine qui, selon les cas, varient de -0,7°C à près de 2,0°C. Les coefficients directeurs, quant à eux, ne varient que de 5% dans la pire des configurations. Toutefois, en disposant de thermocouples à l'intérieur du dispositif radiométrique, afin de mesurer la température des différents éléments clés, il est



Photographie I-01 : Photographie de la première version commerciale du radiomètre destiné au contrôle de température en tunnel de surgélation.

envisageable de corriger par logiciel la température radiométrique mesurée afin de pallier le léger déséquilibre des différentes voies du système.

VI - 2. Caractérisation du prototype de la version commerciale

La technologie employée ne nous a pas permis de caractériser chacun des éléments constituant la chaîne radiométrique. Nous reportons dans le tableau I-10 les données constructeurs des principaux constituants.

Multiplexeur	Pertes d'insertion = 0,8 dB
Amplificateur	Gain = 40 dB Facteur de bruit < 1.1 dB
Filtre à résonateurs diélectriques	Fréquence centrale = 1,575 GHz Bande Passante = 40 MHz Pertes d'insertion = 3 dB
Détecteur logarithmique	Sensibilité : 0,064 Volt / nanowatt

Tableau I-10 : Caractéristiques des principaux éléments du prototype commercial.

Une série d'essais sur site a été menée à l'aide de cette version commerciale à l'intérieur d'un tunnel de surgélation (**photographie I-01**). La bonne tenue du système électronique a été démontrée dans un environnement contraignant où la température ambiante est voisine de -20°C. Les fluctuations de la température radiométrique mesurée dans ces conditions étaient de l'ordre de 0,6°C (chapitre III paragraphe II-1-d.).

Conclusion

Depuis la mise au point du radiomètre à double référence interne de température, de nombreux travaux de caractérisation et d'optimisation ont abouti à un transfert de technologie vers la Société Axiom Technologies qui a acquis une cession de licence d'exploitation concernant la fabrication de tels dispositifs pour applications industrielles.

Nous nous sommes orientés progressivement vers la réalisation de radiomètres ayant une faible bande passante (de 20 MHz à 50 MHz) centrée sur la fréquence de 1,575 GHz. C'est sur cet aspect que porte essentiellement le chapitre I de ce mémoire. La bande passante retenue correspond à celle des systèmes G.P.S.. Conjointement à ce choix, l'utilisation de filtres présentant un taux de réjection important permet de s'affranchir des perturbations engendrées par le rayonnement des téléphones portables et des nombreux dispositifs fonctionnant autour de 2,45 GHz. Un important travail de caractérisation a été entrepris afin de déterminer l'influence de différents types de filtres et de détecteurs sur les performances du dispositif.

Nous avons également adapté le dispositif en vue de son installation sur site industriel. L'éloignement parfois nécessaire entre le capteur et le radiomètre nous a amené à valider en laboratoire, puis sur site, une méthode permettant de prendre en compte l'influence d'une longueur de câble importante (10 m) sur la mesure radiométrique afin de la corriger. La présence d'un environnement extrême en température et en humidité nous a amené à modifier la procédure d'étalonnage, dans le but de s'affranchir des fluctuations des pertes internes du radiomètre liées aux variations de température ambiante.

Enfin, nous avons présenté les évolutions d'un système, au départ dévolu à des mesures de laboratoire, en vue de son industrialisation. Cette démarche a entraîné la modification de composants essentiels du radiomètre dans la perspective de réduire significativement la taille du dispositif radiométrique ainsi que son prix de revient. Les premiers résultats obtenus sur site industriel à partir du démonstrateur commercial (mis en place dans une ambiance de -20°C) sont très prometteurs : pour un temps de mesure de 0,8 seconde, les fluctuations du signal sont comprises entre $0,6^{\circ}\text{C}$ et $0,8^{\circ}\text{C}$. Bien que ces performances soient inférieures à celles des radiomètres réalisés en laboratoire, elles satisfont pleinement aux besoins des industriels de l'agroalimentaire.

Bibliographie

[1] J. Thuéry

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

Technique et Documentation - Lavoisier, 1989.

[2] F. Papini, P. Gallet

'Thermographie infrarouge. Image et mesure.'

Mesures Physiques, Ed. Masson, 1994.

[3] L. Gouguenheim

'Méthodes de l'astrophysique. Comment connaître et comprendre l'univers.'

Liaisons scientifiques, Ed. Hachette, Paris, 1981

[4] L. Thourel

'Les antennes. Calcul et conception des dispositifs en ondes centimétriques et millimétriques.'
Tome 2.

CEPADUES Editions, 1990.

[5] 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, Février 1991.

[6] 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.

[7] 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 (Spécial Issue on Medical applications and biological effects of RF/Microwaves), Vol 44, n°10, p 1755-1761 Octobre 1996.

[8] P. Lauer

'Radiométrie micro-onde par corrélation appliquée à la thermométrie de quadripôles dissipatifs.'

Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Septembre 1988.

[9] J.J. Fabre

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

Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Septembre 1982.

[10] 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, Mai 1987.

[11] A. Mamouni

Radiométrie microonde en champ proche - Applications médicales (Thermographie Microonde).

Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Mai 1988.

[12] 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.

[13] 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, Décembre 1995.

[14] 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.

[15] 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.

[16] V. Sagot-Tessier

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

Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Décembre 1997.

[17] **C. Vanoverschelde**

'Dispositifs radiométriques pour usage industriel et médical : réalisation et modélisation d'une nouvelle génération d'antenne-captur.'

Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Décembre 2000.

[18] **R.H. Frater, D.R. Williams**

'An active 'cold' noise source.'

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

[19] **R. Jr Landry**

'Technique de robustesse aux brouilleurs pour récepteurs GPS.'

Thèse de l'Ecole Nationale Supérieure de l'Aéronautique et de l'Espace, Décembre 1997.

[20] **A. Dietsch**

'Conception, modélisation et caractérisation électromagnétique et thermique d'applicateurs microondes : applications à l'urologie et au traitement du ronflement.'

Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Décembre 2001.

[21] **J. Carlier**

'Modélisation d'applicateurs planaires pour thermosplattie microonde.'

Diplôme d'Etudes Approfondies, Instrumentation et Analyses Avancées, EUDIL, Juin 2001.

[22] **C. Semet**

'Etude et réalisation d'un radiomètre multifonction à balayage électronique - Application à la mesure de température.'

Mémoire C.N.A.M., Novembre 1983.

Chapitre 2 :

Capteurs radiométriques

Chapitre II : Capteurs radiométriques

I. Introduction

Après avoir décrit et caractérisé l'électronique des systèmes radiométriques, nous présentons maintenant la partie amont : le capteur. Cet élément réceptionne la puissance électromagnétique d'origine thermique émise par un corps qui sera par la suite traduite en température équivalente par le radiomètre. Compte tenu des applications extrêmement variées, de la technologie employée, de la bande de fréquences de fonctionnement, des caractéristiques de l'environnement de mesure et de leur principe de conception (nature du substrat, dimensions, géométrie ...), les capteurs radiométriques font l'objet d'une grande diversité de réalisation.

Dans ce chapitre, après avoir rappelé les différents types de capteurs utilisés jusque là en radiométrie, nous montrerons les limitations des antennes plaquées pour certaines applications rencontrées dans le contrôle de température. Nous présenterons de nouveaux capteurs dits 'froids' dont les caractéristiques nous ouvrent de larges perspectives. Deux modèles électromagnétiques ont été développés afin de déterminer les dimensions optimales des capteurs ainsi que leur diagramme de réception.

Le premier modèle est basé sur l'Approche dans le Domaine Spectral appliquée à la résolution de l'équation intégrale en champ électrique. Il permet de déterminer l'adaptation électromagnétique et le diagramme de réception des capteurs dans des configurations simples (structures multicouches).

Le second modèle est basé sur la résolution numérique des équations de Maxwell à partir d'une discrétisation dans le temps et dans l'espace en deux dimensions (2D.-F.D.T.D.). Il permet de modéliser des structures de géométrie complexe, fortement hétérogènes, se rapprochant davantage des configurations réelles rencontrées en milieu industriel ou médical.

Afin de faciliter la compréhension, précisons quelques termes que nous utiliserons fréquemment par la suite. La caractérisation des capteurs radiométriques passe par la détermination de leur niveau d'adaptation (valeur du coefficient de réflexion à l'entrée) ainsi que de leur lobe de rayonnement dans l'air ou dans le milieu pour lequel nous désirons connaître la température radiométrique.

La détermination de l'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ (rapport entre l'amplitude de l'onde réfléchie et incidente) permet de quantifier l'adaptation du capteur placé face à un milieu dissipatif. Nous considérons que la majeure partie du bruit thermique émis par ce milieu est effectivement reçue à l'entrée du radiomètre si le coefficient de réflexion, dans la plage fréquentielle de fonctionnement, est, de manière générale, inférieur ou égal à -10 dB. Toutefois, en pratique, un niveau d'adaptation de -6 dB est suffisant si l'on utilise un radiomètre à double référence interne de température [1, 2].

En terme de radiométrie microonde, nous considérons que le diagramme de réception d'un capteur radiométrique correspond à la distribution du coefficient de couplage (exprimés par la relation II-1) entre celui-ci et le milieu dissipatif en regard duquel il est placé. De manière plus qualitative, il s'agit de son champ de vision. Ce coefficient C découle du principe de réciprocité des antennes : le diagramme de champ électrique est identique en mode actif et en mode passif [3]. Ainsi, chaque volume élémentaire du milieu sous investigation participera différemment à la puissance totale reçue par le capteur, en fonction de sa position dans le matériau, de sa température, de ses caractéristiques diélectriques.

$$C(x, y, z) = \frac{1}{2} \cdot \sigma(x, y, z) |E(x, y, z)|^2 \quad \text{II-1}$$

II. Evolutions des capteurs radiométriques

L'I.E.M.N. possède une longue expérience en radiométrie microonde, en particulier concernant la tomographie microonde et plus particulièrement la reconnaissance de zones thermogènes pour la détection du cancer du sein [4]. Au sein de notre équipe 'Circuits et Applications', le développement de la radiométrie microonde a longtemps été lié à celui de

l'hyperthermie microonde [5-9]. Dans le cas particulier de cette application, l'applicateur est utilisé à la fois pour les fonctions de chauffage et pour la mesure non invasive de température au sein des tissus traités. Il doit donc transférer, dans les meilleures conditions, l'énergie électromagnétique soit du générateur vers le milieu à traiter, soit du milieu vers le radiomètre [10]. Au cours des deux dernières décennies, de nombreux types d'applicateurs ont été réalisés, nous en rappelons ici les principales caractéristiques.

Initialement conçus en structure de type guide d'ondes ou cornet, les applicateurs et les capteurs radiométriques étaient extrêmement lourds et encombrants lorsque les fréquences d'utilisation devenaient inférieures à la dizaine de gigahertz (pour des fréquences situées en dessous de la bande X) [11]. Qu'ils présentent une section droite circulaire ou rectangulaire en forme de U ou de H, l'introduction de diélectrique à forte permittivité, demandant un usinage délicat et permettant de réduire les dimensions, entraîne une augmentation du poids et du coût du capteur.

Afin d'assurer une plus grande facilité de manipulation, des éléments beaucoup plus légers et moins volumineux ont été conçus à partir de gravures métalliques sur substrats diélectriques [12-13]. De réalisation simple et moins onéreuse, ce type d'élément s'est rapidement imposé, face aux guides d'ondes et aux cornets, en hyperthermie contrôlée par radiométrie microonde. Rappelons brièvement les deux grandes catégories d'applicateurs planaires réalisés :

- les applicateurs de type ruban réalisés à partir d'un substrat dont l'une des faces est entièrement métallisée, constituant le plan de masse, alors que sur l'autre est gravé l'élément rayonnant [14-16], placé contre ou à distance, face au milieu dissipatif visé.
- les applicateurs de type fente, constitués d'une ouverture réalisée dans le plan de masse d'une ligne ruban. Cette ouverture, qui correspond à l'élément rayonnant, est placée face au milieu dissipatif [17].

D'autres applicateurs de type filaire sont également utilisés à des fins thérapeutiques. Ils sont conçus à partir d'un câble coaxial dont le conducteur extérieur dénudé compose l'élément rayonnant. Ils sont implantés dans les tissus ou insérés dans les orifices naturels du corps humain [18-20].

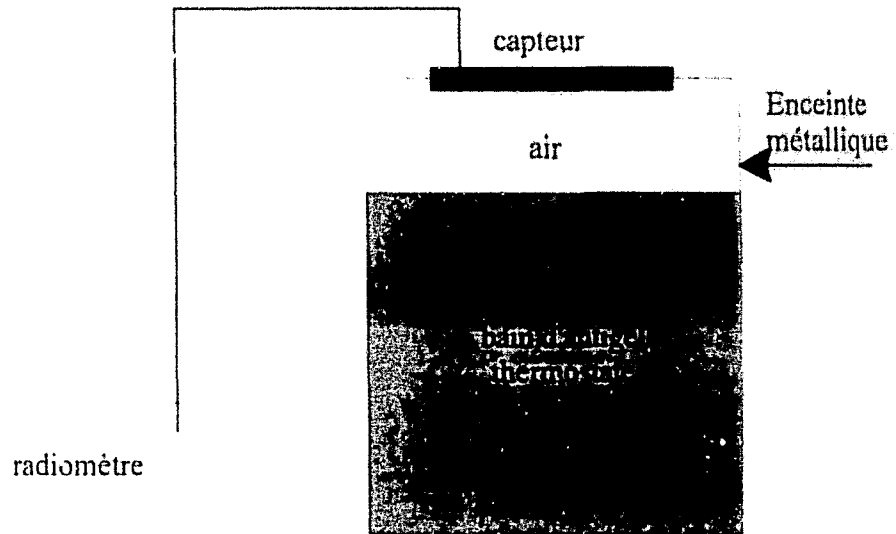


Figure II-01 : Mesure de la température radiométrique d'un bain d'antigel thermostaté (environnement clos).

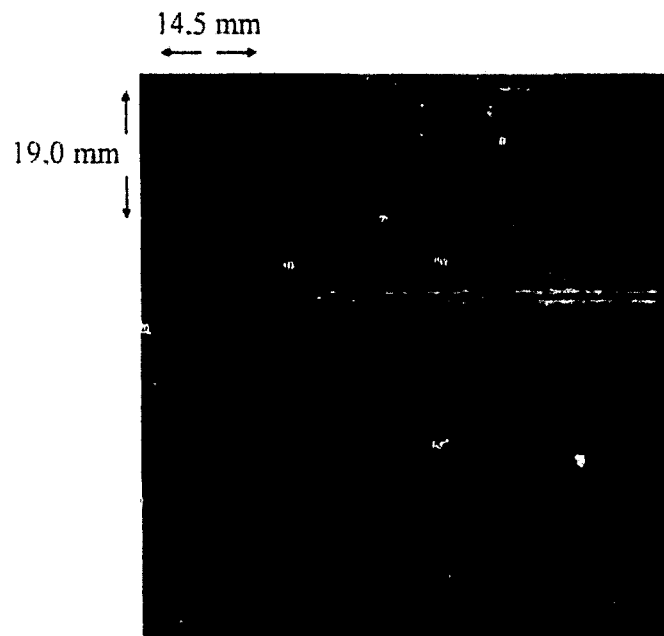


Figure II-02 : Photographie du capteur utilisé pour la mise en évidence de l'influence du substrat lors de la mesure radiométrique

II - 1. Limitations des capteurs plaqués en radiométrie microonde

En radiométrie microonde, l'utilisation de capteurs en structure plaquée ou de guides d'ondes chargés de diélectrique, peut, sous certaines conditions d'environnement (fortes disparités de température entre le milieu sous investigation, l'air ambiant et le substrat du capteur), s'avérer délicate [21]. En effet, le substrat du capteur participe au signal radiométrique au même titre que le corps sous investigation et fausse donc plus ou moins la mesure.

Afin de quantifier cette contribution et dans le but de mettre en évidence l'influence de la température sur le comportement électromagnétique du capteur, nous avons placé un capteur radiométrique en structure plaquée à distance d'un bain d'antigel thermostaté (l'ensemble étant placé dans une enceinte métallique). Nous avons enregistré l'évolution temporelle de la température radiométrique mesurée à l'aide d'un radiomètre centré sur 3.2 GHz avec 500 MHz de bande passante (**figure II-01**).

La conception de ce capteur a été réalisée au moyen du logiciel commercial ENSEMBLE 5.0. Ce logiciel de simulation repose sur l'utilisation d'une formulation basée sur la résolution de l'équation intégrale à partir des potentiels mixtes. Il permet d'étudier des structures multicouches (jusqu'à 12 couches de substrat, 7 niveaux de métallisation et 4 plans de masse infinis). Les parties conductrices sont maillées en éléments métalliques de taille finie. Compte tenu de l'application envisagée, nous nous sommes principalement intéressés à la fréquence de résonance du capteur qui doit être située dans la bande passante du radiomètre utilisé.

Le substrat utilisé pour réaliser le capteur a été choisi afin d'obtenir un élément de faibles dimensions (quelques centimètres de côté) avec des pertes diélectriques faibles (matériau pour circuits microonde de permittivité relative $\epsilon_r = 10.2$ et de facteur de pertes $\tan \delta = 0.001$). Il doit pouvoir être réalisé au moyen d'une technologie relativement simple en salle grise et à faible coût.

Le tableau suivant (**tableau II-01**) résume les principales caractéristiques du capteur représenté **figure II-02**, après simulation et réalisation.

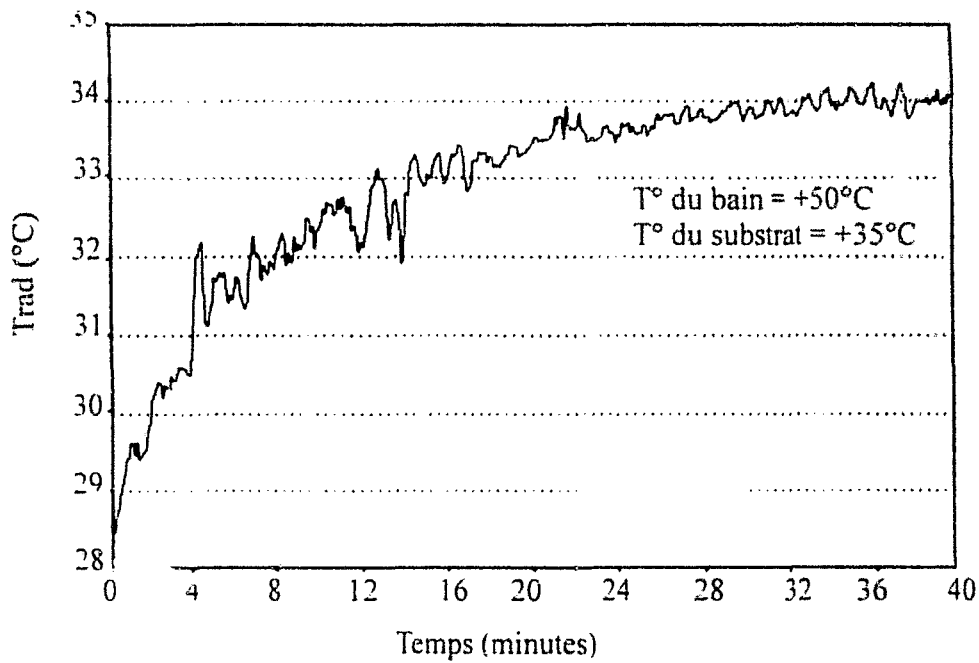


Figure II-03 : Mise en évidence de l'influence du substrat du capteur lors d'une mesure radiométrique à une température de 50°C.

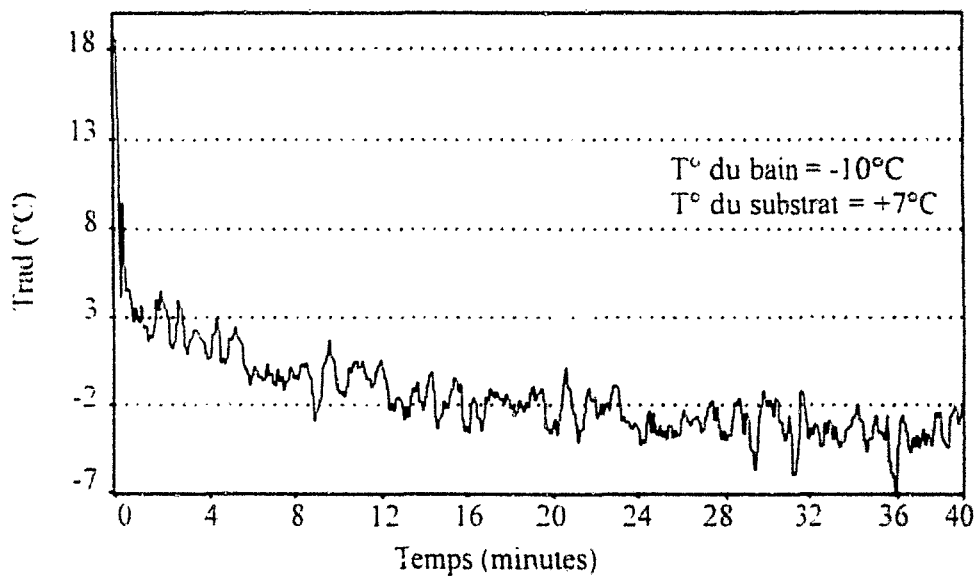


Figure II-04 : Mise en évidence de l'influence du substrat du capteur lors d'une mesure radiométrique à basse température.

Fréquence d'adaptation après simulation	3,133 GHz
Gain du capteur	3 dB
Ouverture à -3 dB	90 degrés
Fréquence d'adaptation mesurée	3,166 GHz
Bande passante (-3dB) mesurée à température ambiante	40 MHz

Tableau II-01 : Caractéristiques du capteur réalisé.

Précisons tout d'abord le protocole de la manipulation permettant de mettre en évidence l'influence de la température du substrat sur la mesure radiométrique. La température du bain d'antigel étant stabilisée à la température de consigne demandée, nous disposons le capteur, initialement à température ambiante, à l'intérieur de l'enceinte métallique. Nous relevons alors au cours du temps la température du substrat prise à l'aide d'un thermocouple, la température radiométrique ainsi que l'évolution fréquentielle du coefficient d'adaptation, jusqu'à ce que l'on atteigne un équilibre thermique entre le substrat, l'antigel et l'atmosphère de l'enceinte (**figure II-01**).

Au cours d'une première phase de la manipulation, nous prenons en compte les pertes du câble reliant le radiomètre au capteur (égales à 0,75 dB). La température radiométrique est alors enregistrée au cours du temps jusqu'à atteindre une phase plateau, synonyme d'équilibre thermique entre le bain thermostaté, le substrat du capteur et le gap d'air situé entre les deux. Les **figures II-03** et **II-04** montrent que, non seulement le bruit d'origine thermique propre au capteur s'ajoute à celui émis par l'antigel, mais que le substrat met un certain temps pour se stabiliser en température ce qui entraîne un temps de réponse non négligeable pour atteindre une température radiométrique stable.

Afin d'expliquer l'évolution de la température radiométrique mesurée au cours des manipulations, l'évolution des permittivités diélectriques de l'antigel en fonction de la température, relevée aux deux fréquences 1,5 GHz et 3,2 GHz, a été reportée **figure II-05 [1]**. Lorsque le bain d'antigel est porté à 50°C (**figure II-03**), le bruit émis par le substrat est relativement important et ses pertes (ϵ'') augmentent avec la température. A l'inverse, les pertes diélectriques de l'antigel diminuent avec la température. Ceci explique l'écart de 16 °C observé entre la température radiométrique et celle du bain puisque l'on mesure quasiment la

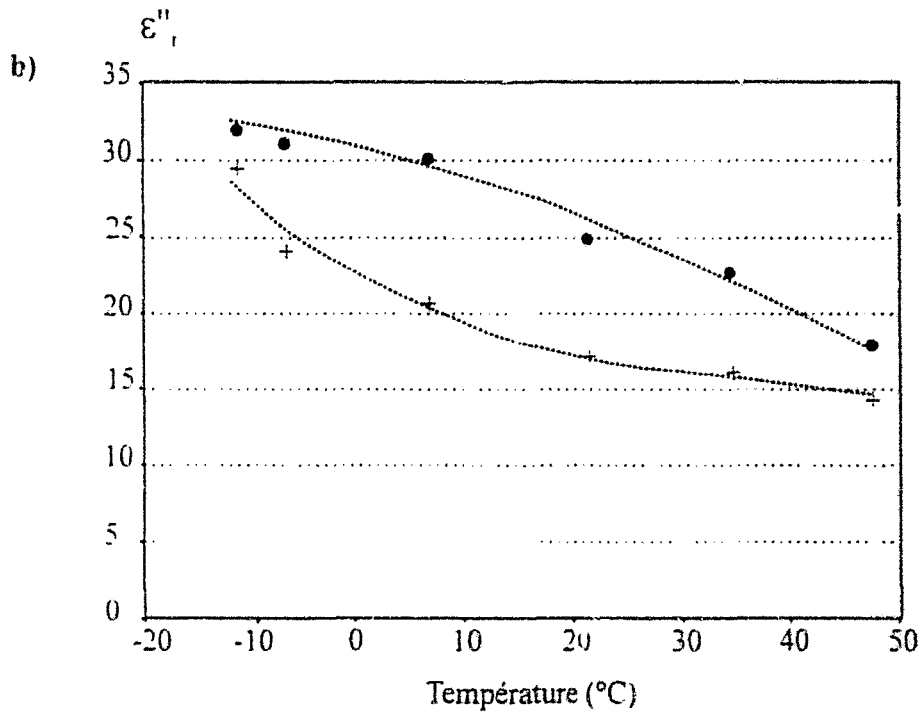
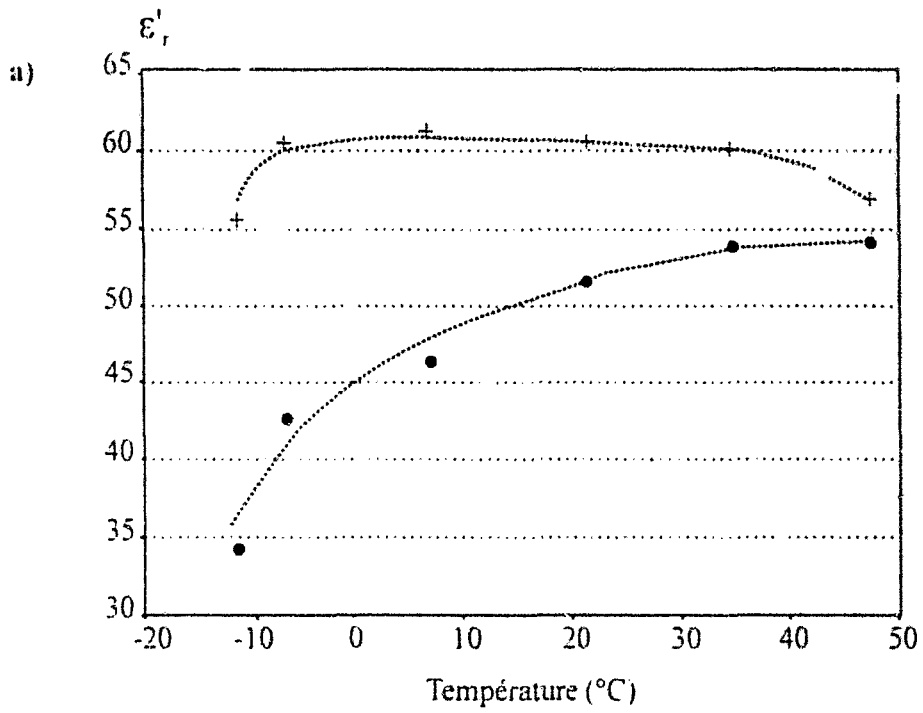


Figure II-05 : Relevé de la permittivité diélectrique d'un mélange eau-antigel (50% - 50%) à 1.5 GHz (+) et à 3.2 GHz (•) en fonction de la température : a) ϵ'_r , b) ϵ''_r ,

température du substrat (température radiométrique de 34°C et température du substrat de 35°C). Lorsque le bain est porté à -10°C (**figure II-04**), l'effet inverse se produit, les pertes du substrat diminuent alors que celles de l'antigel augmentent, la température du bain est donc dans ce cas prépondérante (température radiométrique de -3°C et température du bain de -10°C).

La forte évolution des pertes diélectriques du substrat en fonction de la température a été confirmée par une deuxième phase de la manipulation. En utilisant le logiciel de pilotage du radiomètre (notamment la possibilité de prendre en compte les caractéristiques d'un câble supplémentaire, chapitre I paragraphe IV-2-b-1), nous avons estimé les pertes en ajustant leur valeur de façon à obtenir une température radiométrique égale à celle du bain (relevée par thermocouple) (**tableau II-02**).

Température du bain (°C)	-20	-10	0	20	50
Température du substrat (°C)	7,0	10,5	14,7	21,0	34,2
Pertes (câble + capteur) (dB)	0,88	0,88	0,95	1,36	1,90
Pertes du capteur seul (dB)	0,12	0,12	0,19	0,60	1,14

Tableau II-02 : Estimation des pertes diélectriques du capteur en structure plaquée en fonction de la température

Au niveau de la mesure radiométrique, cette série de relevés montre que, d'une part, pour des températures de substrat comprises entre -10° et -20°C, les pertes du capteur sont stables (de l'ordre de 0,12 dB compte tenu des pertes propres du câble égales à 0,75 dB) et d'autre part, pour des températures allant de -20° à 34°C, celles-ci augmentent de 1 dB.

Parallèlement à ces mesures, nous avons aussi relevé, à l'aide d'un analyseur de réseaux scalaire, la fréquence d'adaptation ainsi que la bande passante du capteur en fonction de sa température, tout en gardant la même configuration que précédemment (**tableau II-03**).

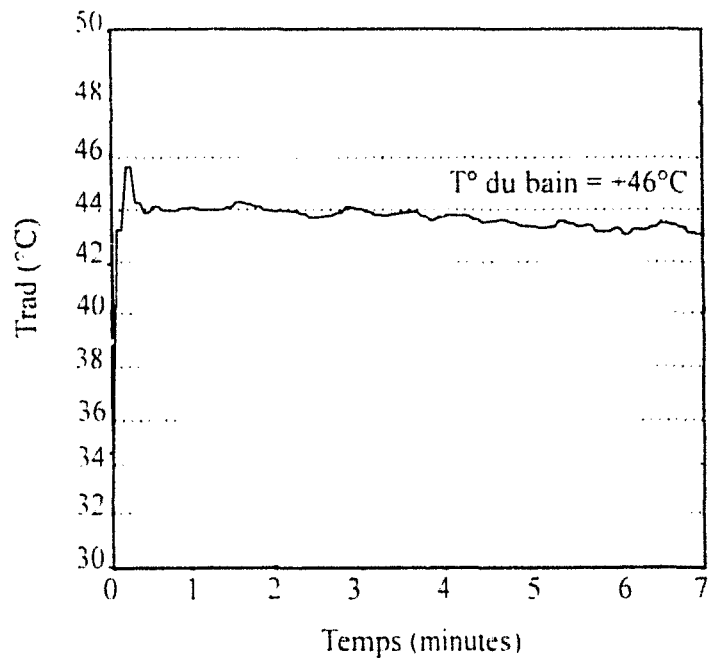


Figure II-06 : Réponse radiométrique lors de l'utilisation d'un capteur froid (à la température de 46°C).

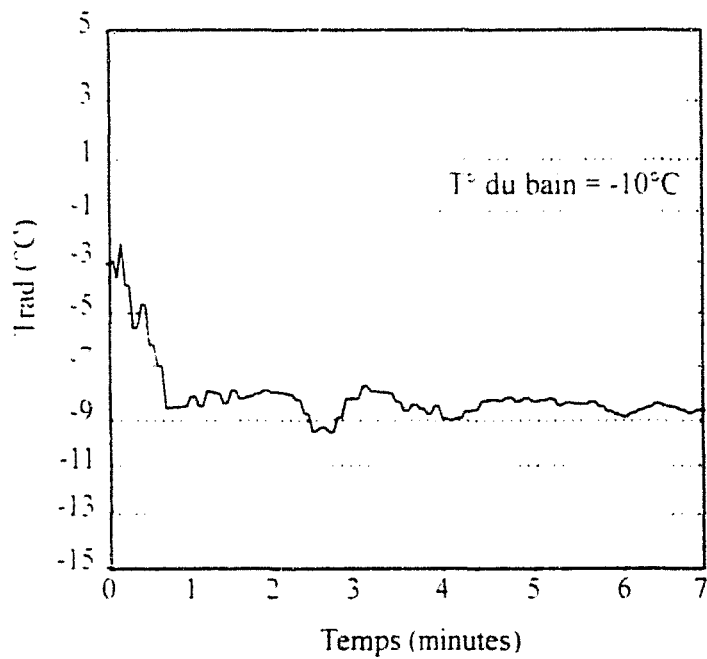


Figure II-07 : Réponse radiométrique lors de l'utilisation d'un capteur froid (à basse température)

Température du bain (°C)	-20	-10	0	20	50
Température du substrat (°C)	7,0	10,5	14,7	21,0	34,2
Fréquence d'adaptation (GHz)	3,186	3,171	3,170	3,166	3,133
Bande passante à -3 dB (MHz)	40	40	40	70	40

Tableau II-03 : Caractéristiques fréquentielles du capteur en structure plaquée en fonction de la température.

Comme le montrent ces relevés, une modification de la température du substrat induit une modification importante de ses caractéristiques diélectriques ce qui entraîne également (outre une variation du niveau de bruit thermique émis) un décalage de la fréquence d'adaptation du capteur de plusieurs dizaines de mégahertz. Ce phénomène, qui a déjà été décrit dans la littérature [22] est extrêmement préjudiciable lorsqu'il s'agit d'opérer avec des systèmes radiométriques présentant une bande passante limitée à quelques dizaines de mégahertz.

Précisons que pour chaque température de consigne demandée, lorsque le substrat est maintenu à température ambiante, la fréquence de résonance est la même, prouvant ainsi que le décalage en fréquence observé dépend uniquement de la modification des caractéristiques diélectriques du substrat en fonction de sa température.

L'ensemble de ces résultats montre la difficulté de la mesure de température radiométrique d'un corps dans un environnement où les conditions de température ne sont pas stables. Une solution serait de prendre en compte ces phénomènes dans l'interprétation ou le traitement des signaux radiométriques. Il serait également possible de thermostatier le capteur afin de s'affranchir du décalage fréquentiel. Mais dans cette configuration le problème du bruit thermique propre au capteur persistera à moins d'être en mesure de le quantifier à tout moment.

Confrontés à ces difficultés sur site industriel, il a été nécessaire de trouver un nouveau type de capteur moins sujet aux fluctuations thermiques. Ainsi des manipulations ont été effectuées dans les mêmes conditions au moyen d'un nouveau type de capteur : un capteur 'froid' (figures II-06 et II-07) [23]. Le temps de réponse est dans ce cas quasi instantané lorsque le

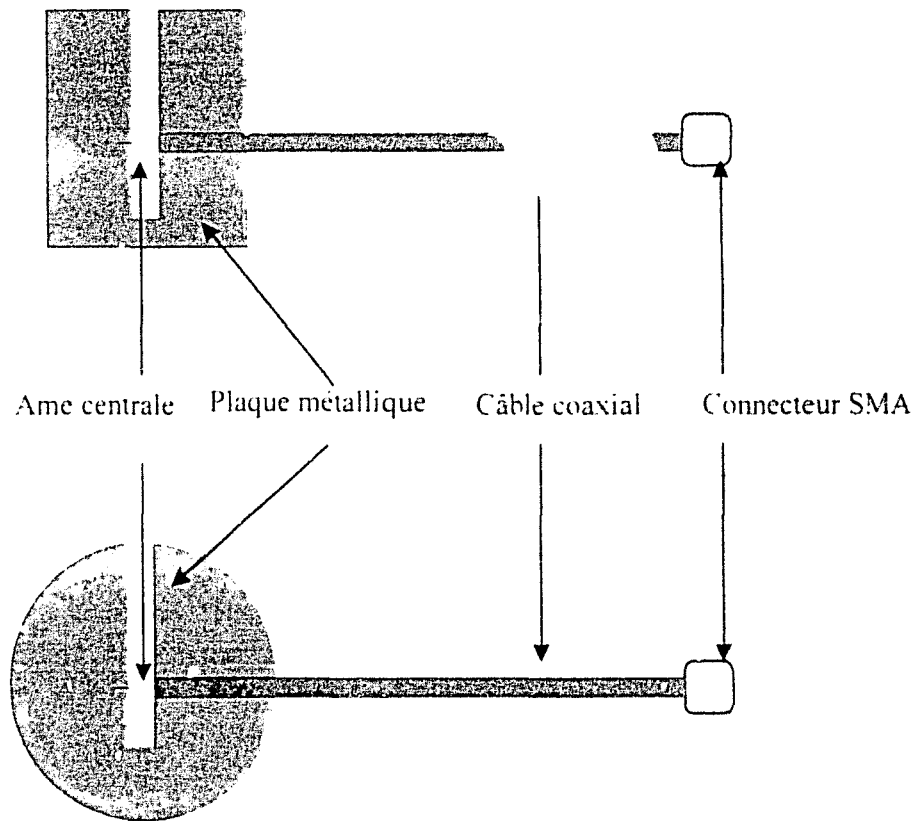


Figure II-08 : Exemples de capteurs froids

capteur est placé face au milieu sous investigation. Les caractéristiques électromagnétiques (fréquence d'adaptation et pertes diélectriques) sont quasiment indépendantes de la température du capteur. Ce nouveau capteur, que nous décrirons dans le paragraphe suivant, offre donc de grands avantages lorsqu'il est inséré dans un dispositif destiné à la mesure de température par radiométrie microonde en milieu industriel [2].

II - 2. Un nouveau type de capteur : le capteur froid

Réalisé à partir d'une plaque métallique de faible épaisseur (entre 0.5 et 2 mm), le capteur comprend une ouverture rectangulaire dont les deux bords sont connectés aux conducteurs extérieur et intérieur d'un câble coaxial (**figure II-08**). Ce nouveau type de capteur est d'une réalisation extrêmement simple. La forme et les dimensions de l'élément métallique ainsi que la position du point de jonction entre le capteur et le câble coaxial sont déterminées en fonction des caractéristiques fréquentielles souhaitées (fréquence d'adaptation, bande passante).

Ce capteur peut être inséré dans un boîtier métallique, ce qui permet d'assurer une protection mécanique mais aussi, selon la distance du plan réflecteur, de modifier son lobe de rayonnement. Tout en conservant le même principe de fonctionnement, l'élément métallique peut être apposé sur un substrat à faibles pertes. Selon les permittivités diélectriques du substrat, il est ainsi possible d'obtenir un capteur de faibles dimensions, condition souvent incontournable dans le domaine biomédical. Dans ce cas de figure particulier, la présence du substrat ne perturbera pas les signaux radiométriques étant donné leur température et la nature fortement dissipative des tissus humains.

III. Modélisation à partir de l'équation intégrale en champ électrique (E.F.I.E.)

Dans un souci d'efficacité et pour optimiser leurs performances, nous avons entrepris une modélisation des capteurs froids à partir de modèles précédemment développés au sein de l'équipe 'Circuits et Applications' pour la conception d'applicateurs à structure plaquée pour hyperthermie [24,1]. Le logiciel réalisé fonctionne sur microordinateur (P.C.) : il permet de

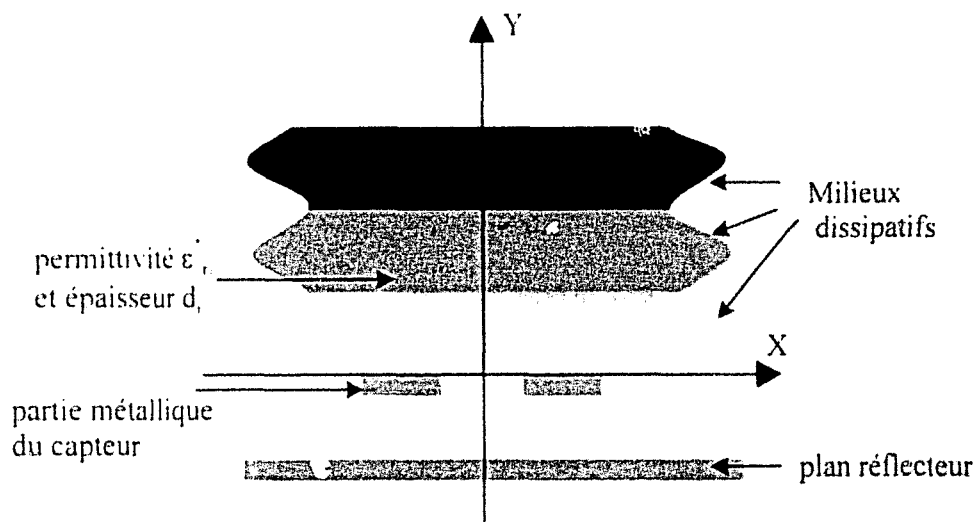


Figure II-09 : Structure multicouche considérée pour modéliser le capteur et son environnement.

déterminer les caractéristiques électromagnétiques du capteur en fonction de sa forme et de ses dimensions. Une étude théorique systématique a été menée afin de quantifier l'influence de chaque paramètre dimensionnel (dimensions extérieures, largeur et longueur de l'ouverture, position du point de connexion avec le câble coaxial) sur l'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion à l'entrée du capteur ainsi que sur son diagramme de réception en champ proche [2].

III - I. Modèle et méthode

III - 1 - a. Présentation du modèle et hypothèses

Les capteurs et leur environnement sont assimilés à une structure constituée de couches planes parfaitement homogènes, isotropes et linéaires, qui comporte un ou deux plans de métallisation suivant le capteur considéré, avec ou sans plan réflecteur (figure II-09). L'étude est effectuée en régime harmonique sinusoïdal. Chaque milieu d'indice i est caractérisé par sa permittivité relative complexe :

$$\epsilon_{ri}^* = \epsilon_{ri}' - j \cdot \epsilon_{ri}''$$

- ϵ_{ri}' : permittivité relative du milieu d'indice i
 σ_i : conductivité électrique du milieu d'indice i
 avec $\sigma_i = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_{ri}''$
 ϵ_0 : permittivité diélectrique du vide
 f : fréquence de travail

Face à la complexité des développements mathématiques nécessaires à la mise en œuvre du code de calcul, plusieurs hypothèses simplificatrices ont été adoptées : les pertes métalliques sont négligées, le cuivre étant un très bon conducteur aux fréquences de travail (de l'ordre du GHz). L'épaisseur des métallisations est supposée négligeable avec une conductivité infinie (métal parfait), enfin toutes les couches considérées s'étendent à l'infini suivant le plan (xOz).

III - 1 - b. Formalisme utilisé

Le formalisme utilisé est basé sur un développement semi-analytique de l'équation intégrale en champ électrique (E.F.I.E.) déduite des équations de Maxwell [25]. Le champ électrique en tout point de la structure s'exprime comme le produit de convolution de la densité de courant présente sur la surface métallique du capteur par la fonction de Green dyadique $\overline{\overline{G}}_E$:

$$\vec{E}(x, y, z) = \iiint_{\substack{\text{surfaces} \\ \text{métalliques}}} \overline{\overline{G}}_E(x, y, z / x', y', z') * J(x', y', z') \cdot dx' \cdot dy' \cdot dz' \quad \text{II-2}$$

avec x, y, z : coordonnées cartésiennes du point d'observation où règne le champ \vec{E}

x', y', z' : coordonnées cartésiennes du vecteur densité de courant considéré

L'intégration en volume est par la suite transposée sous la forme d'une intégrale de surface, en considérant uniquement les courants surfaciques (ici dans le plan $y=0$).

L'Approche dans le Domaine Spectral facilite le calcul des éléments de la fonction de Green mais impose de travailler dans l'espace transformé de Fourier [26]. Dans ce cas, en présence d'un champ électrique d'excitation \vec{E}_{ex} et en tenant compte de la nullité des composantes du champ électrique tangentielle aux surfaces métalliques, l'équation intégrale en champ électrique (E.F.I.E.) s'exprime sous la forme :

$$\frac{1}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{+\infty} \overline{\overline{G}}_E(\alpha, 0, \beta, 0) \vec{J}(\alpha, 0, \beta) e^{-j(\alpha x + \beta z)} d\alpha \cdot d\beta = -\vec{E}_{\text{in}}^{ex}(\alpha, 0, \beta) \quad \text{II-3}$$

où α et β sont les variables de Fourier et $\overline{\overline{G}}_E$ la transformée de Fourier de la fonction de Green $\overline{\overline{G}}_E$.

La détermination des éléments de la fonction $\overline{\overline{G}}_E$ est effectuée en utilisant la méthode de la résonance transverse, développé par ITOH : elle s'apparente à l'utilisation de la théorie des lignes et permet facilement de prendre en compte un grand nombre de couches si nécessaire [27].

La définition d'une nouvelle base orthogonale (O, \vec{u}, \vec{v}) permet de décrire les champs électromagnétiques à partir d'une combinaison linéaire d'ondes transverses magnétiques TM

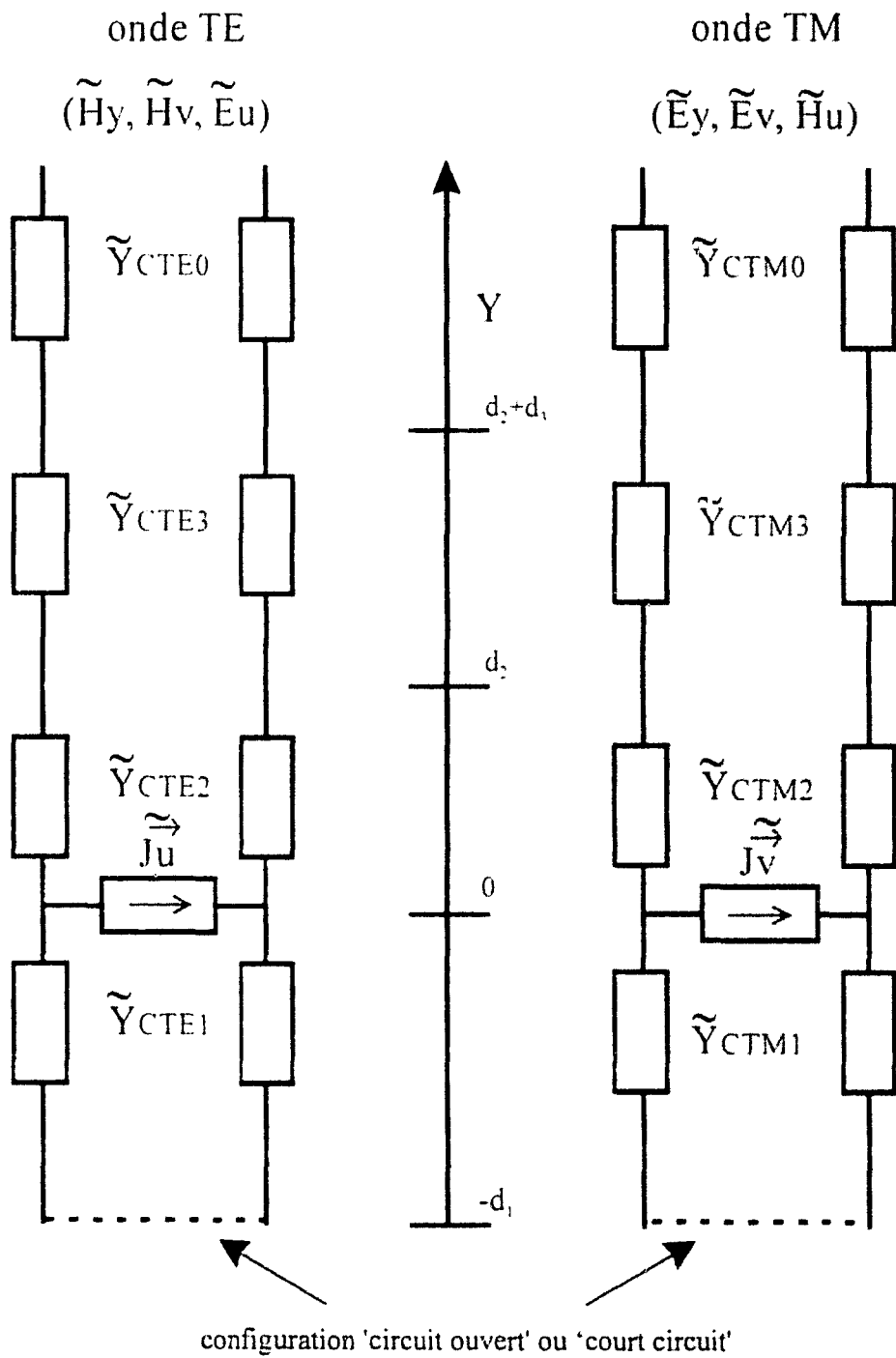


Figure II-10 : Schéma de type "ligne de transmission" TE et TM équivalent à la structure étudiée

relatives à l'axe Oy, définies par les composantes $(\tilde{E}_y, \tilde{E}_z, \tilde{H}_u)$, et d'ondes TE transverses électriques définies par les composantes $(\tilde{H}_y, \tilde{H}_z, \tilde{E}_u)$. Dans ce nouveau repère, les composantes transverses $(\tilde{\Phi}_u$ et $\tilde{\Phi}_v)$ des champs électriques et magnétiques ainsi que celles des densités de courant, s'expriment alors sous la forme :

$$\tilde{\Phi}_u(\alpha, y, \beta) = -\tilde{\Phi}_z(\alpha, y, \beta) \cdot \cos(\delta) + \tilde{\Phi}_y(\alpha, y, \beta) \cdot \sin(\delta) \quad \text{II-4}$$

$$\tilde{\Phi}_v(\alpha, y, \beta) = \tilde{\Phi}_z(\alpha, y, \beta) \cdot \sin(\delta) + \tilde{\Phi}_y(\alpha, y, \beta) \cdot \cos(\delta) \quad \text{II-5}$$

$$\text{où } \sin \delta = \frac{\alpha}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}} \quad \text{II-6}$$

$$\text{et } \cos \delta = \frac{\beta}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}} \quad \text{II-7}$$

Chaque couche d'indice i est caractérisée par son admittance caractéristique pour l'onde TE et TM :

$$\tilde{Y}_{CTE} = \frac{\gamma_i}{j\omega\mu_0} \quad \text{II-8}$$

$$\text{et } \tilde{Y}_{CTM} = \frac{j\omega\epsilon_0\epsilon_n}{\gamma_i} \quad \text{II-9}$$

$$\text{avec } \gamma_i = \sqrt{\alpha^2 + \beta^2 - \omega^2\mu_0\epsilon_0\epsilon_n}$$

A partir des schémas équivalents TE et TM (**figure II-10**), les composantes transverses du champ électrique à l'interface $y=0$ (métallisation du capteur) s'expriment aisément en fonction des densités surfaciques de courant :

$$\tilde{E}_u(\alpha, 0, \beta) = \tilde{Z}_{TE} \tilde{J}_u(\alpha, 0, \beta) \quad \text{II-10}$$

$$\tilde{E}_v(\alpha, 0, \beta) = \tilde{Z}_{TM} \tilde{J}_v(\alpha, 0, \beta) \quad \text{II-11}$$

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

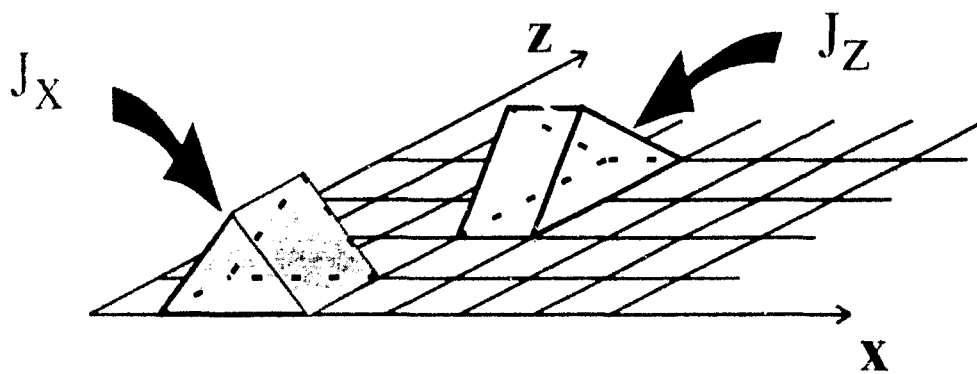


Figure II-11 : Décomposition des densités de courant en fonction de bases élémentaires de type rooftop sur les surfaces métalliques (en $y=0$)

Les termes Y_{TM}^+ et Y_{TE}^+ représentent respectivement les admittances d'onde TM et TE ramenées dans le plan $y=0$ relatives au demi-espace supérieur. Quant aux termes Y_{TM}^- et Y_{TE}^- , ils représentent les admittances ramenées, relatives au demi-espace inférieur.

A ce stade, en utilisant les équations de passage de la base $(O, \vec{u}, \vec{y}, \vec{v})$ vers la base $(O, \vec{x}, \vec{y}, \vec{z})$, nous aboutissons à l'écriture d'un système matriciel où les composantes du champ \vec{E} au niveau de l'interface $y=0$ sont exprimées dans le repère $(O, \vec{x}, \vec{y}, \vec{z})$ en fonction des densités de courant et de la fonction de Green dyadique :

$$\begin{bmatrix} \vec{E}_x(\alpha, 0, \beta) \\ \vec{E}_z(\alpha, 0, \beta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vec{G}_{xx} & \vec{G}_{xz} \\ \vec{G}_{zx} & \vec{G}_{zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{J}_x(\alpha, 0, \beta) \\ \vec{J}_z(\alpha, 0, \beta) \end{bmatrix} \quad \text{II-12}$$

La résolution de l'équation intégrale en champ électrique décrite à travers la relation II-3 passe par l'utilisation d'une méthode de moments, connue sous le nom de méthode de Galerkin [26]. A ce niveau, le choix des fonctions de base et de test constitue un problème crucial. Il conditionne, en effet, la précision et la facilité de la résolution du problème. Les composantes des vecteurs densité de courant sont ici développées sous la forme de séries de fonctions de base partielles auxquelles sont associés des coefficients de pondération. Dans l'espace transformé de Fourier, elles s'écrivent :

$$\vec{J}_x(\alpha, 0, \beta) = \sum_{i=1}^{N_x} a_i \vec{J}_{x,i}(\alpha, 0, \beta) \quad \text{II-13}$$

et

$$\vec{J}_z(\alpha, 0, \beta) = \sum_{j=1}^{N_z} b_j \vec{J}_{z,j}(\alpha, 0, \beta) \quad \text{II-14}$$

Une représentation de ces fonctions de base dans l'espace réel est donnée sur la **figure II-11**. Chaque surface métallique (autre que le plan de masse) est maillée en cellules élémentaires rectangulaires. Chaque fonction de base, de type rooftop, repose sur un couple de cellules adjacentes [28]. Nous avons choisi ce type de fonctions de base et de test afin de modéliser des capteurs dont le plan de métallisation présente une forme quelconque. L'excitation de la structure au point de jonction entre le capteur et le câble coaxial est réalisée en considérant un gap de tension entre deux cellules adjacentes [29].

Après application de la méthode de Galerkin, l'équation intégrale en champ électrique est convertie en un système d'équations linéaires que l'on traduit sous forme matricielle :

$$[Z] \cdot [I] = [V] \quad \text{II-15}$$

où $[V]$ représente le vecteur excitation,

$[I]$ la matrice colonne qui contient les coefficients de pondération (inconnues du système) des fonctions de base considérées,

et $[Z]$ la matrice impédance.

Après résolution de ce système, nous pouvons déterminer la distribution du courant sur les surfaces métalliques, l'évolution fréquentielle de l'impédance d'entrée et du coefficient de réflexion au niveau de la cellule d'excitation, ainsi que la distribution du champ électrique en tout point de la structure, qui permettra d'accéder au diagramme de réception du capteur radiométrique.

IV. Modélisation basée sur la F.D.T.D.

La méthode des différences finies dans le domaine temporel (F.D.T.D.) est un outil numérique permettant de modéliser facilement des structures hétérogènes. Afin de pouvoir implanter le code de calcul sur un ordinateur de bureau (800 MHz, 256 Mo de ram) et de conserver des temps de calcul de l'ordre de quelques minutes, nous nous sommes volontairement limités à un modèle bidimensionnel. Un modèle tridimensionnel est beaucoup plus exigeant en taille mémoire et nécessite l'emploi d'une station de travail (temps de calcul de plusieurs dizaines d'heures). L'objectif de cette étude est dans un premier temps d'estimer le diagramme de réception du capteur radiométrique dans des situations proches des cas réels et en particulier pour différentes configurations rencontrées en laboratoire ou sur site industriel. Dans un second temps, ce travail est quantitatif : il permet de retrouver, à partir d'un profil thermique connu, la température radiométrique afin d'interpréter les signaux radiométriques obtenus lors des campagnes de mesures. A plus long terme, ce travail pourra être poursuivi afin de

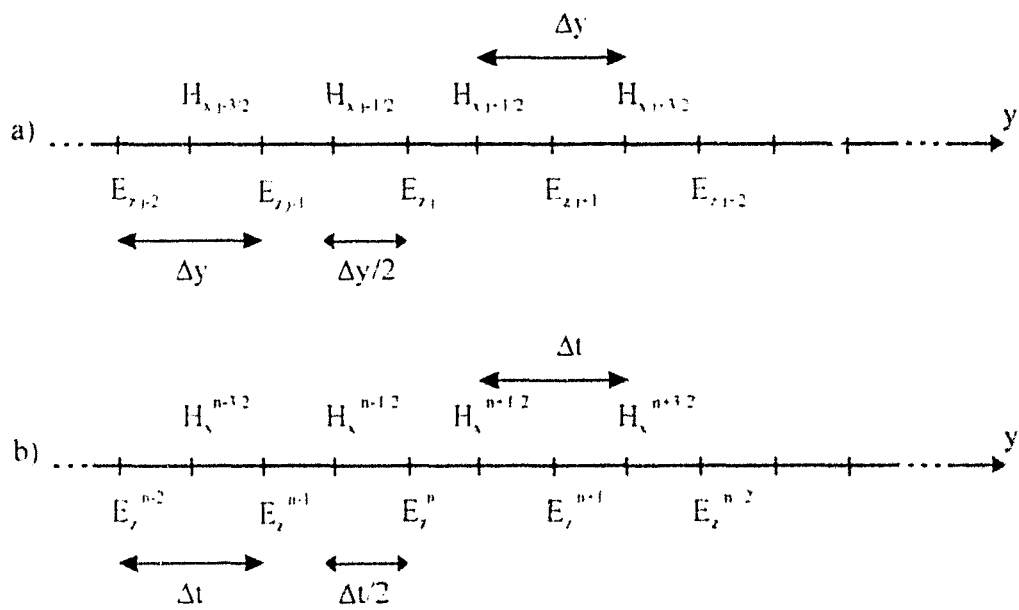


Figure II-12 : Positionnement des composantes de champ par le calcul des dérivées centrées :

- a) suivant l'axe de propagation y
- b) suivant l'axe du temps t .

retrouver le profil de température et d'établir des cartographies thermiques au sein des matériaux.

IV - 1. Formulation générale

La méthode de la F.D.T.D. repose sur la discrétisation dans le temps et dans l'espace des équations de Maxwell.

$$\text{rot } \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad \text{II-16}$$

$$\text{rot } \vec{H} = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \sigma \vec{E} \quad \text{II-17}$$

où σ est la conductivité électrique du milieu (en S/m),

μ la perméabilité magnétique du milieu (en H/m),

et ε la permittivité diélectrique du milieu (en F/m).

L'analyse par les différences finies dans le domaine temporel repose sur les principes de base suivants :

- les dérivées spatiales et temporelles présentes dans les équations de Maxwell sont résolues par la méthode des dérivées centrées.
- le volume étudié, appelé domaine de calcul, est divisé en cellules, ou mailles élémentaires. Différents types de maillage peuvent être mis en œuvre (cylindriques, curvilignes [30]), compte tenu de la géométrie de nos structures nous travaillons en coordonnées cartésiennes. Les différentes composantes du champ électromagnétique sont positionnées sur cette maille afin d'obtenir des dérivées centrées (maille de Yee). Le calcul successif des composantes du champ magnétique puis du champ électrique permet de centrer les dérivées temporelles.
- le pas temporel est lié aux pas spatiaux par un critère de stabilité afin d'assurer la convergence des calculs.
- le domaine de calcul ne peut être infini, les frontières de ce volume sont constituées de parois métalliques ou d'absorbants mathématiques permettant de simuler un espace ouvert.

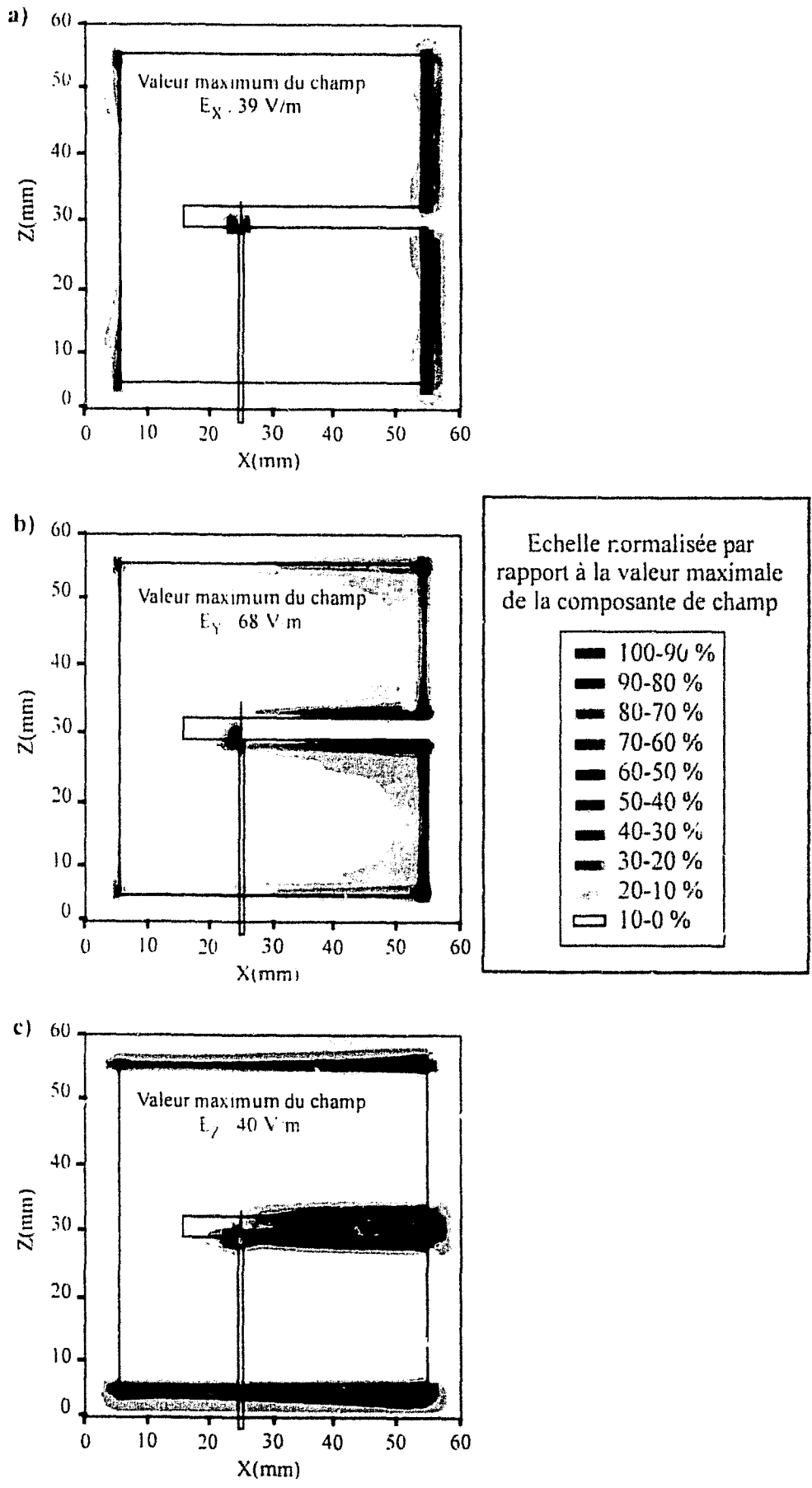


Figure II-13 : Cartes de champ obtenues par la méthode des moments (E.F.I.E.) :
 a) composante E_x b) composante E_y c) composante E_z

L'utilisation des dérivées centrées dans la résolution des équations de Maxwell impose un entrelacement entre les composantes du champ électrique \vec{E} et les composantes magnétiques \vec{H} . A titre d'exemple, considérons un développement unidimensionnel où l'axe de propagation \vec{z} est divisé en segments de petite taille de longueur Δy (**figure II-12**).

Les valeurs des composantes de champ électromagnétique sont calculées en des points particuliers de l'axe indexés suivant la variable j . Chaque point où est calculé le champ E_j est distant de ses voisins E_{j-1} et E_{j+1} d'une maille Δy . Ceci est identique pour le point où est calculé le champ magnétique $H_{j+1/2}$ qui est distant de $H_{j-1/2}$ et de $H_{j+3/2}$ d'une longueur égale à Δy . Par contre les points où sont calculées les composantes E_j et $H_{j+1/2}$ sont distants de $\Delta y/2$.

Suivant l'axe du temps, nous utilisons le même principe. Les composantes calculées sont maintenant indexées suivant la variable n . Les valeurs des composantes du champ électrique sont calculées à des instants multiples pairs du demi pas temporel et les valeurs du champ magnétique à des instants multiples impairs du demi pas temporel. On retrouve un décalage égal à un demi pas temporel entre les composantes H_x et les composantes E_z . On obtient ainsi des dérivées en fonction du temps également centrées.

Une modélisation à deux dimensions nous impose un choix sur la polarisation du champ électromagnétique. Le modèle développé à partir de la méthode des moments (résolution de l'E.F.I.E.) a montré la prédominance des composantes E_z et E_y du champ électrique.

La **figure II-13** présente les composantes de champ électrique au sein de la structure ainsi que dans l'ouverture du capteur froid. C'est donc avec les 3 composantes de champ E_z , E_y et H_x que nous avons travaillé par la suite.

Les emplacements de ces composantes sont donnés sur la **figure II-14** représentant une cellule élémentaire bidimensionnelle de Yee de dimensions Δy et Δz : les composantes de champ électrique sont situées au milieu de chaque arête alors que la composante du champ magnétique est placée au centre de la cellule [31].

Une fois que le domaine de calcul a été décomposé à partir de cette maille élémentaire, il reste à attribuer à chacune d'elle une valeur de permittivité diélectrique relative ϵ_r et de

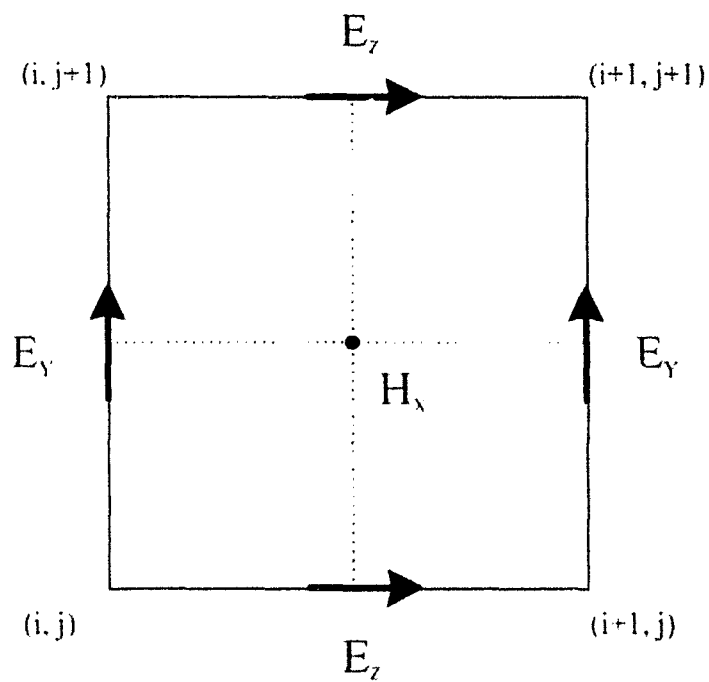


Figure II-14 : Maille de Yee élémentaire utilisée dans le cadre d'un modèle bidimensionnel

conductivité électrique σ , selon le milieu dans lequel se situe cette cellule. Comme nous le verrons au chapitre suivant, si l'on désire obtenir des résultats corrects, nous devons avoir connaissance de l'évolution des permittivités diélectriques en fonction de la fréquence, mais aussi de la température. Ces valeurs correspondent soit à des données recueillies dans la littérature, soit mesurées par nos soins. Cette méthode numérique doit toutefois répondre à des critères de stabilité et le domaine de calcul doit être limité en utilisant des conditions aux limites correctement choisies.

IV - 1 - a. Critères de stabilité

Un critère spatio-temporel doit être respecté afin d'assurer la convergence des calculs numériques. Il impose que la vitesse de l'onde électromagnétique se propageant entre deux mailles soit inférieure à l'ensemble des vitesses possibles dans la structure [32]. Ceci se traduit, pour un modèle bidimensionnel, par la relation suivante :

$$\Delta t \leq \frac{1}{V_{\max}} \left(\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} \right)^{-1/2} \quad \text{II-18}$$

où V_{\max} (m/s) est la vitesse maximale de l'onde dans la structure

Δx et Δy (m) les dimensions d'une cellule élémentaire de Yee

et Δt (s) le pas de discrétisation temporel.

D'autre part, un second critère lie les dimensions de la cellule à la longueur d'onde λ présente dans la structure. Les dimensions géométriques de la maille de la cellule ne peuvent être supérieures au dixième de la longueur d'onde :

$$\max(\Delta x, \Delta z) \leq \frac{\lambda}{10} \quad \text{II-19}$$

Dans le cas d'une structure hétérogène, la longueur d'onde considérée correspond à celle de la région dont la permittivité est la plus importante. Ce critère ne conditionne pas la convergence mais, son non respect entraînerait des résultats erronés sur le comportement électromagnétique de la structure étudiée.

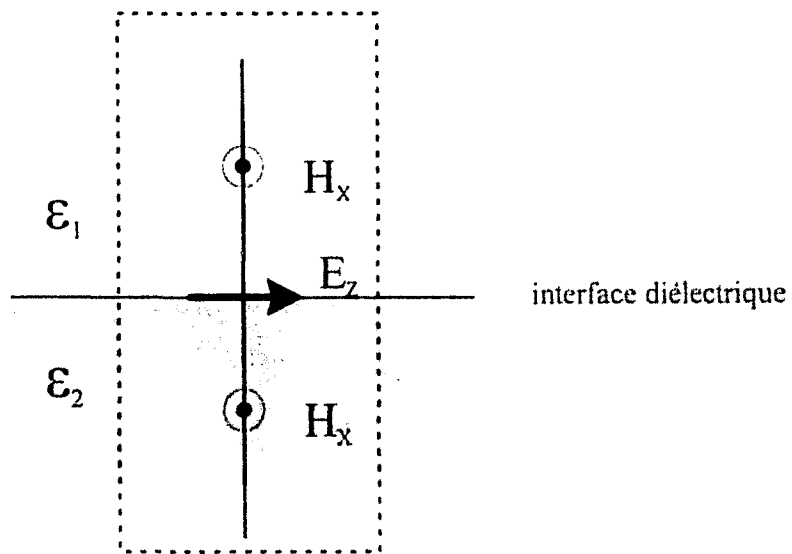


Figure II-15 : Continuité des composantes tangentielles du champ électrique et des composantes normales du champ magnétique au niveau d'une interface diélectrique.

IV - 1 - b. Conditions aux limites

Le problème majeur en modélisation électromagnétique réside dans la simulation de l'espace ouvert. En effet, pour des raisons évidentes d'encombrement mémoire et de temps de calcul, le maillage doit être limité dans l'espace. Parmi l'ensemble des méthodes exposées dans la littérature permettant une limitation du domaine de calcul, nous nous sommes orientés vers l'emploi d'absorbants mathématiques. Basée sur les travaux de Enquist et Majda, la méthode consiste à déterminer les composantes tangentielles du champ électrique sur les limites du domaine de calcul à partir de la résolution de l'équation d'onde suivant la direction normale à la frontière considérée [33]. Appelée communément 'condition de Mur au premier ordre', elle se traduit par l'équation suivante :

$$\left(\bar{n} \cdot \bar{\nabla} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t} \right) \cdot (\bar{n} \wedge \bar{E}) = \bar{0} \quad \text{II-20}$$

où \bar{n} est le vecteur unitaire normal à la frontière considérée

v représente la vitesse de propagation de l'onde suivant la direction normale à cette frontière.

Contrairement aux études en régime impulsionnel qui nécessitent l'emploi d'absorbants d'ordres supérieures ou de superabsorbants, nous nous sommes limités à la condition de Mur au premier ordre, suffisante dans le cadre de cette étude en régime harmonique.

IV - 1 - c. Conditions aux interfaces diélectriques

La présence de matériaux de nature différente entraîne une hétérogénéité des structures étudiées. La continuité des composantes tangentielles du champ électrique et des composantes normales du champ magnétique doit être respectée à l'interface entre deux milieux de permittivités diélectriques différentes (**figure II-15**). La transcription de ces conditions dans le code de calcul en F.D.T.D. implique qu'à l'interface, se trouve un milieu virtuel dont les caractéristiques sont les suivantes [34]:

$$\epsilon_{r\text{int}} = \frac{\epsilon_{r1} + \epsilon_{r2}}{2} \text{ et } \sigma_{\text{int}} = \frac{\sigma_1 + \sigma_2}{2} \quad \text{II-21}$$

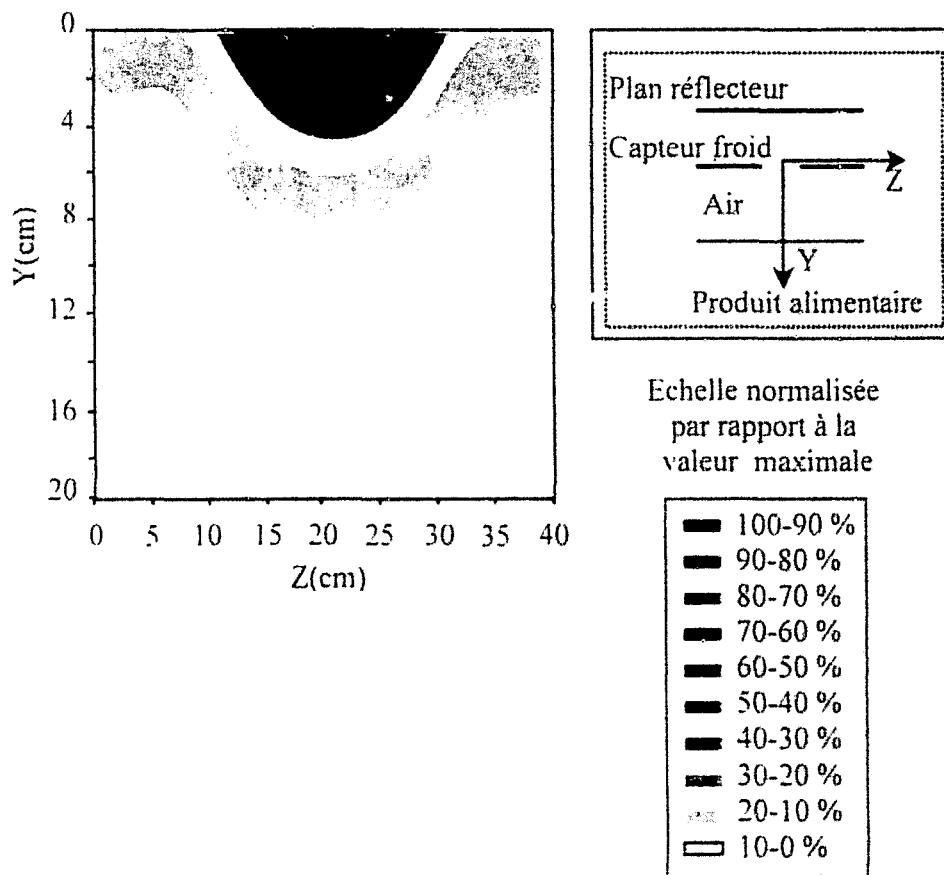
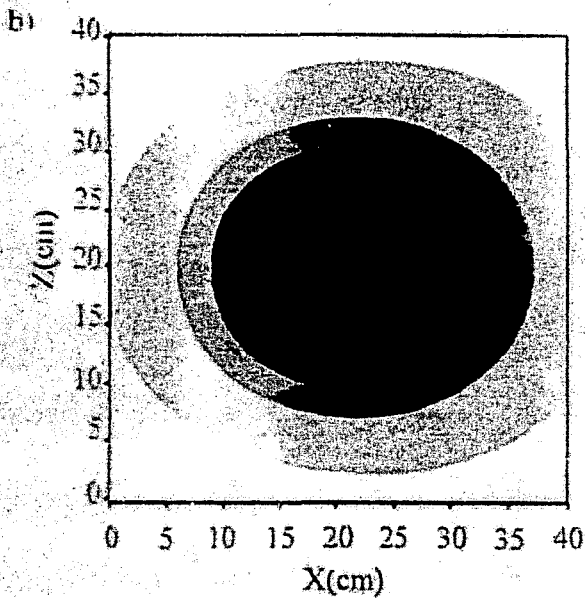
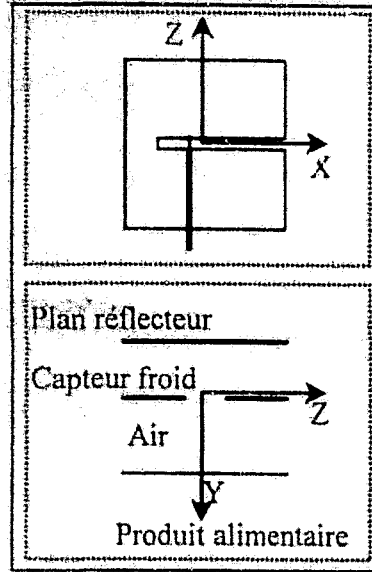
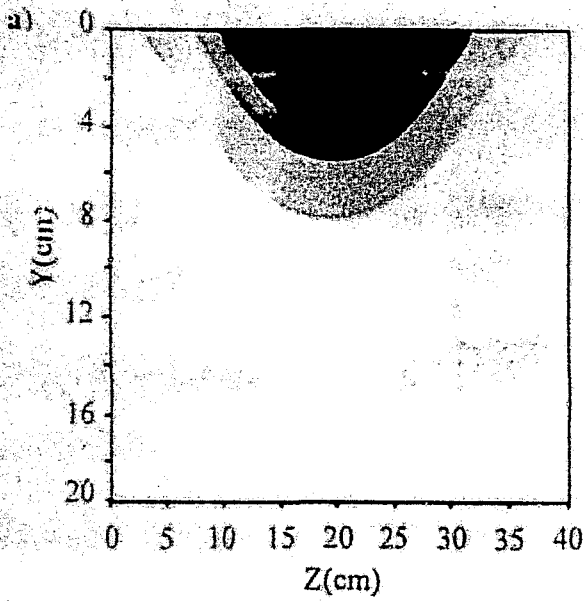


Figure II-16 : Diagramme de réception obtenu a partir du modele 2D.-F.D.T.D. dans le plan plan ZY



Echelle normalisée
par rapport à la
valeur maximale

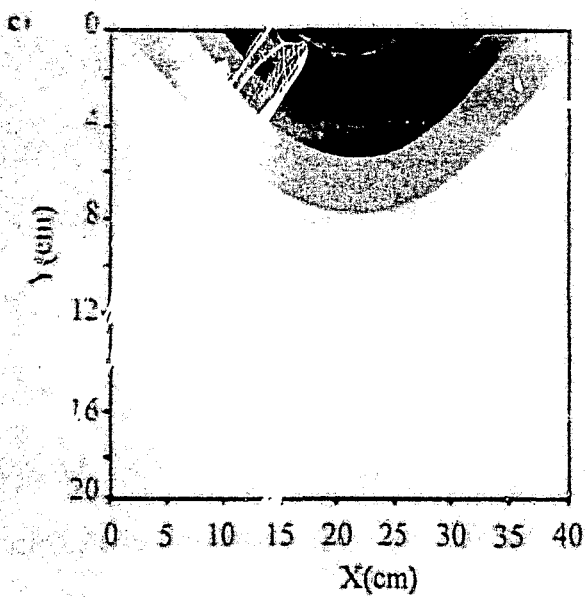
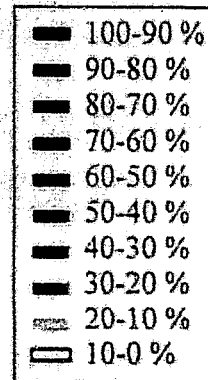
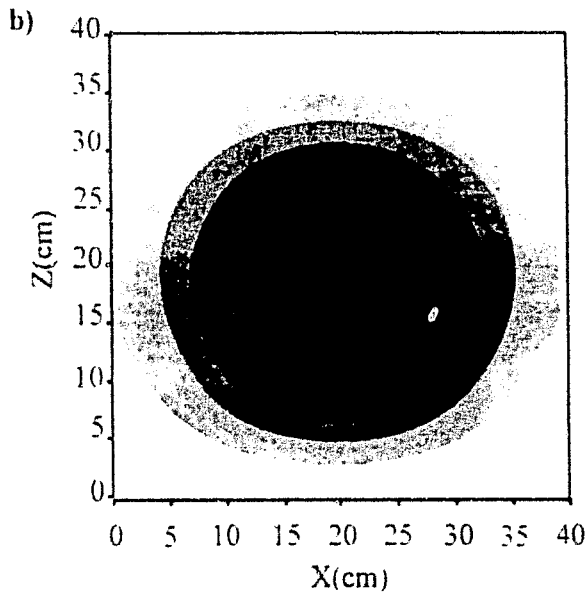
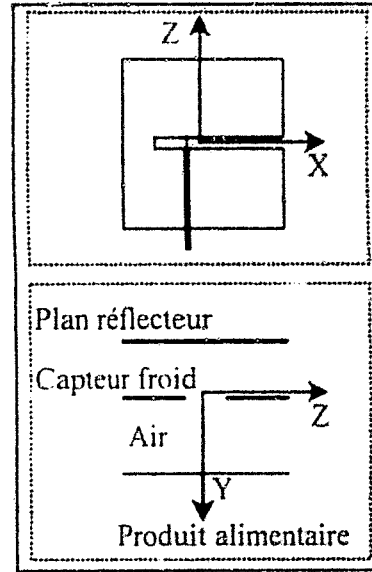
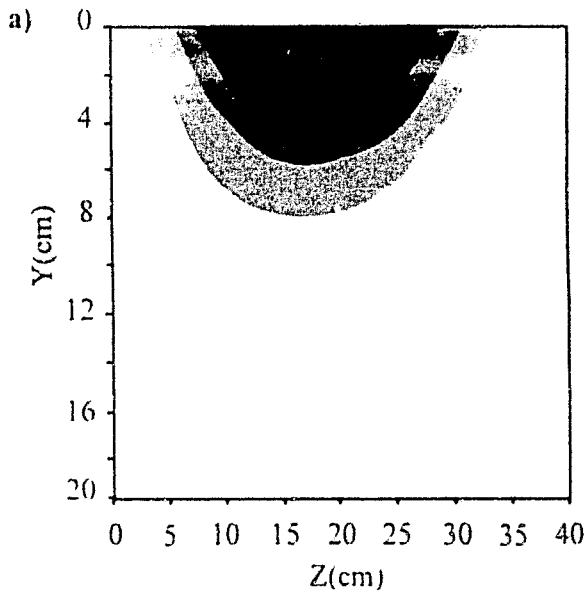


Figure II-17 : Diagramme de réception obten. par la méthode des moments (E.F.I.E.) :
a) plan ZY b) plan XZ c) plan XY



Echelle normalisée
par rapport à la
valeur maximale

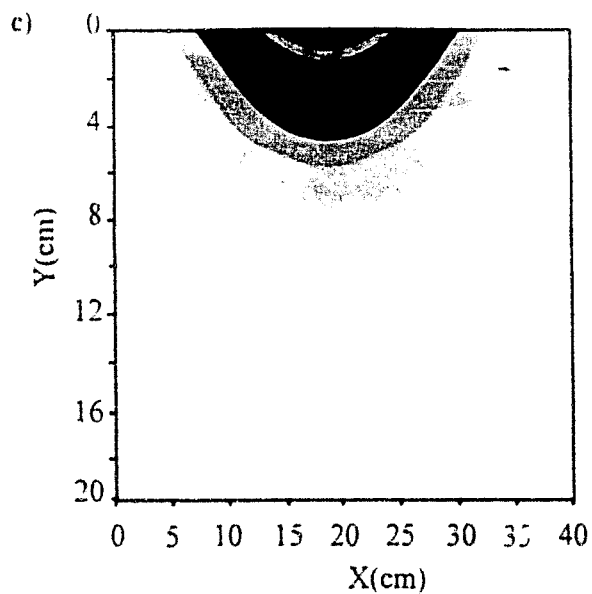
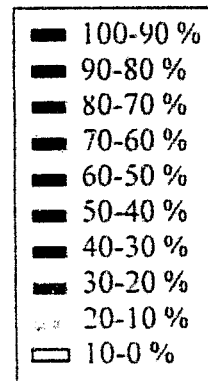


Figure II-18 : Diagramme de réception obtenu à partir du modèle 3D.-F.D.T.D:
a) plan ZY b) plan XZ c) plan XY

Nous considérons que les parties métalliques ont une épaisseur nulle et une conductivité électrique infinie. Ceci entraîne la nullité des composantes tangentielles électriques et normales magnétiques au niveau du métal.

$$\vec{n} \wedge \vec{E} = \vec{0} \text{ et } \vec{n} \cdot \vec{H} = 0 \quad \text{II-22}$$

IV - 1 - d. Choix de l'excitation

La structure étudiée est excitée par une source de champ électrique sinusoïdale (composante E_z du champ électrique), placée dans l'ouverture du capteur :

$$E_z = E_0 \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot n \cdot \Delta t) \quad \text{II-23}$$

Où E_0 est l'amplitude du champ électrique d'excitation

f est la fréquence

Δt le pas temporel

et n l'indice d'incrément temporel.

Une condition à respecter lors des calculs est l'utilisation d'un nombre minimum d'itérations temporelles afin d'atteindre l'état stationnaire. Compte tenu de la fréquence de travail égale à 1,575 GHz et du pas temporel choisi de $1,5 \cdot 10^{-12}$ secondes, le nombre d'itérations choisi est en général de l'ordre de 5000.

IV - 2. Validation du modèle 2D

Nous présentons sur les **figures II-16 à II-18** une comparaison entre les diagrammes de réception d'un capteur froid déterminés à partir de modèles basés sur la 2D.-F.D.T.D., sur la méthode des moments (résolution de l'E.F.L.E.) ainsi que ceux obtenus par l'intermédiaire d'un code de calcul 3D.-F.D.T.D. (dans le cadre du travail de DEA de Mr Carlier) [35]. Le cas traité concerne une situation rencontrée sur site industriel. Un capteur froid a été placé à 4 cm d'un produit alimentaire constitué de frites surgelées (autour de -10°C). Un plan

métallique a été placé au dessus du capteur à 5,2 cm de distance afin de simuler le plan réflecteur d'un boîtier métallique.

Nous observons un bon accord entre les résultats tirés du modèle 3D.-F.D.T.D. et de la méthode des moments dans les différents plans. Le modèle basé sur la 2D.-F.D.T.D. donne des résultats acceptables dans une région située au voisinage de l'axe du capteur.

Conclusion :

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté les limitations rencontrées, sous certaines conditions d'environnement, lors de l'utilisation de capteurs en structure plaquée pour la mesure de température par radiométrie microonde. Un nouveau type de capteur, le capteur 'froid', dont les caractéristiques électromagnétiques sont quasiment indépendantes de sa température, a été mis au point. Ce capteur a fait l'objet d'un dépôt de brevet ainsi que d'un transfert de technologie, relatif aux applications agroalimentaires, au même titre que le radiomètre à double référence interne de température.

Deux modèles électromagnétiques ont été développés. Le premier, basé sur la résolution de l'équation intégrale en champ électrique (E.F.I.E.), s'applique à des configurations simples (structures multicouches). Il donne accès à l'évolution fréquentielle du coefficient de réflexion ainsi qu'au diagramme de réception du capteur radiométrique. Utilisé comme outil de C.A.O., ce modèle semi-analytique permet d'optimiser les dimensions des capteurs en fonction des spécificités souhaitées.

En nous appuyant sur des hypothèses validées à partir de résultats tirés de ce modèle, nous avons également mis en œuvre un code de calcul basé sur la résolution numérique des équations de Maxwell (2D.-F.D.T.D.) permettant de modéliser des structures très hétérogènes. Ce choix a été effectué afin de travailler avec des ressources informatiques raisonnables (temps de calcul de l'ordre de quelques minutes). Celui-ci a été validé par comparaison de résultats obtenus à partir de la méthode des moments et d'un code de calcul 3D.-F.D.T.D..

A l'aide de ce modèle 2D.-F.D.T.D., nous avons étudié (dans le chapitre III) des structures de géométrie complexe afin de déterminer le diagramme de réception du capteur radiométrique dans des configurations proches de celles rencontrées lors des campagnes de mesures. De plus il permet de déterminer la température radiométrique d'un corps dont le profil thermique est connu a priori.

Bibliographie

[1] V. Sagot-Tessier

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

Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille. Décembre 1997.

[2] C. Vanoverschelde

'Dispositif radiométriques pour usage industriel et médical : réalisation et modélisation d'une nouvelle génération d'antenne-capteur.'

Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Décembre 2000.

[3] A. Van der Vorst

'Transmission, propagation et rayonnement'

Bibliothèque des Universités – Physique, 1995.

[4] A. Mamouni

'Radiométrie microonde en champ proche – Applications médicales (Thermographie Microonde).'

Doctorat Es-Sciences Physiques, Université des Sciences et Techniques de Lille Flandres Artois, Mai 1988.

[5] M. Chivé

'Methods of hyperthermia control'

Éditions Springer-Verlag, Berlin Herdoberg, 1990.

[6] 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.

[7] L. Dubois, J.L. Lecreart, 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.

[8] 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.

[9] **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.

[10] **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.

[11] **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.

[12] **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.

[13] **I.J. Bahl, S. S. Stuchly, M.A. Stuchly**

'A new microstripslot radiator for medical applications.'

IEEE Trans. Microwave theory and techniques, Vol MTT-28, N° 12, pp 1464-1468, December 1980.

[14] **R. Ledec**

'Etude, réalisation et essai de modélisation de capteurs et d'applicateurs micro-ondes en structure plaquée.'

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

[15] **J. Bera**

'Contribution à la modélisation numérique et à la caractérisation expérimentale de structures plaquées rayonnantes de type patch par l'approche dans le domaine spectral - applications à l'hyperthermie micro-onde.'

Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, 1990.

[16] **C. Michel**

'Contribution au développement de nouveaux applicateurs en structure plaquée utilisés en hyperthermie micro-onde contrôlée par radiométrie micro-onde.'

Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, 1996.

[17] **V. Thomy**

'Conception et modélisation des applicateurs fentes annulaires pour hyperthermie microonde contrôlée par radiométrie microonde.'

D.E.A. d'électronique de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Juillet 1997.

[18] D. Depretz

'Modélisation et caractérisation électromagnétiques et thermiques de nouveaux applicateurs en structure filaire pour hyperthermie microonde contrôlée par radiométrie microonde : application en cancérologie et urologie'

Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Septembre 1997.

[19] J.C. Camart

'Contribution à l'étude des effets thermiques induits par les micro-ondes : application à la thérapie endocavitaire et à l'élaboration de céramiques sous électrothermie micro-
onde.'

Habilitation à Diriger des Recherches, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2000.

[20] A. Dietsch

'Modélisation et caractérisation électromagnétiques et thermiques de nouveaux applicateurs en structure filaire pour hyperthermie microonde: applications en cancérologie et oto-rhino-laryngologie.'

Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Décembre 2001.

[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] P. Kabacik, M. E. Bialkowski

'The Temperature Dependence of Substrat Parameters and Their Effect on Microstrip Antenna Performance'

IEEE Transactions on Antenna and Propagation, Vol 47, N°6, Juin 1999.

[23] L. Dubois, M. Chivé

'Transducteur d'émission-réception d'énergie radioélectrique hyperfréquence.'

Brevet français N° 9714925. 1997.

[24] 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 des Sciences et Technologies de Lille, 1991.

[25] M. Drissi

'Méthodes numériques fréquentielles, applications aux antennes imprimées.'

Journée thématique sur les antennes, 10^{èmes} Journées Nationales Microondes, 1997.

[26] T. Itoh

'Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures.'

A. Wiley – Interscience publication, John Wiley & sons, 1989.

[27] **T. Itoh**

'*A Full-wave Analysis Method for Open Microstrip Structures.*'

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

[28] **W.X. Zhang**

'*Engineering electromagnetism : functional methods.*'

Published by Ellis Horwood limited, 1991.

[29] **M.L. 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.

[30] **K. Ravard, R. Gillard, J. Citerne**

'*A rigorous analysis of conformal microstrip antennas using the FDTD method in curvilinear coordinates.*'

Annales de Télécommunication, 54, n°1-2, pp 19-29, 1999.

[31] **K. S. Yee**

'*Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media.*'

IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Vol. 14, n°3, Mai 1996, pp 302-307.

[32] **A. Taflov, M.E. Brodwin**

'*Numerical solution of the steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell's equations.*'

IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-38, n°6, Juin 1990, pp 623-630.

[33] **G. Mur**

'*Absorbing boundary conditions for the finite difference approximation of the time electromagnetic field-equations.*'

IEEE Trans. On Electromagnetic Compatibility, Vol 23, n°4, Novembre 1981, pp 377-382.

[34] **P.Y. Cresson**

'*Contribution à la modélisation des applicateurs en structure plaquée par la méthode des différences dans le domaine temporel : application à la thermométrie contrôlée par radiométrie microonde.*'

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

[35] **J. Carlier**

'*Modélisation d'applicateurs planaires pour thermosplatie microonde.*'

Diplôme d'Etudes Approfondies, Instrumentation et Analyses Avancées, EUDIL, Juin 2001.

Chapitre 3 :

Applications biomédicales et industrielles

Chapitre III : Applications biomédicales et industrielles

Introduction

Dans ce troisième et dernier chapitre, nous présentons les résultats obtenus lors de différents projets menés sur sites hospitaliers et industriels. Comme nous le verrons par la suite, la température est une information d'un très grand intérêt aussi bien pour les praticiens hospitaliers que pour les industriels, notamment dans le secteur de l'agroalimentaire.

Dans un premier temps, nous détaillons le protocole d'étude clinique, auquel nous avons participé, qui s'est déroulé au Centre d'Investigation Clinique du C.H.R.U. de Lille. Cette étude, menée sur 14 sujets volontaires, avait pour principal objectif de valider la technique de mesure de température par radiométrie microonde en la comparant à celles habituellement obtenues à l'aide d'appareils certifiés. Les résultats ont été analysés à partir de traitements statistiques suivis d'une interprétation de l'information radiométrique à l'aide de modèles électromagnétiques.

Dans un second temps, nous présentons les investigations que nous avons entreprises dans le secteur agroalimentaire. Elles nous ont permis, d'une part d'adapter le matériel de laboratoire aux conditions souvent extrêmes régnant au sein de l'environnement de mesure, et d'autre part de démontrer la pertinence et la complémentarité de l'information radiométrique par rapport aux techniques de mesure habituelles (thermocouple, infrarouge).

I. Mesure de la température corporelle chez l'homme

I - 1. Contexte scientifique

La mesure de la température corporelle donne une information clé pour de nombreuses études cliniques. Elle rentre également dans le cadre du diagnostic et de la surveillance de nombreuses pathologies[1-9]. Ainsi, le rythme circadien, correspondant à un cycle de 24

heures (comprenant une journée et une nuit), est à la base du rythme faisant alterner la veille et le sommeil. Régé par un métronome biologique situé dans le cerveau au niveau de l'hypothalamus, ce cycle est corrélé à une variation de la température du corps. L'allure de cette variation, proche d'une sinusoïde, est caractérisée par des paramètres tels que l'amplitude et la phase. Un dysfonctionnement du rythme biologique, dû aussi bien à des facteurs médicaux, environnementaux que sociaux, peut être révélé par la mesure de ces paramètres. L'enregistrement circadien de la température apporte donc une aide précieuse en chronobiologie.

Les techniques de mesure de température les plus couramment utilisées chez l'homme, reposent sur l'emploi de thermosondes, de thermocouples, de fibres optiques ou de capteurs infrarouges. Celles-ci ont pour inconvénients de ne donner qu'une information ponctuelle, superficielle et sont parfois traumatisantes. Les thermomètres utilisant un thermocouple sont facilement utilisables (grâce à la miniaturisation des sondes) et peuvent être placés en de nombreux points du corps humain, les plus sollicités étant le rectum, l'œsophage, la bouche et le creux axillaire.

Cependant, ces différentes techniques et les localisations des points de mesure reflètent plus ou moins bien la température centrale de l'individu. Actuellement, la température rectale est considérée par tous les cliniciens comme étant la meilleure référence de la température centrale. Toutefois, la variation de la température rectale chez l'Homme présente une certaine inertie par rapport à celle de la température centrale située au niveau de l'hypothalamus, considéré comme le centre régulateur de la température corporelle. En d'autres termes, une variation de la température du cerveau est perçue avec quelques heures de retard au niveau du rectum. C'est pourquoi d'autres localisations de mesure ont été recherchées. Par exemple, l'artère carotide qui irrigue l'hypothalamus passe à proximité de la membrane du tympan. Ainsi, la technique de mesure par infrarouge (thermomètre tympanal), moins invasive, s'est beaucoup développée, bien que de nombreux travaux aboutissent, sur ce sujet, à des conclusions contradictoires, tant au niveau de la validation de cette température tympanale comme température centrale qu'au niveau de la précision de cette technique comparée aux méthodes conventionnelles [10-12]. L'accès à la température centrale par mesure de la température tympanale par infrarouge est donc loin d'être acceptée.

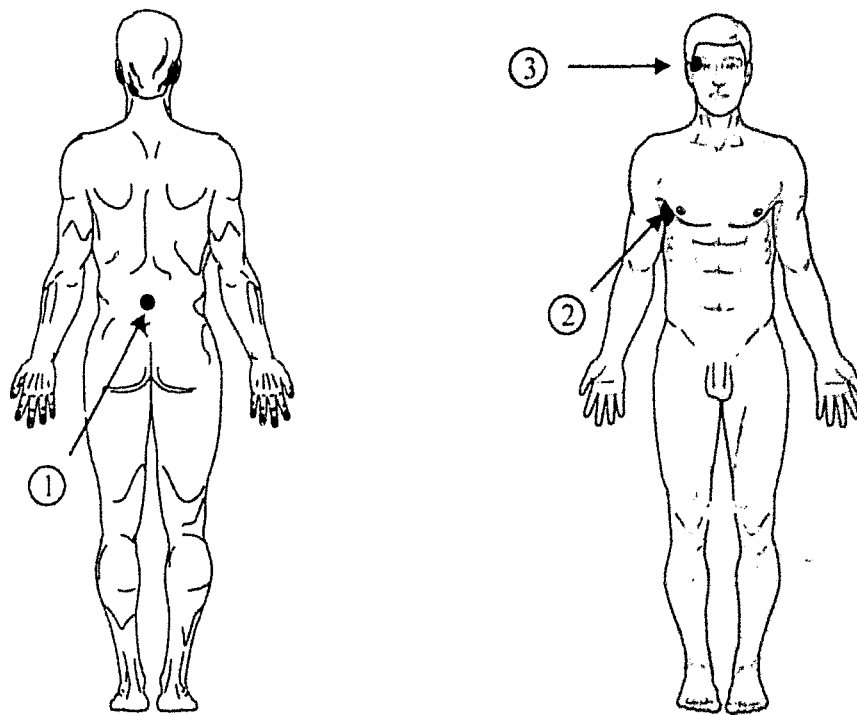


Figure III-01 : Positions du capteur radiométrique retenues pour les trois sessions de mesure de température:

- 1 : position sacro-coccygienne
- 2 : position axillaire
- 3 : position temporelle

La radiométrie microonde peut apporter, dans ce cas particulier, une réponse originale et une aide conséquente à l'étude des cycles thermiques. Elle pourrait permettre également 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.

I - 2. Protocole d'étude clinique d'un appareil de mesure de la température : Tempil 1

I - 2 - a. Objectif de l'étude

L'objectif principal de l'étude était de démontrer la faisabilité et la cohérence des températures mesurées chez l'Homme par radiométrie microonde, puis d'évaluer la précision et la répétitivité des mesures réalisées [13].

L'ensemble de cette étude s'est déroulée au Centre d'Investigation Clinique, dont les moyens humains et techniques proviennent du soutien du Centre Hospitalier Régional et Universitaire de Lille et de l'Institut National de la Santé et de la Recherche Médicale. Ces moyens lui permettent d'être agréé comme lieu de recherche sans bénéfice direct selon le Code de la Santé Publique. Ce centre représente un outil mis à la disposition de la communauté hospitalo-universitaire. Les chercheurs cliniciens peuvent réaliser, dans le strict respect des contraintes actuelles médico-légales et avec l'aide de l'environnement technique et humain du C.I.C., des projets qu'il serait difficile ou impossible à mettre en œuvre dans un environnement dédié habituellement aux soins cliniques. Il est à noter que, outre l'aide technique, le C.I.C. apporte un soutien particulièrement utile au dépôt de projets au niveau des multiples instances (Comité Consultatif de Protection des Personnes se prêtant à la Recherche Biomédicale, A.F.F.S.A.P.S., Direction générale à la Santé ou Direction des Hôpitaux, Commission Nationale Informatique et Libertés).

Le protocole de recherche défini conjointement avec le C. I. C. comprend, d'une part, des critères stricts d'inclusion et de non-inclusion des 14 sujets masculins volontaires, vérifiés lors d'un examen clinique effectué par un médecin, et d'autre part, un descriptif précis du suivi et du déroulement de l'étude [13]. La séance se décompose en trois sessions de 21 minutes chacune. Nous comparons la température radiométrique, prise au niveau de trois localisations différentes (jonction sacro-coccygienne, aisselle, tympan) (**figure III-01**), avec

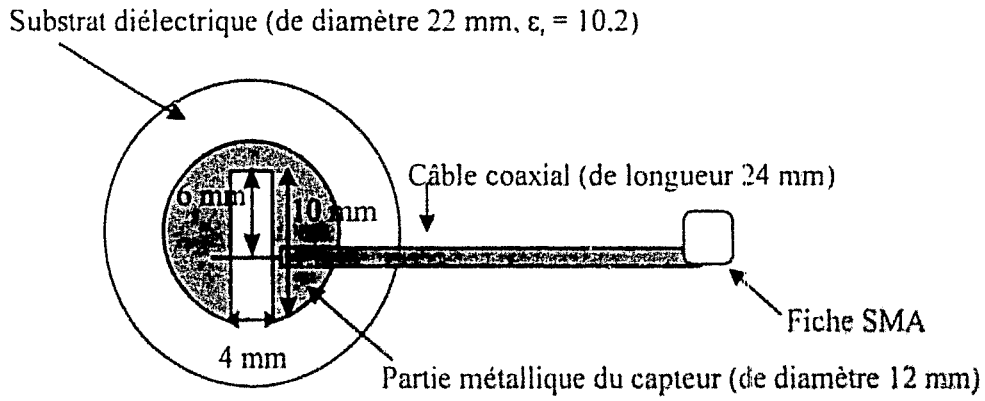


Figure III-02 : Capteur radiométrique utilisé lors du protocole Tempil 1.

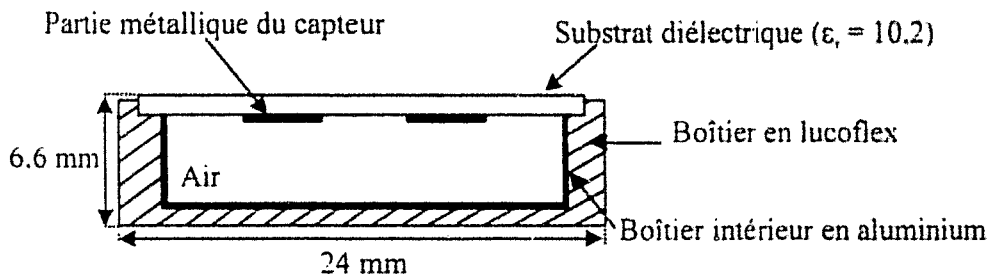


Figure III-03 : Coupe transversale du capteur ci-dessus placé dans son boîtier.

celles fournies par trois appareils de référence couramment utilisés dans le milieu hospitalier et de sensibilité égale à 0,1 °C :

- sonde rectale (Squirell CB25QZ, Grant Instruments, Barrington Cambridge, England), dont la donnée sera notée température rectale
- sonde axillaire (thermocouple relié à un enregistreur développé par Mr. Logier de l'Institut de Technologie Médicale)
- thermomètre tympanal (Instant Thermometer IRT 2020, Thermoscan, San Diego, CA USA)

Ainsi, au cours de la session I, nous enregistrons les températures provenant de la sonde rectale et du capteur radiométrique positionné à la jonction sacro-coccygienne. Lors de la session II, nous relevons les températures données par les sondes rectale, axillaire et par le capteur radiométrique placé sous l'aisselle. Et enfin, durant la session III, nous notons les informations issues de la sonde rectale, du thermomètre infrarouge tympanique et du capteur radiométrique situé au niveau du tympan.

Les mesures radiométriques ont été effectuées au moyen d'un radiomètre présentant une bande passante de 500 MHz autour de 3,2 GHz dont les principales caractéristiques ont été présentées au chapitre I (**figure I-05**). Le capteur utilisé a été réalisé à partir d'un film de cuivre déposé sur un substrat diélectrique de permittivité relative $\epsilon_r = 10,2$ et d'épaisseur 1,27 mm (**figure III-02**). Afin de confiner son lobe de réception au sein de la zone corporelle sous investigation, le capteur a été inséré dans un boîtier métallique (**figure III-03**). Ce dernier est composé de deux parties : un premier boîtier en lucoflex de 24 mm de diamètre extérieur renferme un deuxième boîtier en aluminium. Lors des mesures, le substrat est déposé sur la peau du sujet. Ce capteur a un poids de l'ordre de 2 g et est relié à un câble de 24 mm de longueur.

Un relevé fréquentiel du coefficient de réflexion a été effectué lorsque le capteur est placé au contact du ventre d'un adulte (**figure III-04**). Dans la bande passante du radiomètre, nous notons une bonne adaptation puisque la valeur moyenne du coefficient de réflexion est de -12,6 dB.

I - 2 - b. Certification du dispositif radiométrique aux normes européennes

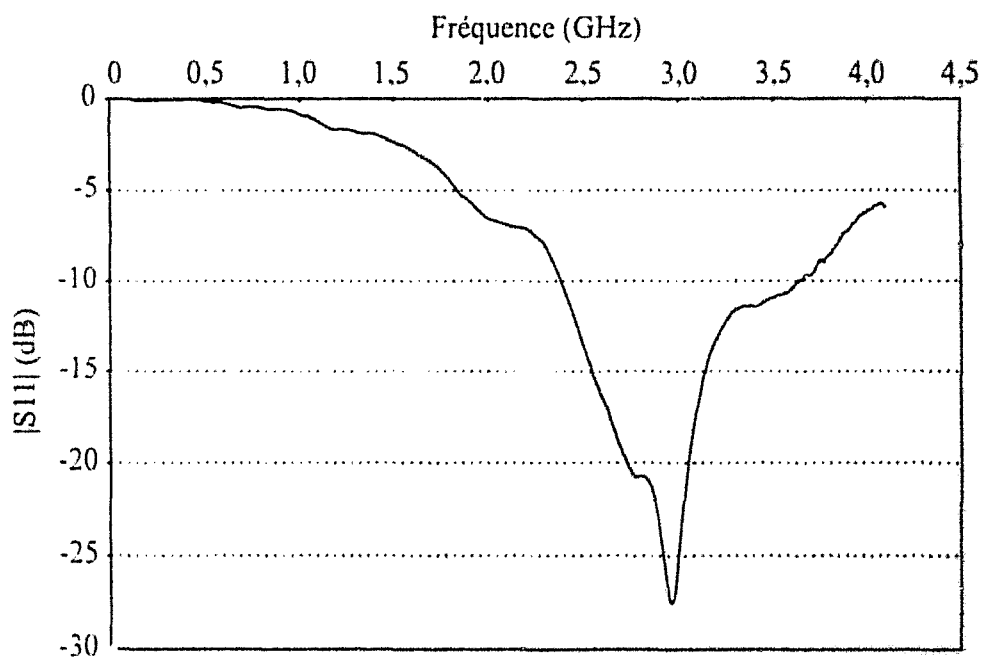


Figure III-04 : Relevé fréquentiel du coefficient de réflexion du capteur utilisé pour le protocole Tempil 1 : capteur positionné sur le ventre d'un adulte.

Une étape préalable au déroulement du protocole sur site clinique a été l'obtention d'un certificat de conformité du système radiométrique comprenant la protection contre les risques de chocs électriques ainsi que les respects des normes de compatibilité électromagnétique. Le laboratoire de l'APAVE de Mont Saint Aignan (Rouen) a effectué l'ensemble des tests.

Compte tenu du protocole dans lequel le radiomètre est utilisé, la réglementation européenne appliquée, pour des environnements correspondant à des appareils électro-médicaux, concerne la directive 'Dispositifs Médicaux' 93/42/CEE et la directive 'CEM' 89/336/CEE. Le programme des tests subis par le radiomètre et le capteur comprend l'évaluation de la sécurité électrique, l'examen et les mesures de compatibilité électromagnétique concernant l'émission conduite, rayonnée et l'immunité aux transitoires et aux décharges électrostatiques (d'après les normes EN 60601-1 1998 et EN 60601-1-2 1993).

L'examen de sécurité électrique comprend trois étapes différentes. Tout d'abord 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. Enfin la tenue en tension a été testée en appliquant une tension de 1500 V pendant une minute entre la phase et la masse puis entre le neutre et la masse. Lors de cette manipulation aucun claquage n'a été observé, le filtre secteur ayant été déconnecté.

L'examen de compatibilité électromagnétique comprend également plusieurs étapes. Les tests d'immunité conduite aux décharges électrostatiques ont été réalisés en provoquant des décharges de 3 kV au contact de la carcasse de l'appareil, 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 au moyen d'une antenne positionnée à 3 m de la face avant du radiomètre et reliée à un analyseur de spectre qui mesure le bruit ambiant et le rayonnement du radiomètre entre 30 MHz et 1 GHz.

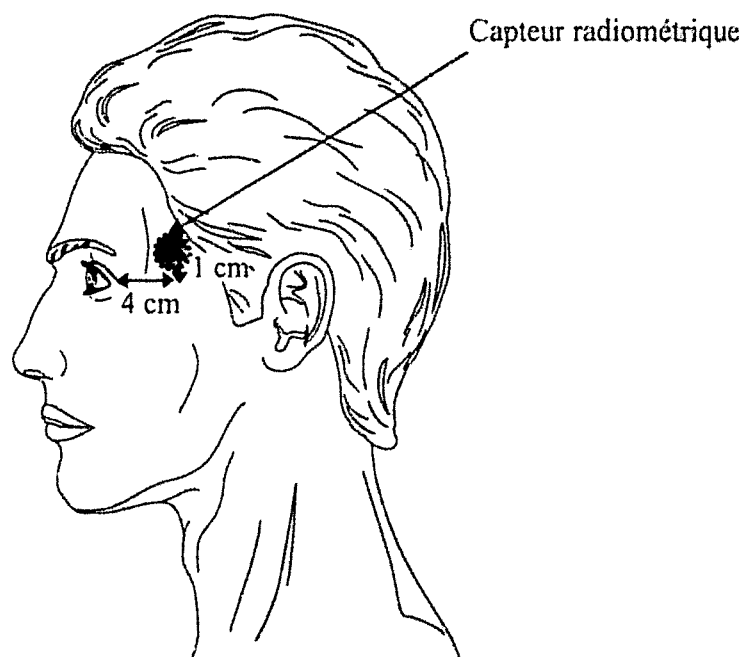


Figure III-05 : Positionnement du capteur radiométrique au niveau tympanique retenu pour la session I.

FICHE DE RECUEIL DES TEMPERATURES

Session II

Localisations :

		Sonde Squirell	Radiomètre	T° axillaire
		Rectum	Aisselle	Aisselle
Heure :				
T0	14h 30min 00sec	-	-	-
T1	14h 33min 00sec	37,06	36,7	36,5
T2	14h 36 min 00sec	37,05	37,5	36,9
T3	14h 39min 00sec	37,04	37,6	37,0
T4	14h 42min 00sec	37,02	37,6	37,1
T5	14h 45min 00sec	37,02	37,6	37,2
T6	14h 48min 00sec	37,00	37,6	37,2
T7	14h 51min 00sec	36,99	37,5	37,2
T8	14h 54min 00sec	37,01	37,5	37,2

3 minutes entre chaque Ti

Figure III-06 : Exemple de fiche de recueil de températures pour un patient lors d'une session

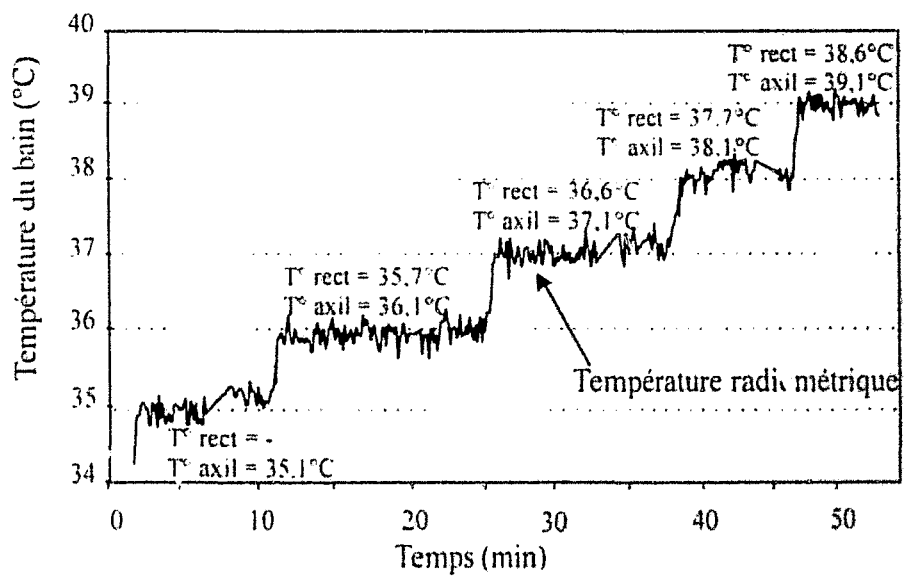


Figure III-07 : Correspondances en température entre les divers appareils de mesure (à partir d'un bain thermostaté).

AVERTISSEMENT AU LECTEUR

**CETTE THESE A ETE MICROFICHEE CONFORMEMENT A L'OUVRAGE
EXPEDIE A L'A.N.R.T.. CERTAINES PAGES DE CE DOCUMENT, SIGNEES
CI-DESSOUS, SONT EN PARTIE OU TOTALEMENT ILLISIBLES :**

CERTAINES PAGES (ex. : page(s)) 65

O - CERTAINES FIGURES (ex. : page(s))
O - CERTAINS SCHEMAS (ex. : page(s))
O - CERTAINS TABLEAUX (ex. : page(s))

LES ANNEXES (ex. : page(s))

LES ARTICLES EN ANGLAIS (ex. : page(s))

DOCUMENT DE MEDIOCRE QUALITE REPROGRAPHIQUE :

- O - IMPRESSION GRISE (ex. page(s))
- O - IMPRESSION IRRÉGULIÈRE (ex. page(s))
- O - DEFAUTS D'IMPRESSIO: (ex. page(s))
- O -

PAGE(S) MANQUANTE(S)

REMARQUES :

- O - PAGINATION INCOHERENTE
- O -

NOS MOYENS TECHNIQUES NE NOUS PERMETTENT PAS DE MICROFICHER
..... DOCUMENT(S) HORS FORMAT

Le rapport d'examen de l'APAVE [14] permet de tirer les conclusions suivantes : conformité correcte de la protection du produit contre les chocs électriques et respect des normes de compatibilité électromagnétique. Le système radiométrique a donc pu être utilisé sur site clinique.

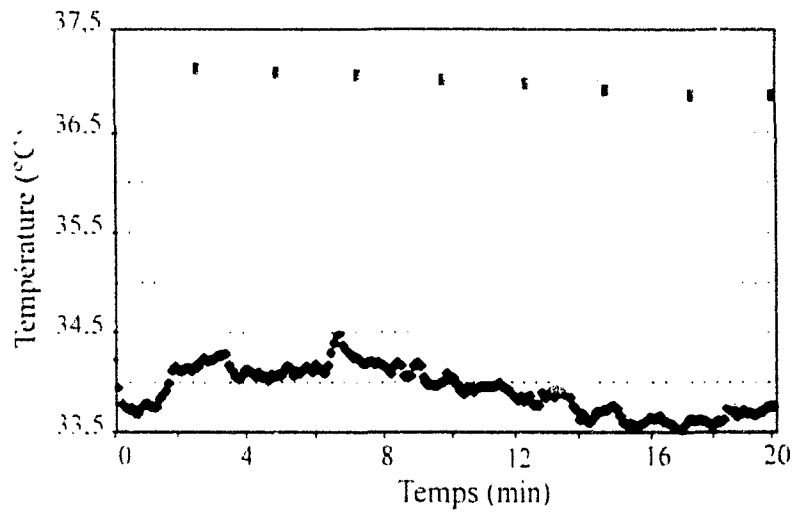
1 - 2 - c. Méthodologie de l'étude

Lors de la première session, le sujet est allongé sur le côté et le capteur radiométrique est posé sur la peau à la jonction sacro-coccygienne. La sonde rectale est mise en place, en mode mesure durant la totalité de la séance [13]. Après 21 minutes, le sujet passe en position allongée sur le dos et le capteur radiométrique ainsi que la sonde axillaire sont placés sur la peau au niveau du creux axillaire, maintenus par une mousse isolante afin d'assurer un bon contact avec la peau. Enfin, lors de la troisième et dernière session, les températures tympaniques sont relevées à l'aide du capteur radiométrique ainsi qu'à partir du thermomètre infrarouge tympanal. Le capteur radiométrique est cette fois-ci placé sur la tempe droite à environ quatre centimètres de l'angle externe de l'œil à partir d'une ligne horizontale et à un centimètre au-dessus de cette ligne (repère externe pouvant correspondre à la localisation approximative de l'hypothalamus) (**figure III-05**). Le contact avec la tempe est assuré par une bande élastomère entourant la tête du patient.

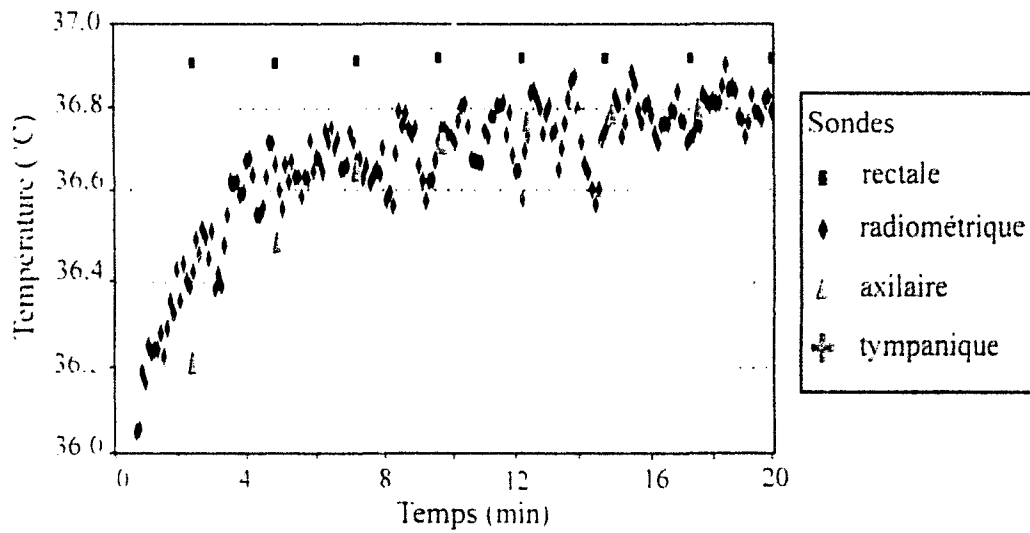
La fréquence d'acquisition des sondes rectales et axillaires correspond à une mesure de température toutes les minutes. Elle est par contre d'une mesure toutes les 6 secondes pour le dispositif radiométrique. Pour chacun de ces trois appareils, la moyenne des températures enregistrées est calculée sur trois minutes alors que la température tympanale infrarouge est relevée ponctuellement toutes les trois minutes. L'ensemble de ces températures relevées ont été inscrites sur des fiches individuelles et anonymes (**figure III-06**). Pendant toute la durée des mesures, la température et l'hygrométrie de la chambre sont également consignées dans le cahier d'observation du sujet.

Un étalonnage de chaque appareil a été effectué avant chaque session en plongeant simultanément sondes et capteur dans un même bain thermostaté dont la température a été portée par palier de 35 à 39 degrés (pas de 1 degré) (**figure III-07**). Les pertes de l'ensemble câble-capteur ayant été déterminées, nous avons vérifié la correspondance des températures des différents appareils avec celle du bain. Cette correspondance a été vérifiée en début de

a) Session I



b) Session II



c) Session III

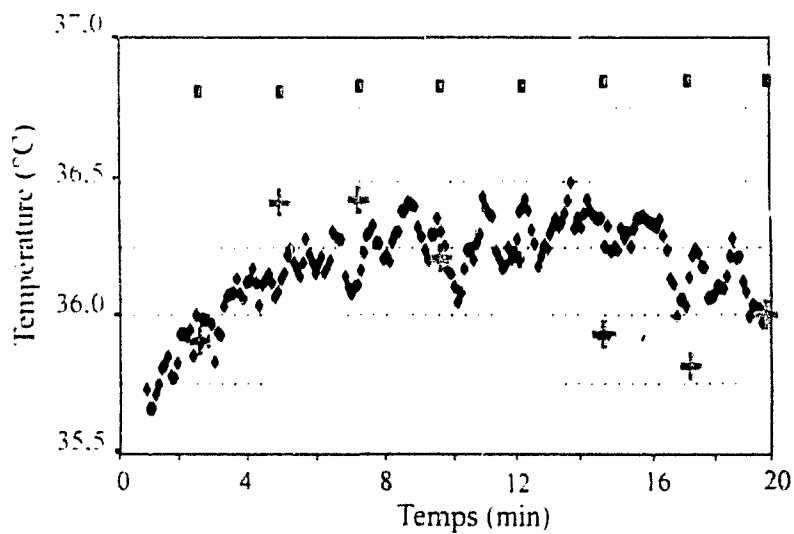


Figure III-08 : Exemple de relevés de températures durant les trois sessions du protocole: a) session I. position sacro-coccygienne
b) session II. position axillaire
c) session III. position temporale

chaque séance. Seul l'appareil infrarouge n'a pu être testé dans les mêmes conditions compte tenu de la différence d'émissivité importante entre le conduit auditif et l'eau. La température équivalente du câble supplémentaire a été fixée à la température ambiante de la chambre hospitalière dans laquelle se trouvait le patient.

I - 2 - d. Résultats et interprétations statistiques

Nous présentons **figure III-08** un exemple de relevé de températures effectué sur un sujet, sachant que les mêmes observations ont été faites sur quasiment tous les sujets. Pour chacune des trois localisations, nous confrontons la mesure radiométrique avec celles fournies par les appareils de référence. Un écart important est observé lors des sessions I et III, notamment entre la température radiométrique (relevée au niveau de la jonction sacro-coccygienne et au niveau tympanique) et la température rectale. La même disparité existe entre la température radiométrique prise dans le creux axillaire et la température tympanale. La présence d'un état transitoire, en début de session II et III, concernant la mesure radiométrique, s'explique par l'échauffement du substrat du capteur au contact de la peau.

L'étude statistique qui suit a été réalisée par le C.I.C. sur la base des données de températures que nous lui avons fourni [15]. 14 sujets volontaires ont participé à cette étude. Pour chacun des sujets, nous avons 3 fiches de recueil de températures (une pour chaque session) qui comportent 8 enregistrements pour chaque appareil de mesure utilisé (**figure III-01**).

Lors de la session I, le capteur radiométrique a été positionné à la jonction sacro-coccygienne, et nous avons comparé les températures rectale et radiométrique (moyennées sur trois minutes). La corrélation a été calculée à partir des 112 valeurs (8 mesures pour 14 patients) relatives aux deux appareils. Le résultat donne un coefficient très faible égal à -0.009.

Nous avons donc calculé les coefficients de corrélation linéaire ainsi que le niveau de signification correspondant (**annexe**) pour chacun des 8 sous échantillons. Ces derniers correspondent aux températures notées à un instant T_i donné (**figure III-06**), du rang 1 au rang 8 (**tableau III-01**). Le meilleur coefficient de corrélation (rang 2) n'étant que de 0,347, nous ne pouvons pas parler de corrélation entre les mesures radiométriques et rectales. Aucune conclusion positive n'apparaît quant à la validité de la technique radiométrique dans ce cas de figure, comme nous pourrions le prévoir au vu de la courbe de la **figure III-08-a**.

Numéro du rang	Température radiométrique	Température rectale
1	Corrélation de Pearson	0,286
	Signification (unilatérale)	0,161
2	Corrélation de Pearson	0,247
	Signification (unilatérale)	0,112
3	Corrélation de Pearson	0,287
	Signification (unilatérale)	0,160
4	Corrélation de Pearson	0,238
	Signification (unilatérale)	0,206
5	Corrélation de Pearson	0,188
	Signification (unilatérale)	0,260
6	Corrélation de Pearson	-0,154
	Signification (unilatérale)	0,300
7	Corrélation de Pearson	-0,152
	Signification (unilatérale)	0,302
8	Corrélation de Pearson	-0,202
	Signification (unilatérale)	0,244

Tableau III-01 : Corrélation (entre les températures rectales et radiométriques lors de la session I), suivant le rang de la mesure.

Numéro du rang	Température axillaire	Température radiométrique
1	Corrélation de Pearson	0,648
	Signification (unilatérale)	0,006
2	Corrélation de Pearson	0,733
	Signification (unilatérale)	0,001
3	Corrélation de Pearson	0,731
	Signification (unilatérale)	0,001
4	Corrélation de Pearson	0,669
	Signification (unilatérale)	0,004
5	Corrélation de Pearson	0,567
	Signification (unilatérale)	0,017
6	Corrélation de Pearson	0,502
	Signification (unilatérale)	0,034
7	Corrélation de Pearson	0,540
	Signification (unilatérale)	0,023
8	Corrélation de Pearson	0,317
	Signification (unilatérale)	0,134

Tableau III-03 : Corrélation (entre les températures axillaires et radiométriques lors de la session II) suivant le rang de la mesure.

Au cours de la session II, trois types de mesures de températures ont été effectués. Le capteur radiométrique ainsi que le thermomètre axillaire ont été placés sur la peau au niveau du creux axillaire, la sonde rectale est restée en place en mode mesure. Comme précédemment, ces températures ont été moyennées sur trois minutes.

Dans un premier temps, les coefficients de corrélation de Pearson deux à deux de ces trois températures ont été calculées sur l'ensemble des 112 points de mesures (**tableau III-02**). Seules les deux températures axillaires (radiomètre et thermomètre axillaire) apparaissent comme corrélées, avec un coefficient de corrélation de 0,689 et un niveau de signification inférieur à 0,001. Par contre la température rectale n'est corrélée ni avec la température radiométrique ni avec la température axillaire.

		Température rectale	Température radiométrique
Température rectale	Corrélation de Pearson	1,000	-0,072
	Signification (unilatérale)	-	0,225
Température axillaire	Corrélation de Pearson	0,088	0,689
	Signification (unilatérale)	0,178	0,000

Tableau III-02 : Corrélations entre les différentes températures enregistrées lors de la session II.

La corrélation entre les températures axillaires et radiométriques a ensuite été confirmée par un calcul portant sur les 8 sous échantillons des 14 sujets. Les résultats sont indiqués dans le **tableau III-03**.

Les corrélations observées sont significatives pour l'ensemble des mesures, excepté pour le dernier rang (n° 8). Ceci est dû à un retrait trop précoce du capteur radiométrique sur quelques sujets, faussant ainsi les mesures de ce rang. Nous observons que les corrélations les plus importantes correspondent aux rangs 2 et 3 et diminuent de manière quasi régulière au cours du déroulement de la session. Ce phénomène peut s'expliquer par l'échauffement au contact de la peau du substrat du capteur. En début de session, le substrat est à température ambiante, puis, après quelques minutes, celui-ci s'échauffe entraînant une augmentation du bruit d'origine thermique émis par le capteur, d'où une dérive lors de la mesure de la température radiométrique.

Numéro du sujet	Température tympanale	Température radiométrique
1	Corrélation de Pearson	-0.482
	Signification (unilatérale)	0.1376
2	Corrélation de Pearson	0.132
	Signification (unilatérale)	0.389
3	Corrélation de Pearson	-0.361
	Signification (unilatérale)	0.190
4	Corrélation de Pearson	0.288
	Signification (unilatérale)	0.244
5	Corrélation de Pearson	0.772
	Signification (unilatérale)	0.012
7	Corrélation de Pearson	0.000
	Signification (unilatérale)	0.500
8	Corrélation de Pearson	0.383
	Signification (unilatérale)	0.198
9	Corrélation de Pearson	0.141
	Signification (unilatérale)	0.369
10	Corrélation de Pearson	0.698
	Signification (unilatérale)	0.027
11	Corrélation de Pearson	0.398
	Signification (unilatérale)	0.164
12	Corrélation de Pearson	-0.483
	Signification (unilatérale)	0.113
13	Corrélation de Pearson	-0.824
	Signification (unilatérale)	0.006
14	Corrélation de Pearson	-0.814
	Signification (unilatérale)	0.007

Tableau III-05 : Corrélation entre les températures tympanales et radiométriques (sujet par sujet).

Au cours de la session III, les mesures ont été effectuées au niveau hypothalamique : mesures radiométriques au niveau de la tempe droite du patient, de la température tympanique relevée par thermomètre infrarouge et de la température rectale. Nous avons continué à enregistrer également la température rectale durant toute la session. Les coefficients de corrélation ont été calculés sur l'ensemble des 112 observations (**tableau III-04**) : la température tympanale est faiblement corrélée avec la température rectale (coefficient de corrélation de 0,210 avec un niveau de signification de 0,015). Il en est de même pour la température radiométrique et la température tympanale.

		Température rectale	Température radiométrique
Température rectale	Corrélation de Pearson	1,000	0,095
	Signification (unilatérale)	-	0,165
Température tympanale	Corrélation de Pearson	0,210	-0,337
	Signification (unilatérale)	0,015	<0,001

Tableau III-04 : Corrélations entre les différentes températures enregistrées lors de la session III.

Si l'on étudie la corrélation entre les températures tympanale et radiométrique (**tableau III-05**), on s'aperçoit que le résultat précédent ne peut être imputé à certains sujets. Pour deux des 14 sujets étudiés, on observe une corrélation significativement positive (sujets 5 et 10) alors que pour deux autres, une corrélation significativement négative (patients 13 et 14) est observée. L'explication de ces résultats est très délicate. Elle pourrait avoir comme origine la difficulté à maintenir un contact satisfaisant entre le capteur et la région tympanale des sujets, difficulté à laquelle nous avons été confrontés lors de cette session.

Une analyse rang par rang n'apporte pas plus d'éclaircissement (**tableau III-06**). Elle confirme la non corrélation entre température radiométrique temporelle et tympanique infrarouge.

Numéro du rang	Température axillaire	Température rectale	Température radiométrique
1	Corrélation de Pearson	0.379	-0.246
	Signification (unilatérale)	0.091	0.198
2	Corrélation de Pearson	0.295	-0,159
	Signification (unilatérale)	0.153	0,293
3	Corrélation de Pearson	-0.123	-0,481
	Signification (unilatérale)	0.337	0,041
4	Corrélation de Pearson	0.142	-0,422
	Signification (unilatérale)	0.314	0.067
5	Corrélation de Pearson	0.135	-0.498
	Signification (unilatérale)	0.323	0.035
6	Corrélation de Pearson	0.235	-0.499
	Signification (unilatérale)	0.210	0.035
7	Corrélation de Pearson	0.294	-0.535
	Signification (unilatérale)	0.154	0.024
8	Corrélation de Pearson	0.330	0.092
	Signification (unilatérale)	0.176	0.401

Tableau III-06 : Corrélation entre les températures axillaires, radiométriques et rectales, lors de la session III.

Numéro du rang	Température axillaire	Température Radiométrique Tau-B de Kendall	Température Radiométrique Rho de Spearman
1	Coefficient de corrélation	0,421	0,523
	Signification (unilatérale)	0,023	0,027
2	Coefficient de corrélation	0,555	0,720
	Signification (unilatérale)	0,004	0,002
3	Coefficient de corrélation	0,6	0,782
	Signification (unilatérale)	0,001	0,000
4	Coefficient de corrélation	0,546	0,722
	Signification (unilatérale)	0,005	0,002
5	Coefficient de corrélation	0,457	0,641
	Signification (unilatérale)	0,013	0,007
6	Coefficient de corrélation	0,410	0,564
	Signification (unilatérale)	0,025	0,018
7	Coefficient de corrélation	0,457	0,013
	Signification (unilatérale)	0,622	0,009
8	Coefficient de corrélation	0,229	0,134
	Signification (unilatérale)	0,298	0,150

Tableau III-07 : Corrélation non paramétrique, entre les températures axillaires et radiométriques (suivant le rang de la mesure).

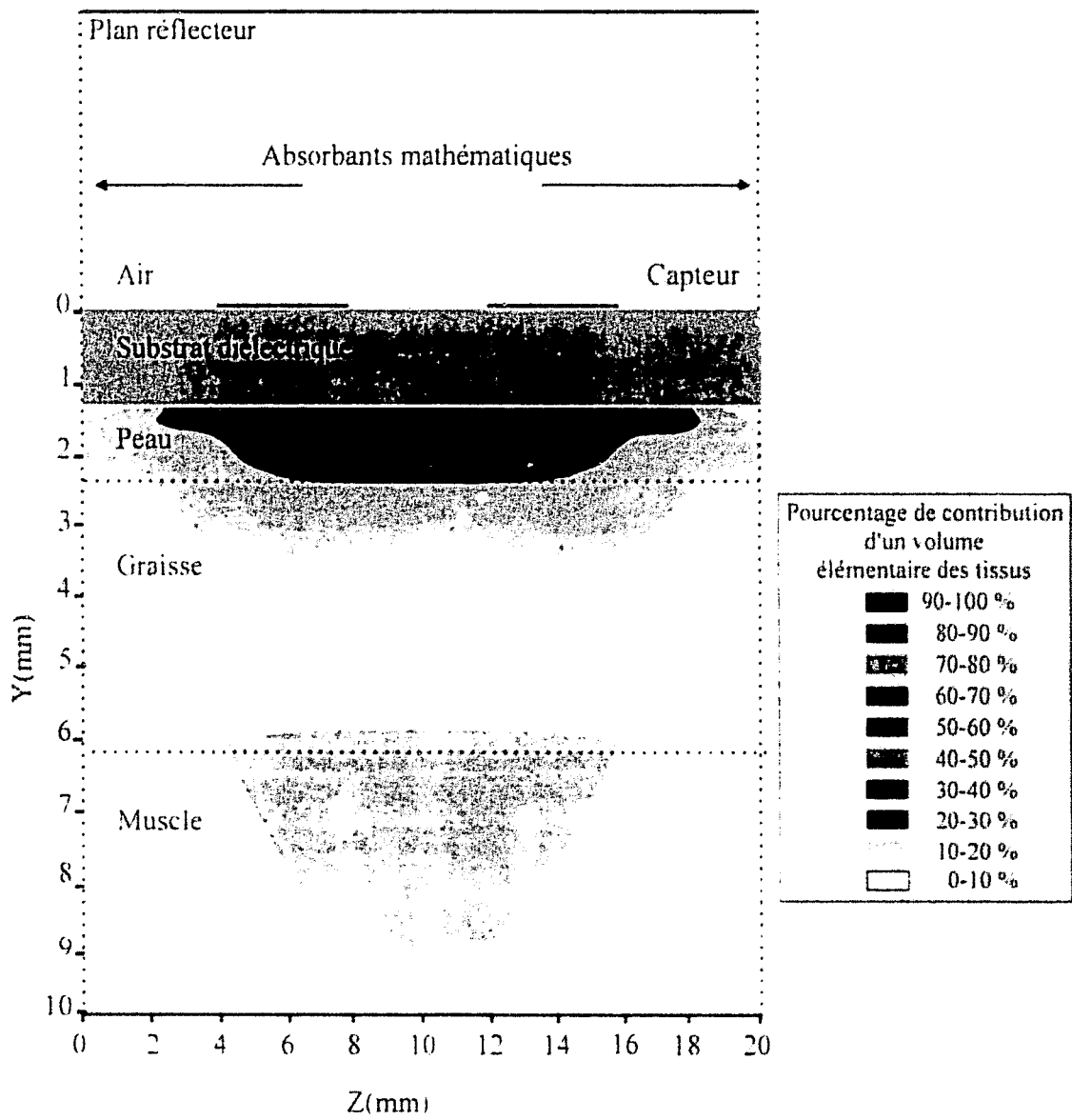


Figure III-09 : Diagramme de réception du capteur à la fréquence de 3.2 GHz.

L'ensemble de ces analyses statistiques a montré que seule la température radiométrique relevée au niveau axillaire est significativement corrélée avec la température axillaire. L'absence de corrélation constatée aux niveaux tympanique et rectal est de nature à remettre en cause, pour partie, le mode opératoire (distance entre la localisation des points de mesures, conditions expérimentales, contact entre le capteur et la peau, ...). Les résultats ouvrent également le débat sur la manière de confronter des résultats provenant de quatre techniques différentes. Certes ces techniques ont été reconnues comme pertinentes, mais elles s'adressent à des zones corporelles bien distinctes et elles relèvent de principes physiques très différents. En effet, le seul lien confirmé entre deux informations de température provient des mesures au niveau axillaire. Dans cette zone, la sonde axillaire et le capteur radiométrique sont proches, et reflètent une température relative à une localisation identique.

Notons également que les coefficients de corrélation ont été calculés, jusqu'à présent, à partir de la loi de Pearson, test paramétrique, qui admet comme hypothèse de départ que la répartition des mesures obéit à une loi de distribution normale. Afin d'étudier le cas d'un test non paramétrique, nous avons calculé les coefficients de corrélation à partir des lois de Kendall et de Spearman (**tableau III-07**).

Les résultats obtenus vont dans le même sens que les précédents (**tableau III-03**), nous pouvons donc confirmer que les températures axillaires et radiométriques sont bien corrélées.

1 - 2 - e. Estimation théorique de la température radiométrique

La diversité de morphologie ainsi que le profil thermique de chaque sujet peut laisser penser que les températures radiométriques mesurées diffèrent d'un individu à l'autre pour un même positionnement du capteur. Nous avons donc déterminé théoriquement, à partir du modèle précédemment décrit (chapitre II paragraphe IV), le champ de vision du capteur dans un cas simple. La structure étudiée est composée de 1 mm de peau ($\epsilon_r' = 47$, $\epsilon_r'' = 12$), 4 mm de graisse ($\epsilon_r' = 12$, $\epsilon_r'' = 2$) et 50 mm de muscle ($\epsilon_r' = 47$, $\epsilon_r'' = 12$) (**figure III-09**). Malgré des valeurs importantes du coefficient de couplage dans le premier millimètre de peau, le champ de vision du capteur s'étend jusque dans le muscle.

Le modèle développé permet de déterminer la température radiométrique équivalente à partir d'un profil thermique donné au sein des tissus. Afin de simplifier, nous avons considéré un profil de température linéaire dans la peau et la graisse alors que la température au sein du

muscle est de 37°C. Nous avons déterminé, pour différents profils, les écarts obtenus au niveau de la température radiométrique (**tableau III-08**).

Nous constatons que le champ de vision du capteur utilisé pénètre suffisamment au sein des tissus pour obtenir, grâce à la mesure radiométrique, une information sur la température interne des tissus sous-jacents à la peau. Les différences de températures de peau selon les sujets du protocole peuvent expliquer les variations de température radiométrique observées (selon les sujets ou au cours d'une même session suivant l'échauffement de la peau). En effet, selon le profil thermique adopté, nous observons un écart sur la température radiométrique de plus de un degré Celsius, ce qui est bien supérieur aux variations minimales de température décelable à partir du dispositif utilisé.

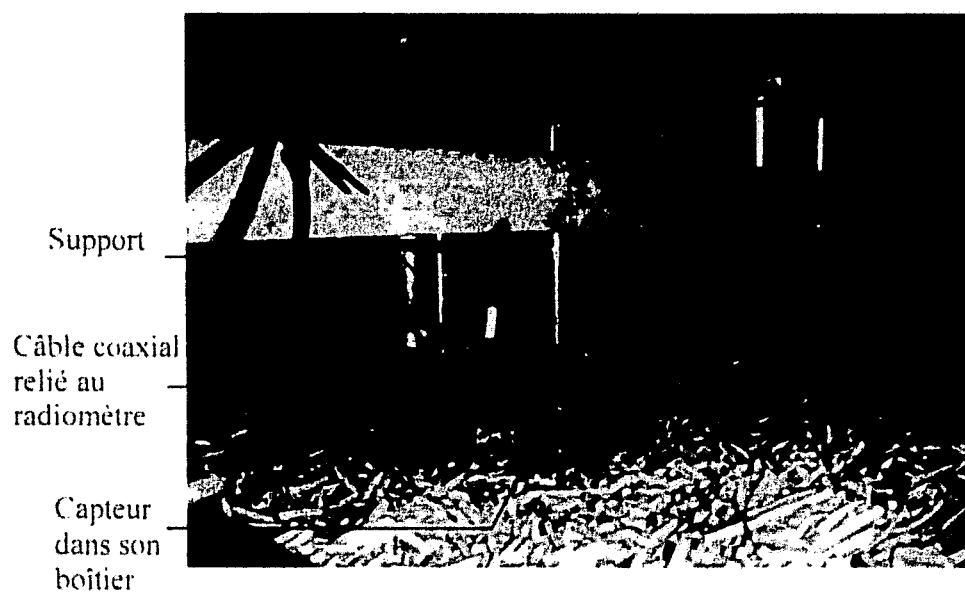
Profil de température dans la peau (°C) (approximation linéaire)	Profil de température dans la graisse (°C) (approximation linéaire)	Température du muscle (°C)	Température radiométrique (°C)
28 - 32	32 - 37	37	34,54
28 - 35	35 - 37	37	34,90
30 - 35	35 - 37	37	35,14
30 - 33	33 - 37	37	34,97
34 - 36	36 - 37	37	35,81

Tableau III-08 : Température radiométrique obtenue pour différentes températures de la peau et de la graisse

I - 3. Prospectives

Ce premier protocole nous a permis de mettre en évidence les problèmes posés par la localisation du capteur radiométrique ainsi que par la comparaison d'informations obtenues à partir de techniques différentes. Nous avons observé au niveau du creux axillaire une cohérence de la température radiométrique avec celle obtenue au moyen d'une sonde thermocouple. Les mesures sont répétitives avec une précision de 0,1°C à 0,2°C.

Cette étude sera poursuivie, dans les mois à venir, par le protocole Tempil 2 dont l'objectif est le suivi de l'évolution de la température d'un organe interne sur une durée de plusieurs heures. L'organe qui a été sélectionné est le foie, pour lequel les relevés de la température



Photographie III-01 : Positionnement du capteur radiométrique à l'intérieur du tunnel de surgélation.

seront effectués avant et après la prise d'un repas. Une comparaison de cette température 'hépatique' sera faite avec la température rectale du sujet relevée au moyen d'une sonde thermocouple associée à une antenne radiométrique de type filaire.

L'utilisation d'un radiomètre fonctionnant à plus basse fréquence (autour de 1,575 GHz) sera également envisagée en lieu et place de l'appareil actuel fonctionnant à 3,2 GHz afin d'étendre en profondeur le volume d'investigation du capteur.

Par ailleurs, de nouveaux capteurs froids sont en cours de mise au point afin de s'affranchir entièrement du bruit thermique émis par le substrat.

II. Mesure de température dans le domaine agroalimentaire

Cette partie est orientée vers la mesure de température par radiométrie microonde de produits agroalimentaires en phase de surgélation, ainsi que vers l'analyse et l'interprétation des informations radiométriques obtenues.

Depuis de nombreuses années, l'industrie agroalimentaire est en quête de techniques de mesure de température sans contact donnant accès à une information volumique. En effet, le contrôle de la température est un problème crucial dans l'industrie agroalimentaire : les paramètres tels que la couleur, le goût ou la texture du produit dépendent étroitement de la façon dont est menée la cuisson ou la congélation. Un niveau ou une cinétique thermique mal régulés vont entraîner une dégradation de la qualité des produits. La plage de températures qui nous intéresse particulièrement dans ce paragraphe est celle de la surgélation qui correspond à des températures inférieures ou égales à -18°C . A cette température, les micro-organismes pathogènes ne se développent pas, les qualités organoleptiques des produits restent intactes et les dates limites de consommation deviennent plus importantes.

De nombreux procédés de contrôle de température sont déjà implantés dans les chaînes de surgélation, mais ils ne répondent pas entièrement aux besoins spécifiques des industriels. Deux essais de faisabilité ont été menés sur sites industriels. Le premier a été mené auprès de la société Mc Cain, située à Harnes (62), sur une chaîne de production de frites surgelées. L'ensemble des données enregistrées lors de cette campagne ont été dépouillées en collaboration avec Melle C. Vanoverschelde [9]. Le deuxième essai s'est déroulé au sein de la

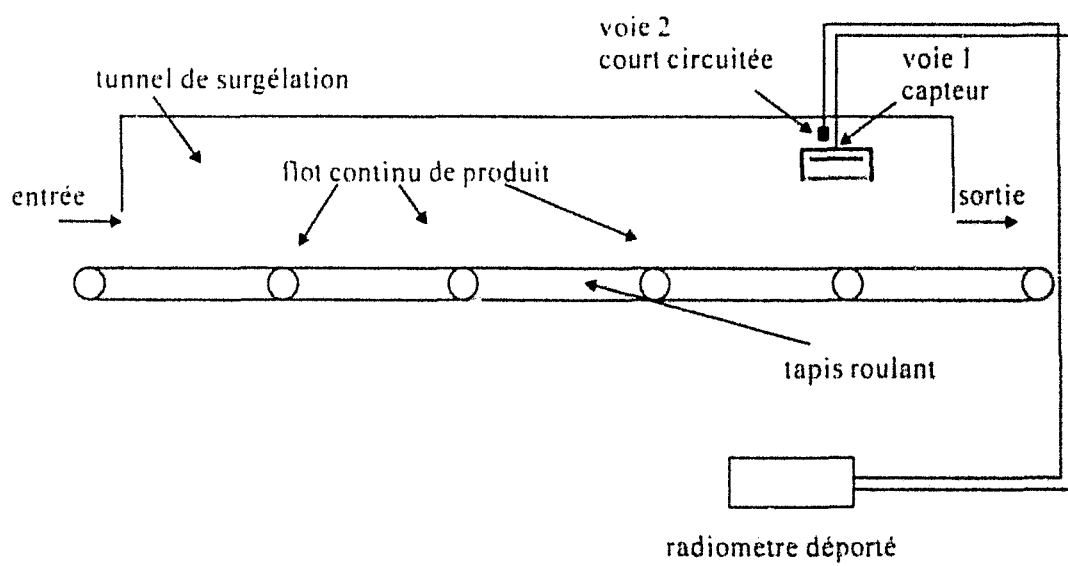


Figure III-10 : Schéma simplifié du dispositif de mesure en ligne dans un tunnel de surgélation

société S.P.A.C.-Nestlé de Caudry (62), productrice de pizzas surgelées et fraîches. Ces deux campagnes ont montré la pertinence de l'information radiométrique et l'intérêt de ce dispositif lorsqu'il est installé sur une ligne de production. Nous présentons les principaux résultats des expérimentations ainsi qu'une interprétation des signaux radiométriques au moyen des modèles électromagnétiques basés sur la 2D.-F.D.T.D..

II - 1. Campagne de mesures menée au sein de l'usine Mc Cain-Harnes

L'activité principale de cette unité est la production de frites surgelées qui sont placées dans des sachets de 0,450 kg à 3 kg, puis conditionnées dans des emballages en carton. Les mesures de température par radiométrie microonde ont été effectuées à l'intérieur d'un tunnel de surgélation (contrôle en ligne), puis au sein d'emballages, après leur prélèvement sur des convoyeurs (à l'instant précédent leur envoi vers les aires de stockage en chambre froide). Durant les enregistrements, des contrôles de température du produit ont été effectués, par le service Qualité de l'usine, à partir de prélèvements (en tunnel et dans les emballages) et à l'aide d'un thermomètre à thermocouple certifié.

II - 1 - a. Conditions expérimentales

Le radiomètre qui a été utilisé lors des mesures en ligne en tunnel de surgélation était centré sur 1,575 GHz avec 65 MHz de bande passante. Le capteur, placé à une dizaine de centimètres au dessus du tapis supportant le produit en défilement, était un capteur froid placé en boîtier (photographie III-01).

Compte tenu des conditions régnant à l'intérieur du tunnel (air sec pulsé entre -20 et -25 °C), nous avons dû déporter le système radiométrique à l'extérieur du tunnel nous obligeant ainsi à ajouter deux câbles coaxiaux identiques, accolés, de 10 mètres de long (figure III-10). Le premier relie la voie d'entrée n°1 du radiomètre au capteur froid, et le deuxième relie la voie n°2 à un court circuit. Cette deuxième voie nous permet ainsi d'obtenir une estimation et un suivi au cours du temps, de la température équivalente du câble reliant le capteur à la voie n°1 (prise en compte du gradient thermique le long de ce câble) (chapitre I paragraphe IV-2-b-1). L'humidité et les fluctuations relativement importantes de la température à l'extérieur du tunnel, ont nécessité l'instauration d'une procédure d'étalonnage automatique. Elle nous a

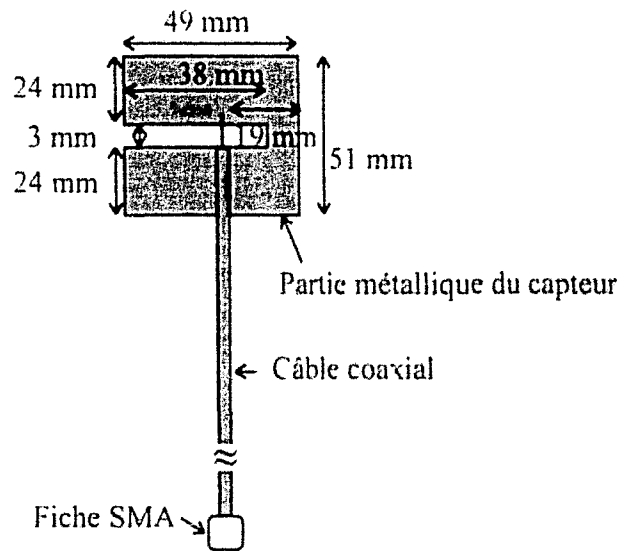


Figure III-11: Capteur radiométrique utilisé pour la mesure en ligne.

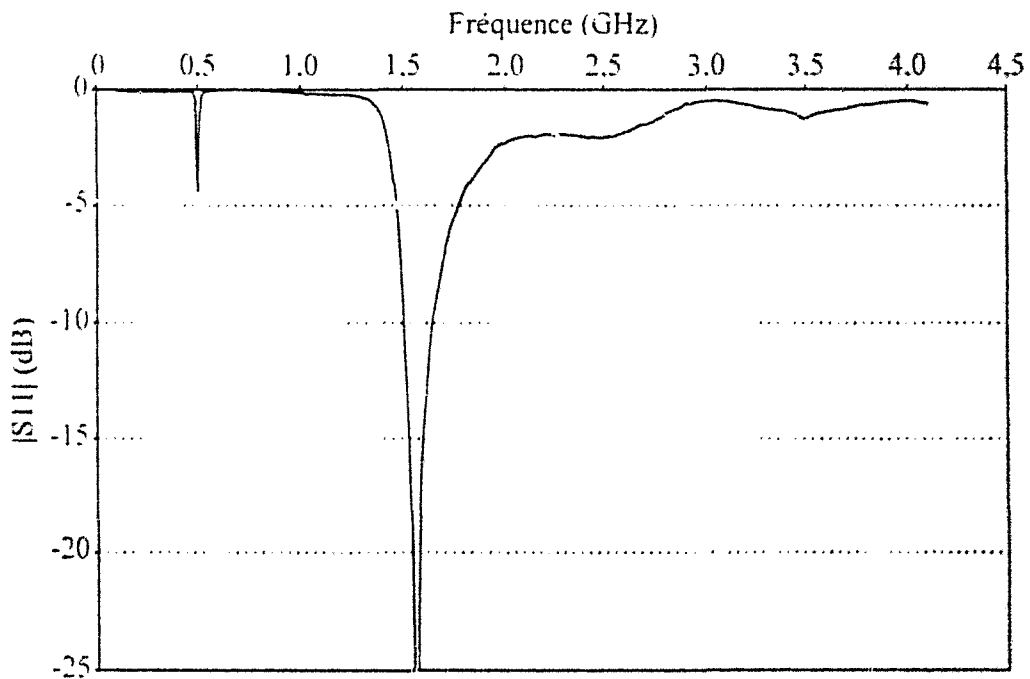


Figure III-12 : Relevé fréquentiel du coefficient de réflexion, dans l'air, à l'entrée du capteur pour la mesure en ligne.

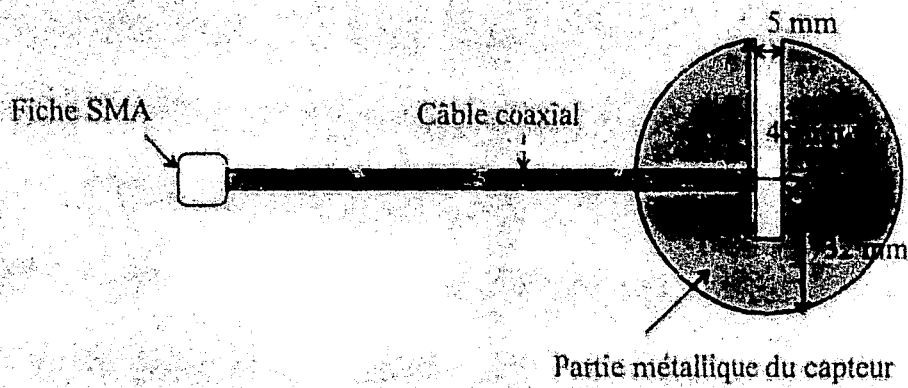


Figure III-13 : Description du capteur radiométrique utilisé pour la mesure sur cartons.

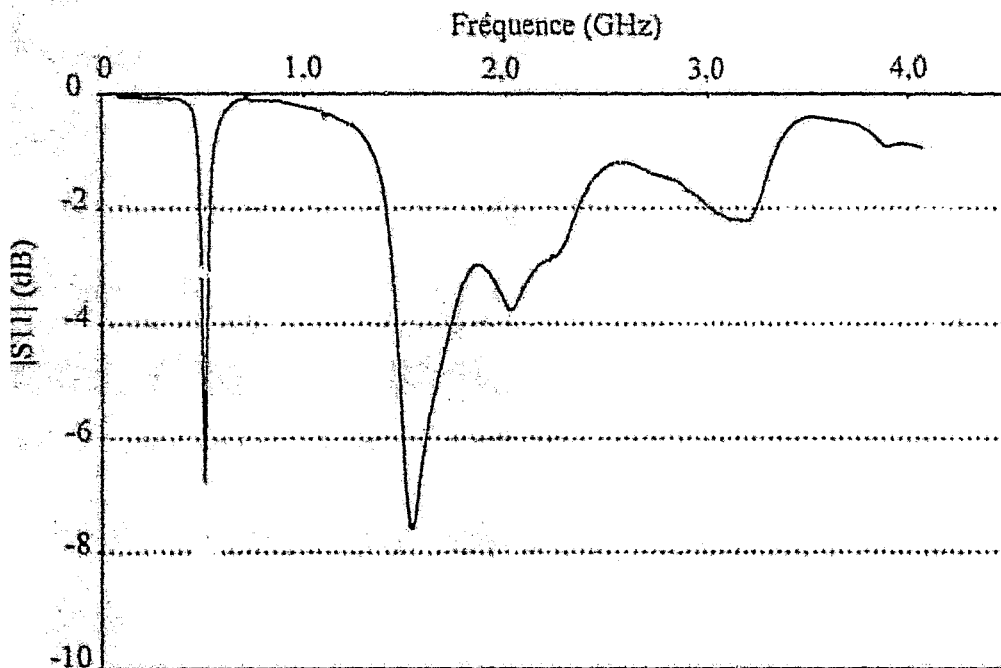
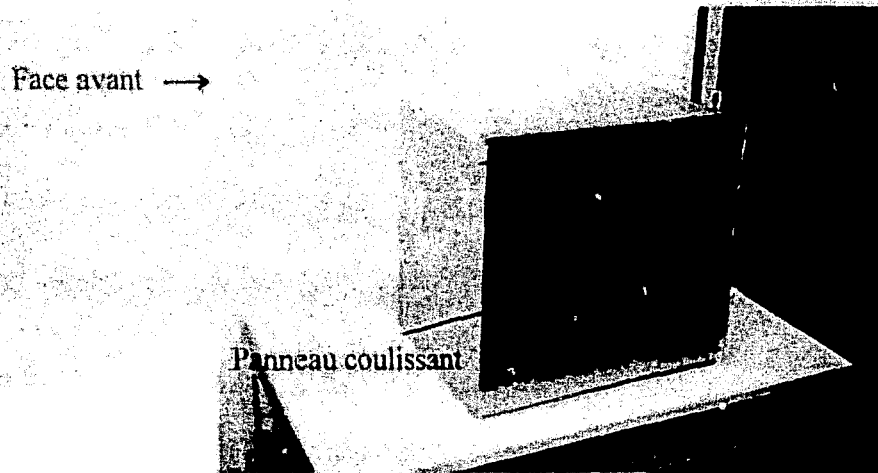


Figure III-14 : Relevé fréquentiel du coefficient de réflexion à l'entrée du capteur au contact d'un carton de frites situé dans l'enceinte de mesure.



Photographie III-02 : Convoyeurs des emballages en carton contenant des sachets de produits surgelés.



Photographie III-03 : Cellule équipée d'un capteur radiométrique permettant la mesure de température d'un produit emballé.

permis de compenser, à tout moment, les fluctuations des pertes internes du radiomètre, ainsi que celles des charges de références (chapitre I paragraphe IV-2-b-2).

Lors de ces enregistrements, nous avons mis en évidence, en collaboration avec Mr Semet du T.E.L.I.C.E. (Télécommunications, Interférences et Compatibilité Electromagnétique), la présence de perturbations électromagnétiques dans la bande passante du radiomètre. Le niveau de ces perturbations électromagnétiques était de 20 dB supérieur au niveau de bruit ambiant. Ces perturbations, responsables de l'apparition de pics de montée en température sur les enregistrements, ont pu être éliminés en partie en modifiant l'orientation du capteur de manière à confiner son lobe de réception vers le produit agroalimentaire. Les vibrations mécaniques, dues au défilement du tapis transportant les frites et au puissant flux d'air froid du système refroidissement, ont été fortement atténuées par la mise en place de plots antivibratoires sur le support du capteur. D'autre part, une fenêtre de plexiglas rendant hermétique le boîtier du capteur, a permis de protéger le capteur de projections de frites (dues au puissant flux d'air froid).

Le capteur froid utilisé est réalisé dans une plaque métallique de 0,8 mm d'épaisseur. Ses dimensions sont indiquées sur la **figure III-11**. Une fois inséré dans son boîtier et protégé par une fenêtre de plexiglas, nous avons cherché à ce que son adaptation dans la bande passante du radiomètre soit correcte dans l'air (puisque'il s'agit d'une mesure à distance) (**figure III-12**). Toutefois, le coefficient moyen du capteur, dans cette bande passante, lorsqu'il est situé à une distance du tapis de frites variant de 2 à 20 cm, est de -10 dB. Cette valeur est suffisante pour assurer un fonctionnement optimal du dispositif radiométrique.

Le radiomètre utilisé pour le contrôle de température des sachets de frites conditionnés dans les emballages en carton était centré également autour de 1,575 GHz mais avec une bande passante de 20 MHz. La description du capteur froid utilisé est illustrée **figure III-13**. Le coefficient de réflexion moyen dans la bande passante du radiomètre, lorsqu'un carton de frites est situé dans l'enceinte métallique, au contact du capteur, est de -7,0 dB (**figure III-14**). Compte tenu de la configuration de la mesure (mesure en enceinte fermée) ce niveau d'adaptation est acceptable.

Lors des expérimentations, les emballages ont été prélevés sur la chaîne de transit (**photographie III-02**) et disposés dans une cellule constituée d'une enceinte métallique équipée d'un capteur froid contre lequel est placé l'emballage (**photographie III-03**). Grâce à ce dispositif, la température radiométrique du produit est obtenue en une dizaine de secondes sans endommager l'emballage. L'enceinte métallique permet de s'affranchir des éventuelles

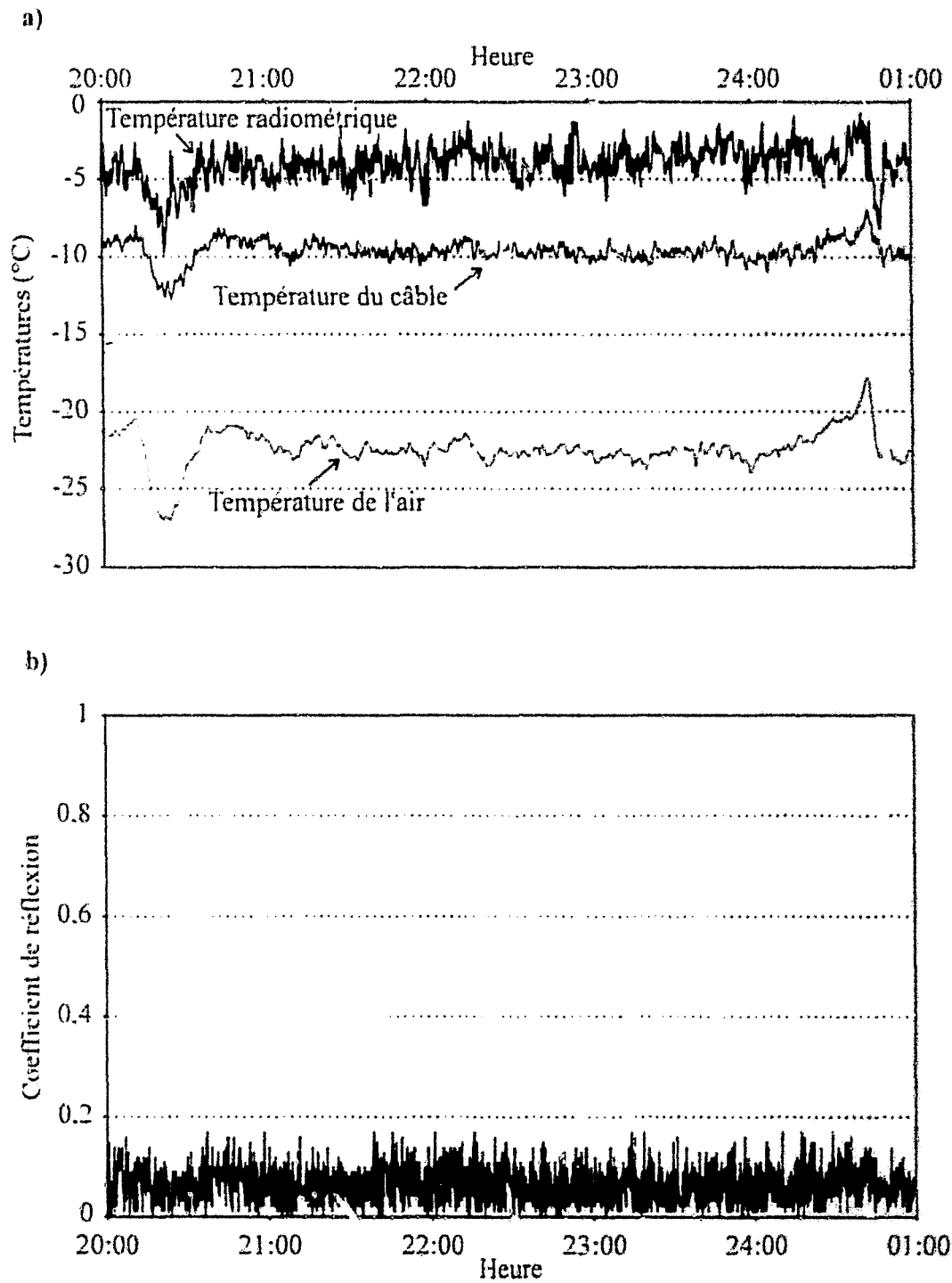


Figure III-15 : Enregistrements effectués sur une durée de 5 heures dans le tunnel de surgélation

a) températures

b) coefficient de réflexion du capteur.

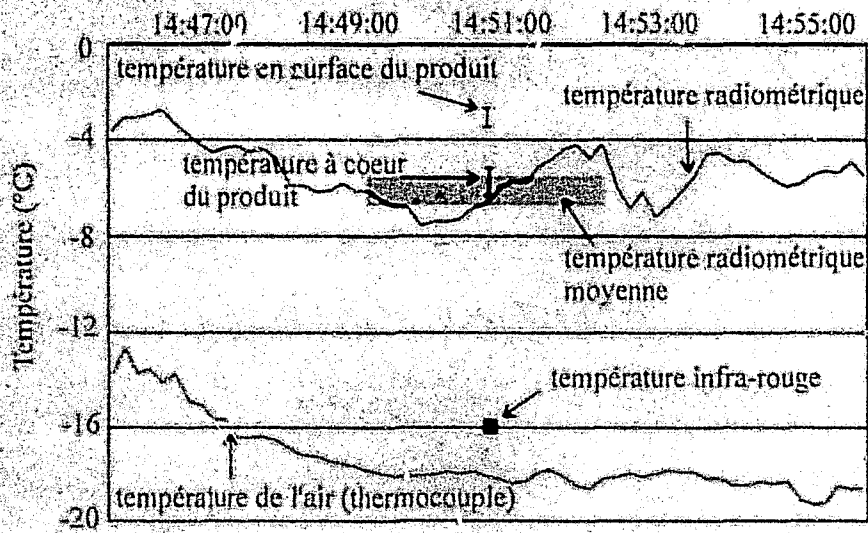


Figure III-16 : Relevé de la température radiométrique dans un tunnel de surgélation. Comparaison avec les techniques actuelles (échantillonnage et température infrarouge).

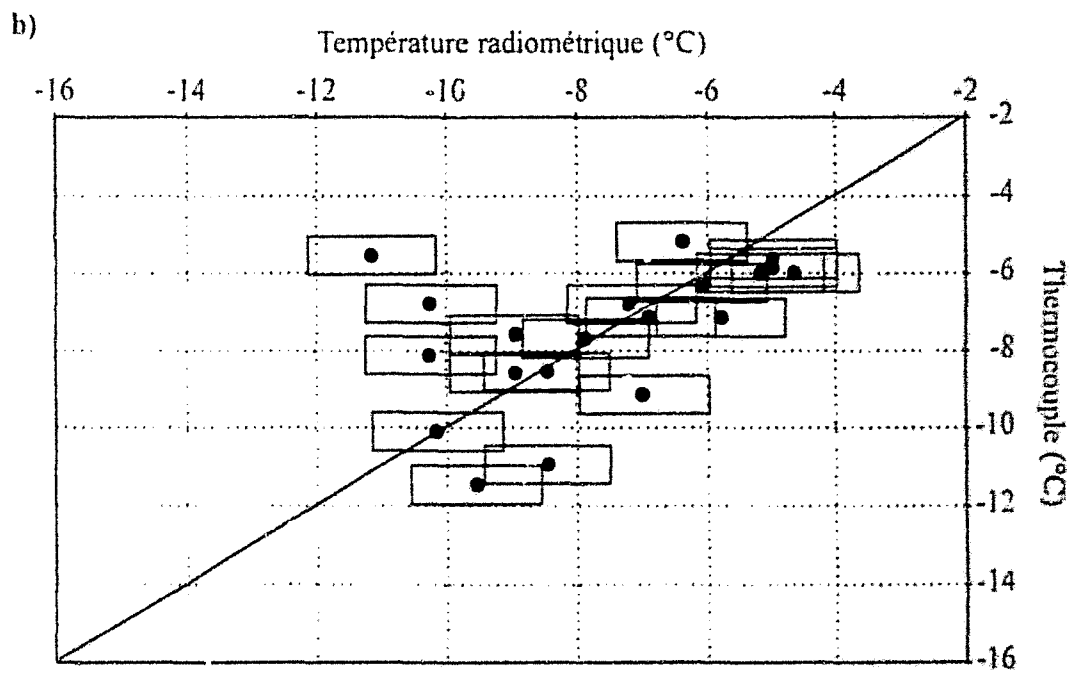
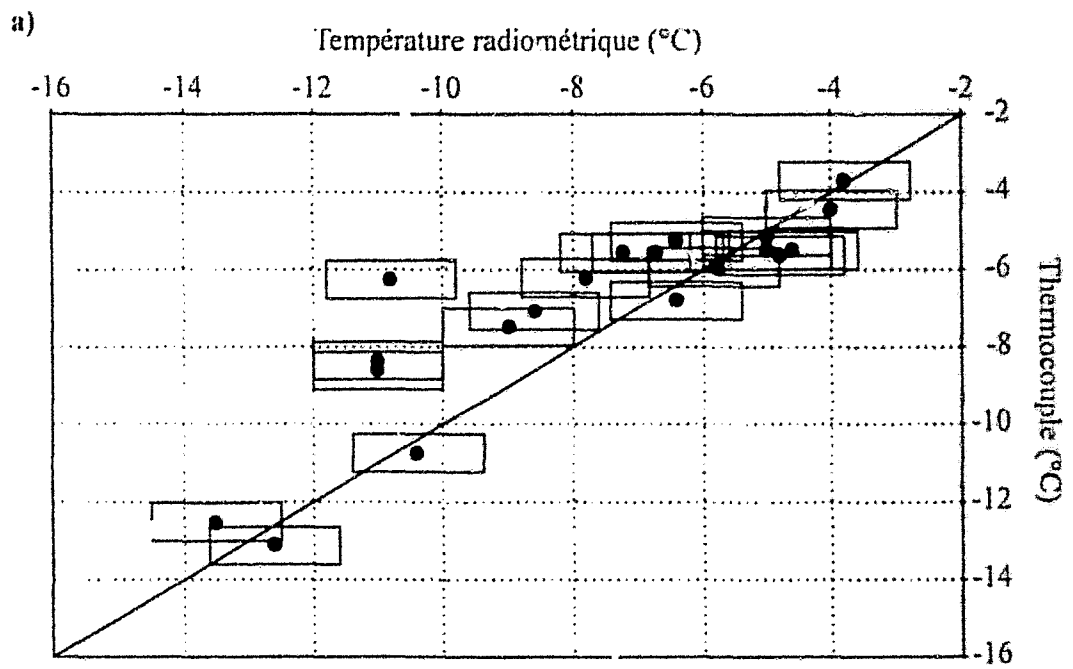


Figure III-17 : Comparaison entre la température radiométrique et celle mesurée par thermocouple à l'intérieur des cartons sur deux demi-journées (a et b).

perturbations électromagnétique. Seul le câble de liaison (de 90 cm de longueur) entre le capteur et le radiomètre a nécessité un blindage supplémentaire.

II - 1 - b. Résultats obtenus lors des mesures en ligne

Deux campagnes de mesure d'une semaine nous ont permis d'obtenir près de 200 heures d'enregistrement. La **figure III-15** présente un exemple d'enregistrement sur une durée de 5 heures. Les fluctuations importantes observées au niveau de la température radiométrique sont dues à des variations de la charge du tunnel. En effet, la hauteur du produit déposé sur le tapis peut varier en fonction de la vitesse de défilement, ce qui entraîne un niveau de surgélation plus ou moins important au cœur du produit. Parallèlement à ces enregistrements de température en ligne, nous avons, avec l'aide du personnel du Service Qualité, prélevé des échantillons de produit. La température de surface et à cœur de chaque frite d'un échantillon a été mesurée par thermocouple (thermomètre étalonné régulièrement par le service Qualité). Un exemple de comparaisons entre ces mesures et les enregistrements en ligne est présenté sur **figure III-16** où sont indiquées les moyennes des températures relevées en surface et à cœur, ainsi que les incertitudes correspondantes (estimées à partir d'un calcul d'écart type). Nous avons reporté la température relevée par un capteur infrarouge, ainsi que l'évolution de la température radiométrique et de la température de l'air dans le tunnel, 5 minutes avant et après la prise d'échantillons.

L'importance des incertitudes sur les mesures de température relevées au thermocouple est due au faible nombre de frites constituant un échantillon (de 6 à 10 frites) ainsi qu'aux échanges thermiques importants lors des relevés de température. La température radiométrique moyenne durant la prise d'échantillon a été estimée sur une période de 3 minutes, soit 15 mesures radiométriques, les fluctuations associées étant calculées sur cette même période.

A partir de l'ensemble de ces relevés, nous avons considéré que la mesure radiométrique était significative de la température moyenne du produit lorsque le segment d'incertitude recouvre l'un des deux segments d'incertitude associés aux températures par thermocouples (à cœur ou en surface) ou s'il se situe entre ces deux segments.

Sur un total de 28 échantillons prélevés au cours des deux campagnes de mesure, il apparaît que dans 90 % des cas, la température radiométrique remplit ces critères. Comparativement à la technique basée sur l'utilisation de l'infrarouge, la radiométrie microonde permet donc d'obtenir une information significative sur l'état de surgélation du produit. Installé sur ligne

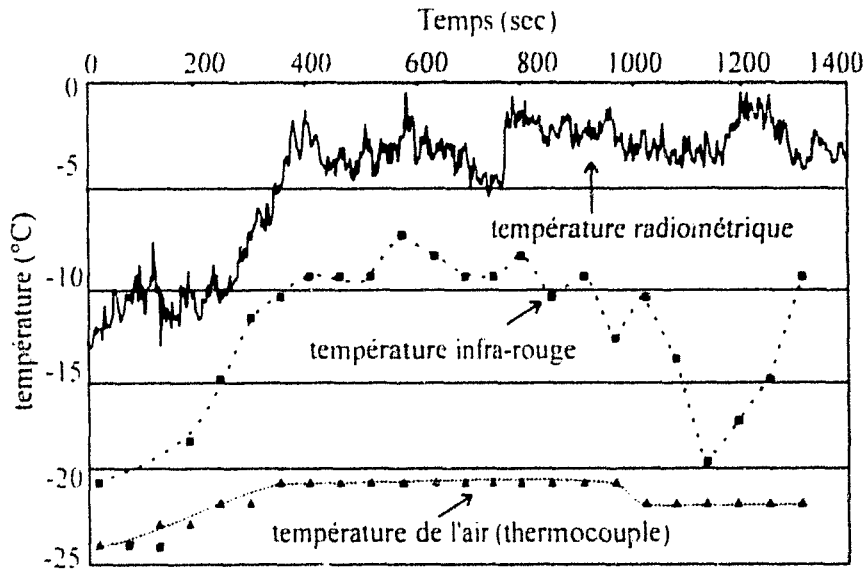


Figure III-18 : Enregistrement de la température radiométrique sur une durée de 20 minutes à l'aide de la première version industrielle du radiomètre. Essai réalisé en tunnel de surgélation.

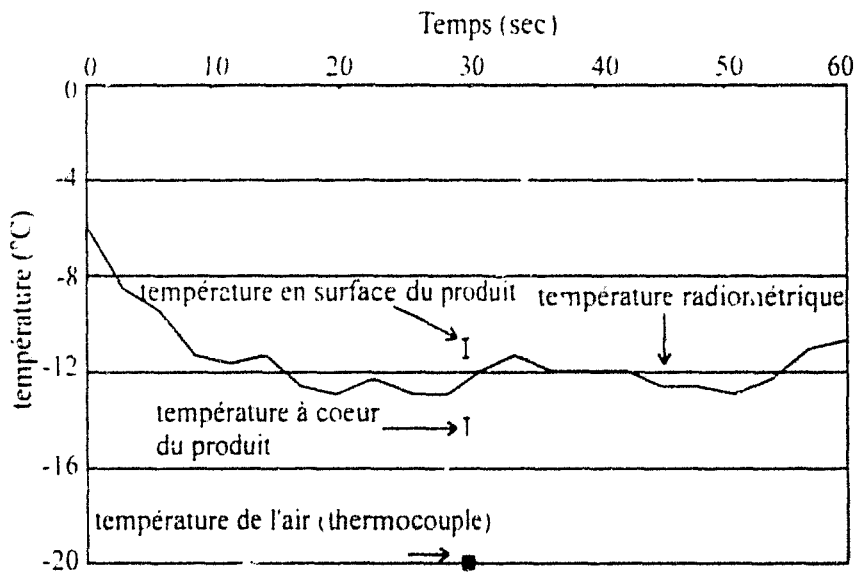


Figure III-19 : Comparaison entre les informations de températures obtenues à partir du dispositif radiométrique et des autres techniques habituelles (échantillonnage et température infrarouge).

de production, ce dispositif radiométrique pourrait s'avérer pertinent pour le contrôle du processus de surgélation et permettrait une plus grande rapidité d'intervention sur les paramètres de production (charge du tapis, vitesse de défilement, flux de refroidissement, ...).

II - 1 - c. Résultats obtenus à partir des prélèvements d'emballages

Les prélèvements d'emballages en carton contenant des frites ensachées ont été effectués aléatoirement sur les convoyeurs (avant leur transport vers les chambres froides). L'information de température radiométrique est obtenue en une quinzaine de secondes après avoir placé l'emballage à l'intérieur de la cellule de mesure (**photographie III-03**). Les mesures radiométriques ont été comparées aux mesures réalisées par le personnel du service Qualité de l'usine : la sonde est placée entre deux sachets à l'intérieur du carton refermé, la température est ensuite relevée après avoir atteint l'équilibre thermique. En tenant compte des fluctuations de positionnement à l'intérieur de l'emballage, l'incertitude sur les mesures par thermocouple a été estimée à 1°C. L'incertitude sur les mesures radiométriques, quant à elle, est de 0,5 °C. Sur une soixantaine de prélèvements effectués sur deux demi-journées et compte tenu des incertitudes propres aux deux techniques, nous constatons que 70 % des mesures de température radiométrique sont en accord avec les relevés par thermocouple (**figure III-17**).

La radiométrie microonde s'avère être, dans cette configuration, un réel atout pour le contrôle de température de produits emballés. Outre la non détérioration du produit (qui permet de réaliser des économies substantielles), le temps de mesure est nettement diminué, autorisant ainsi le contrôle d'un plus grand nombre d'échantillons.

II - 1 - d. Test du prototype de la version commerciale

Une première version commerciale d'un radiomètre fonctionnant autour de 1.575 GHz a été récemment testée à l'intérieur du tunnel de surgélation décrit précédemment. Rappelons brièvement les nouveautés apportées à ce dispositif radiométrique : des évolutions techniques ont permis de réduire la taille et le coût du système électronique (**photographie I-01**), le capteur a été disposé sur le boîtier du radiomètre (**figure I-22**). Plusieurs points cruciaux ont pu être vérifiés lors des essais sur site. Tout d'abord, nous avons constaté qu'il n'y avait pas de perturbation du signal radiométrique par le rayonnement de l'électronique du radiomètre. En effet, étant donné la très grande proximité du capteur et l'ordre de grandeur des puissances

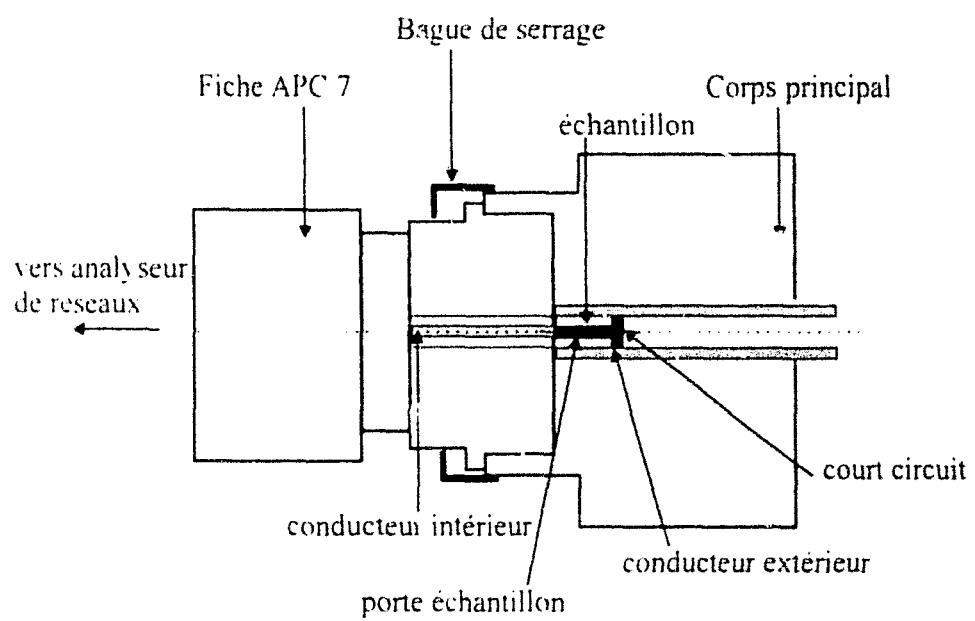


Figure III-20 Plan détaillé de la cellule coaxiale dipôle en configuration court circuit.

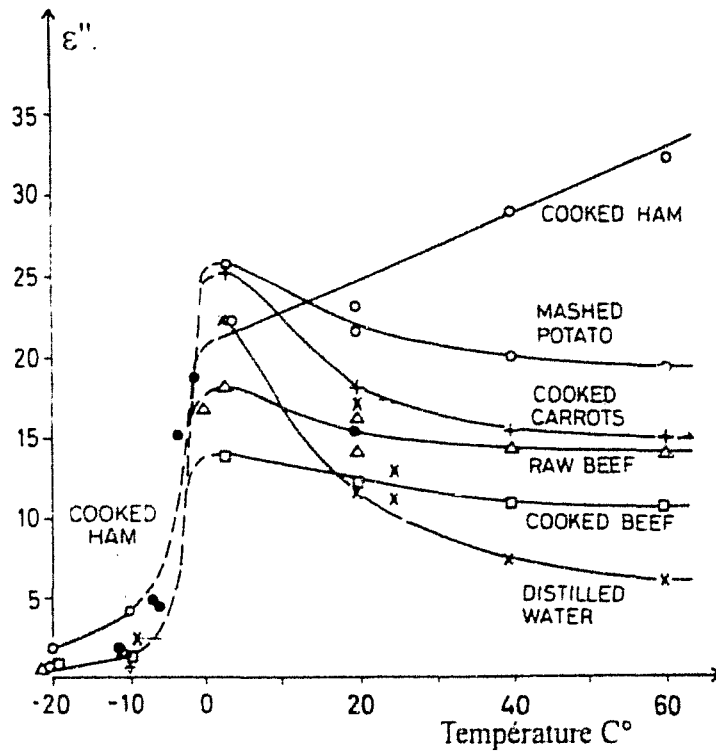
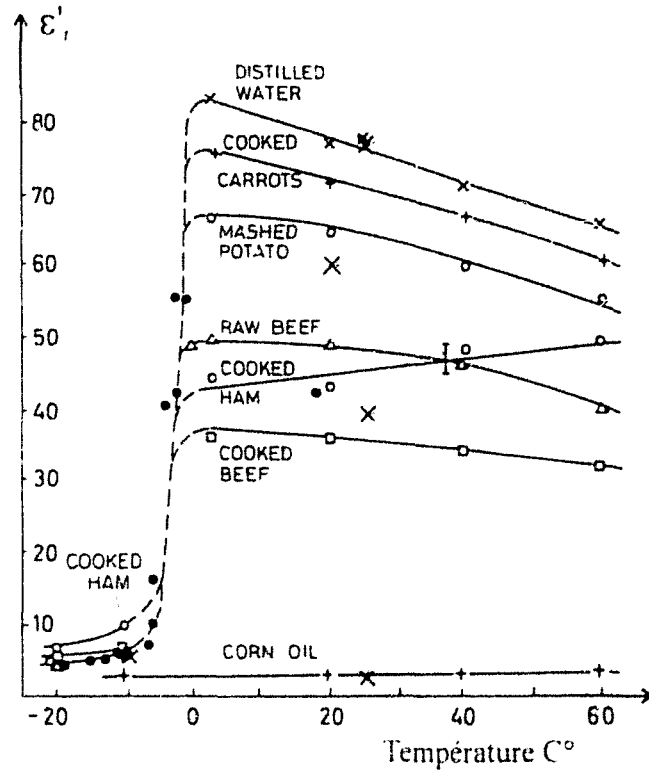
mises en jeu en absence d'un blindage non satisfaisant, le signal radiométrique risquait d'être perturbé. D'autre part, l'environnement extrême régnant à l'intérieur du tunnel était susceptible d'influer sur le bon fonctionnement du radiomètre (fluctuations des pertes internes et des températures étalons). Les quelques heures de manipulations que nous avons pu mener nous ont permis de constater que le bon fonctionnement du radiomètre n'a pas été entaché (**figure III-18**). Les enregistrements ont été comparés, comme lors des campagnes précédentes, aux informations de température obtenues par le service Qualité de l'usine. Nous présentons **figure III-19** un exemple de relevé qui confirme les conclusions auxquelles nous avons abouti à la suite des campagnes précédentes : la température radiométrique du produit est comprise entre la température en surface et la température à cœur. Elle semble également plus réaliste que les informations données par la thermométrie infrarouge.

II - 1 - e. Mesure des propriétés diélectriques de produits alimentaires

Afin d'estimer la distribution du diagramme de réception du capteur au sein du produit sous investigation, une interprétation et une quantification des signaux radiométriques ont été entreprises à l'aide de modèles électromagnétiques basés sur la 2D-F.D.T.D.. Toutefois, il était avant tout indispensable de connaître les propriétés diélectriques du produit alimentaire en fonction de sa température.

En effet, la permittivité du produit dépend non seulement de la fréquence de travail, mais également de sa température [16]. Les informations que nous avons obtenues dans la littérature se rapportent à des mesures effectuées à la fréquence de 3,0 GHz sur divers produits (notamment la purée de pomme de terre) [17]. Nous avons donc entrepris une caractérisation diélectrique en température d'échantillons de frites placés en cellule coaxiale à la fréquence de 1,575 GHz afin de vérifier les données bibliographiques.

Les mesures ont été réalisées à l'aide d'un analyseur de réseaux connecté à une cellule dipôle coaxiale, où l'échantillon à caractériser constitue le matériau diélectrique du tronçon de ligne coaxial. Nous avons utilisé des cellules conçues par l'Equipe du Professeur Chapoton [18-19]. Cette cellule a été réalisée dans le standard APC7 pour laquelle la liaison connecteur APC7 - partie active est réalisée en acier inoxydable (très bon conducteur thermique) (**figure III-20**). La cellule a été placée dans une enceinte adiabatique contenant de l'azote liquide et munie d'un système de régulation de température composé de résistances chauffantes ainsi que d'une sonde platine immergée dans le corps de la cellule entourant l'échantillon. Une fois la



Relevés tirés de Rismann et al.. Jour. of Microwave Power, 1971

● Mesures diélectriques réalisées en cellule coaxiale à 1,575 GHz

Figure III-21 : Mesures des propriétés diélectriques de frites en fonction de la température.

cellule portée à -20°C, nous avons opéré à une lente remontée jusqu'à la température ambiante.

Les problèmes rencontrés lors de ces mesures ont consisté à maintenir un bon contact entre l'échantillon et le conducteur central du tronçon de ligne coaxial (présence de gaps d'air principalement au-delà de 0°C) ainsi qu'à contrôler la remontée en température de l'échantillon (étalonnage de la sonde et évolution rapide de la température en fonction du temps). Toutefois nous observons une très bonne concordance entre les mesures effectuées et celles observées dans la littérature dans la plage de températures qui nous intéresse (entre -10°C et 0 °C) (**figure III-21**).

La forte teneur en eau du produit alimentaire explique la variation importante de ses propriétés diélectriques entre -5,0 °C et 0°C.

Les mesures que nous avons effectuées se rapportent à un milieu homogène composé d'un seul matériau, en l'occurrence la chair des frites. En situation réelle, lors des mesures de température radiométrique sur site, nous sommes plutôt en présence d'un matériau hétérogène constitué de frites et d'air, ce qui donne une permittivité diélectrique relative effective très différente selon la compacité du produit. Cette permittivité effective peut être estimée à partir d'une relation qui fait appel à une loi des mélanges établie de façon empirique [20, 21]. En négligeant les réflexions internes entre les différents constituants, l'équation utilisée pour un mélange de deux constituants, de permittivité ϵ_1^* et ϵ_2^* , s'écrit sous la forme suivante :

$$\sqrt{\epsilon_m^*} = v_1 \sqrt{\epsilon_1^*} + v_2 \sqrt{\epsilon_2^*}$$

A partir de cette loi empirique, nous avons effectué une estimation de la permittivité effective (ϵ_m^*) du produit considéré composé de deux éléments : de la chair de frite (ϵ_1^*) et de l'air sec ($\epsilon_2^*=1,0$) avec comme proportions relatives respectives v_1 et v_2 (**figure III-22**).

Nous avons estimé, de manière empirique, qu'un taux v_1 de 0,7 correspondait à une valeur proche d'une configuration réelle. Les permittivités effectives ont ainsi été calculées, pour différentes températures, et comparées aux valeurs déterminées expérimentalement en absence d'air ($v_1 = 1,0$) (**tableau III-09**).

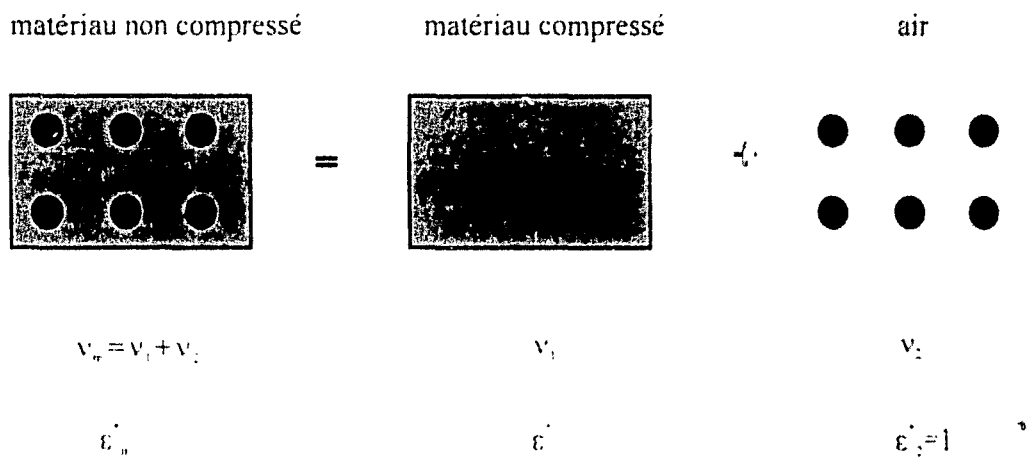


Figure III-22 : Schématisation d'un mélange à deux phases

Températures (°C) du produit	ϵ_r'		ϵ_r''	
	$v_1 = 1,0$	$v_1 = 0,7$	$v_1 = 1,0$	$v_1 = 0,7$
-10	5,0	3,5	1,5	0,8
-8	7,0	4,6	2,0	1,1
-6	12,0	7,4	4,0	2,2
-4	40,0	22,4	13,0	6,8
-2	50,0	27,6	20,0	10,4
0	70,0	38,0	25,0	12,9

Tableau III-09 : Estimation de la permittivité du produit selon la température et la proportion relative de frites.

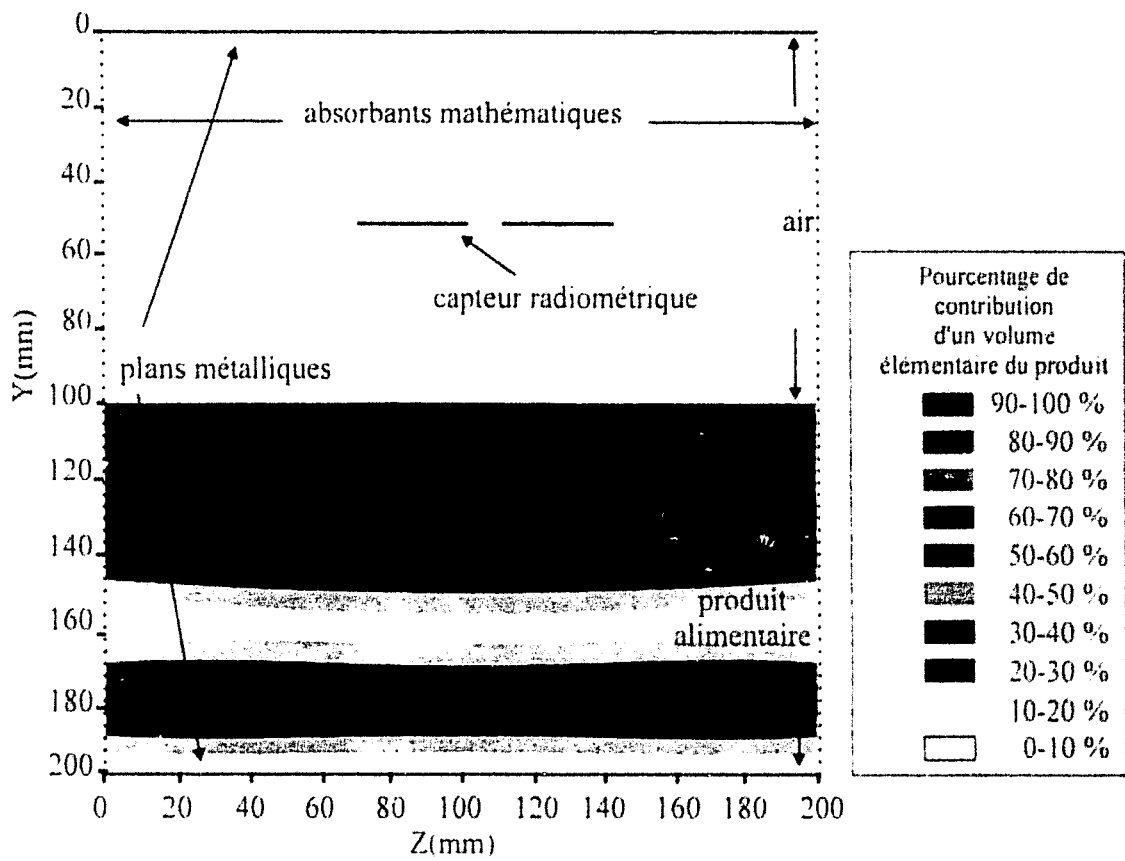
La prise en compte de volumes d'air entre les frites entraîne une diminution de près de moitié des valeurs des permittivités mesurées en cellule coaxiale. Nous verrons par la suite que cela entraîne, pour un profil de température donné au sein du produit, une modification importante du champ de vision du capteur et donc de la température radiométrique du produit.

II - 1 - f. *Interprétations des signaux radiométriques à partir d'un modèle électromagnétique*

Dans le cadre de cette étude théorique nous nous sommes limités à un modèle bidimensionnel basé sur les différences finies dans le domaine temporel (chapitre II paragraphe III). Dans ces conditions, le code de calcul développé permet de travailler sur un micro-ordinateur de type P.C. (équipé de 256 Mo de Ram et de 800 MHz de vitesse d'horloge) avec des temps de calcul relativement court (de l'ordre de quelques minutes).

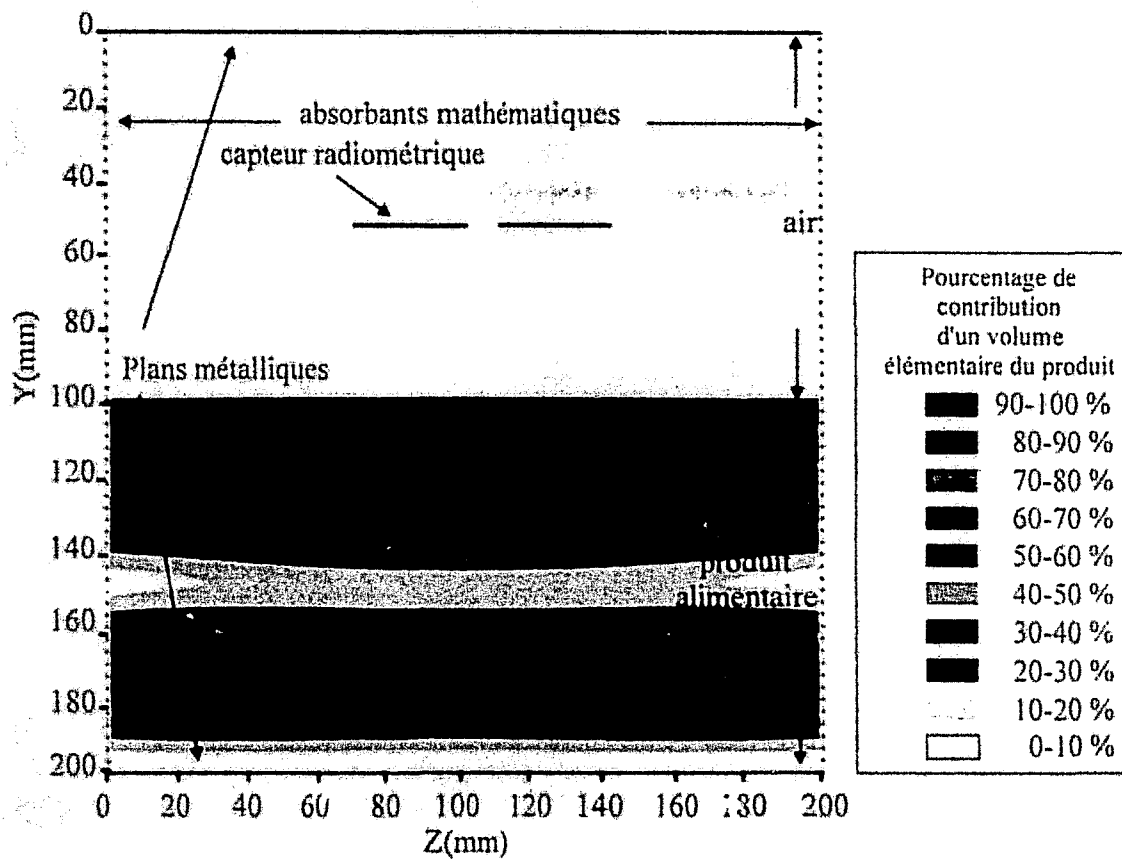
Le but des simulations entreprises, sur des cas de figure simples, est d'analyser l'influence d'un certain nombre de paramètres liés au produit (nature, distribution du profil thermique, épaisseur, ...) ou aux conditions expérimentales (distance entre le capteur et le produit, présence d'une anomalie thermique, influence de l'humidité de l'air) sur le diagramme de réception du capteur et sur la température radiométrique.

Dans un premier temps nous avons modélisé simplement l'environnement immédiat du capteur. Le domaine de calcul correspond à une zone de 10 cm de côté qui a été décomposée



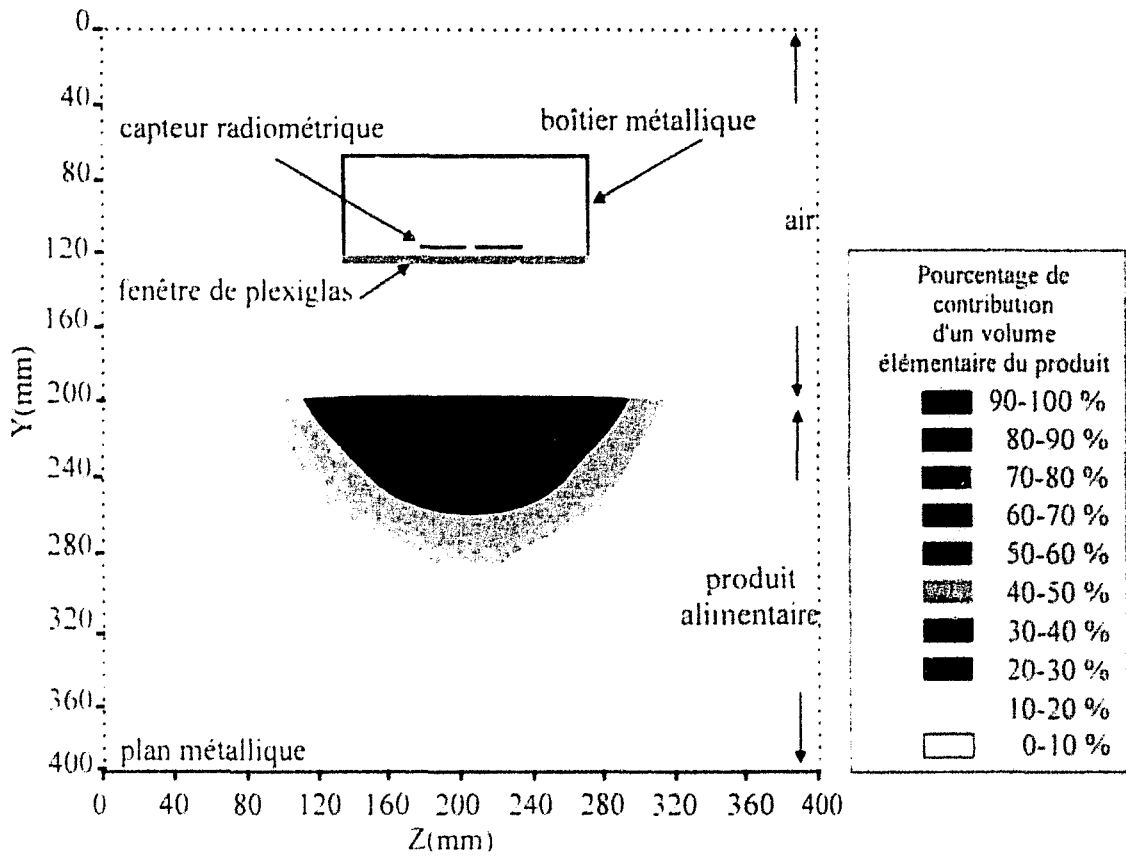
Température homogène à -10°C
 Produit : 100% de frites

Figure III-23 . Diagramme de réception du capteur (en radiométrie) à la fréquence de 1.575 GHz.



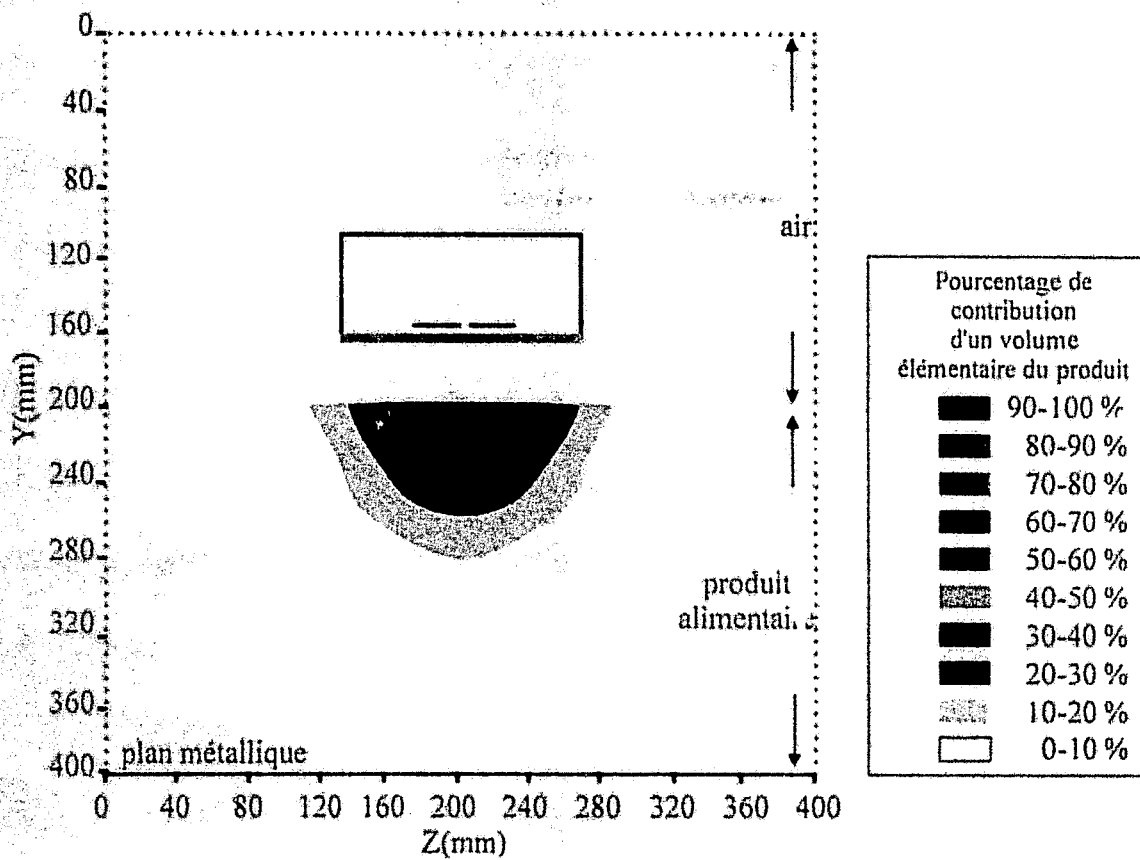
Température homogène à -10°C
 Produit : 70 % de frites
 30 % d'air sec

Figure III-24 : Diagramme de réception du capteur (en radiométrie) à la fréquence de 1,575 GHz.



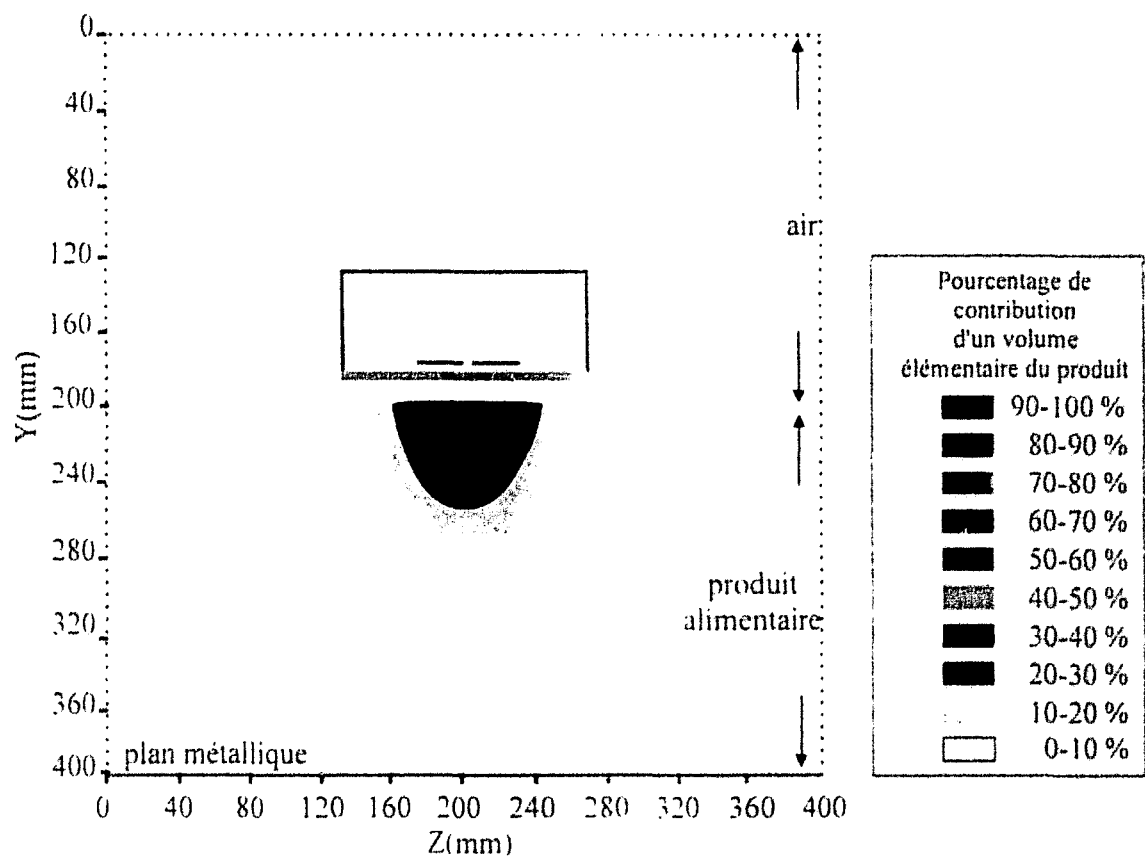
Température homogène à -10°C
 Produit : 100 % de frites
 Distance capteur-frites : 8 cm

Figure III-25 : Diagramme de réception du capteur à la fréquence de 1.575 GHz.



Température homogène à -10°C
 Produit : 100 % de frites
 Distance capteur-frites : 4 cm

Figure III-26 : Diagramme de réception du capteur à la fréquence de 1.575 GHz.



Température homogène à -10°C
 Produit 100 % de frites
 Distance capteur-frites : 2 cm

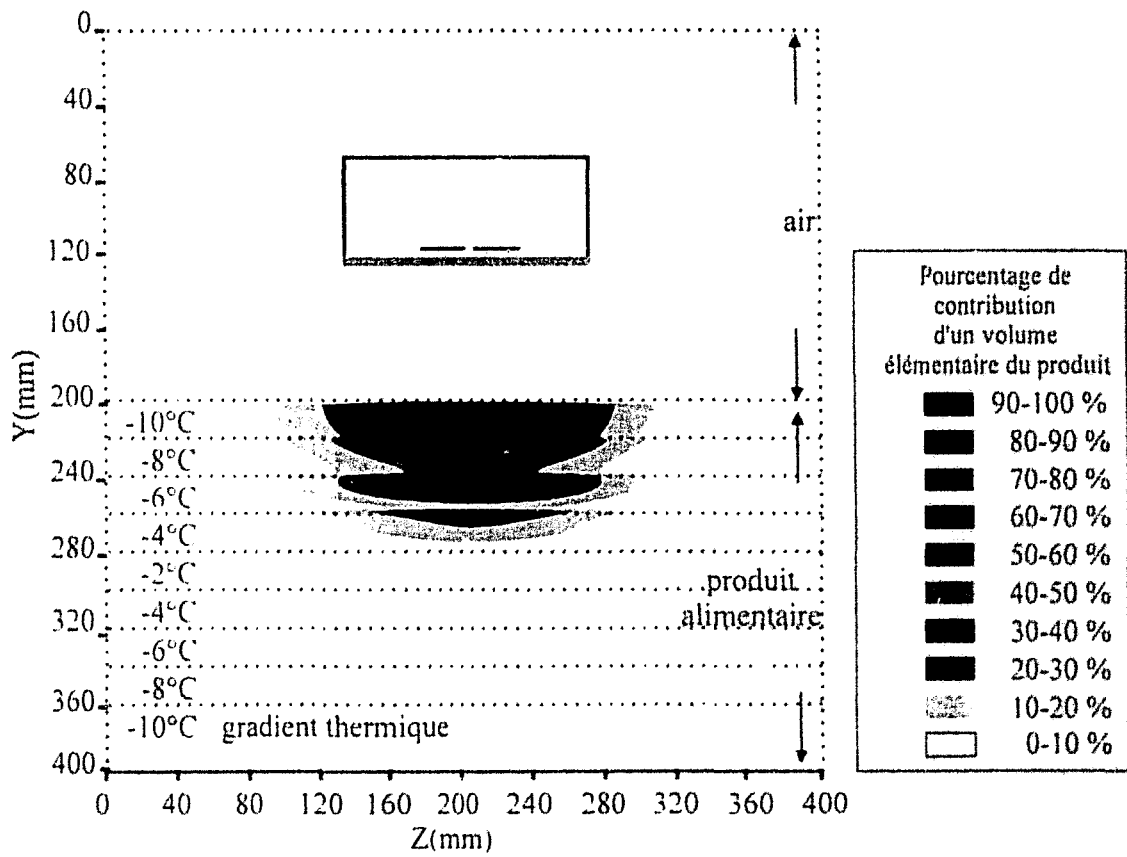
Figure III-27 : Diagramme de réception du capteur à la fréquence de 1.575 GHz.

en mailles élémentaires de 1 mm. Le produit alimentaire présente une épaisseur de 10 cm et est situé à 5 cm du capteur. Les conditions limites du domaine de calcul sont d'une part deux plans métalliques (inférieur et supérieur) qui représentent respectivement le treillis métallique du tapis sur lequel est disposé le produit, et le plan réflecteur placé à 5 cm derrière le capteur. D'autre part, des absorbants mathématiques ont été placés sur les faces latérales du domaine de calcul afin de simuler l'espace ouvert (**figures III-23 et III-24**).

La carte de la **figure III-23** illustre la distribution du coefficient de couplage (normalisé par rapport au maximum) entre le capteur et le produit (constitué de 100 % de frites) dont la température est égale à -10°C . Elle met en valeur la participation d'un élément de volume au signal radiométrique. Ainsi nous considérons que la quantité de matériau participant majoritairement à la température radiométrique correspond à la zone qui s'étend de 10 à 100 %. Pour cette configuration, la présence du treillis métallique entraîne une réflexion de l'onde électromagnétique expliquant la présence des deux lobes distincts. Cette distribution montre que la zone qui contribue au signal radiométrique s'étend au-delà de 9 cm de profondeur et sur une largeur de plus de 20 cm.

Tout en conservant les mêmes conditions que pour la simulation précédente (température homogène de -10°C et même disposition du capteur), nous avons considéré le cas plus réaliste où le produit est composé de 70 % de frites et de 30 % d'air sec. La permittivité relative effective correspondant à ce cas de figure a été calculée au paragraphe précédent (**tableau III-09**). Le champ de vision du capteur s'étend cette fois-ci plus profondément, (jusqu'à 9,5 cm) et sur une largeur supérieure à 20 cm. La comparaison entre les **figures III-23 et III-24** montre qu'une inclusion d'air au sein des frites, entraîne une nette augmentation de la participation des couches profondes du produit au signal radiométrique.

Afin de se rapprocher au maximum de la configuration réelle, nous avons augmenté la dimension du domaine de calcul à une zone de 40 cm de côté (mailles élémentaires de 2 mm de côté). Le capteur est positionné dans un boîtier métallique (de 13 cm de côté et 5 cm de hauteur), protégé par une fenêtre de plexiglas (de 4 mm d'épaisseur, de caractéristiques diélectriques $\epsilon_r = 3,0$ et $\epsilon''_r = 0,0$) (**figure III-25**). Seul le côté inférieur est assimilé à une paroi métallique représentant le treillis métallique sur lequel repose le produit. Le côté supérieur ainsi que les parois latérales sont constitués d'absorbants mathématiques afin de simuler un espace ouvert. Le produit est composé de 100 % de frites dont la température est

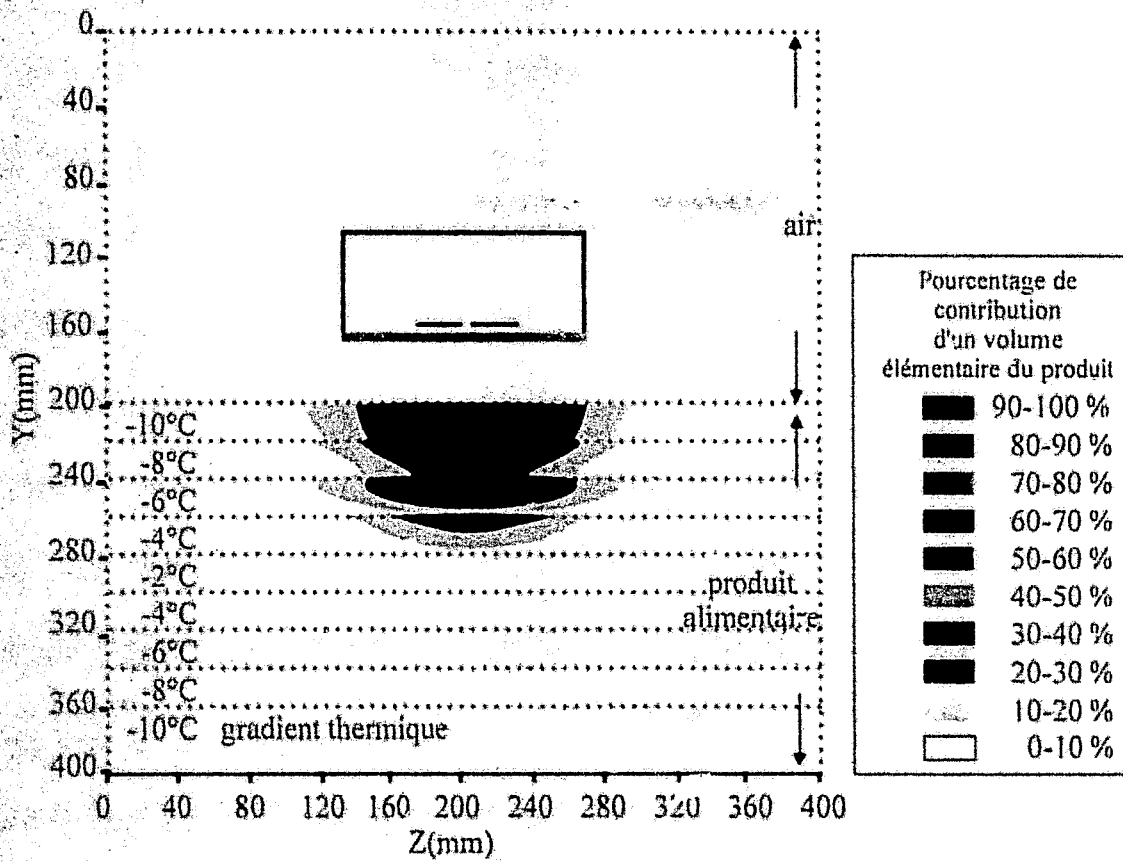


Température radiométrique $-7,62^{\circ}\text{C}$

Produit : 100 % de frites

Distance capteur-frites : 8 cm

Figure III-28 · Diagramme de réception du capteur à la fréquence de 1,575 GHz en présence d'un gradient thermique.

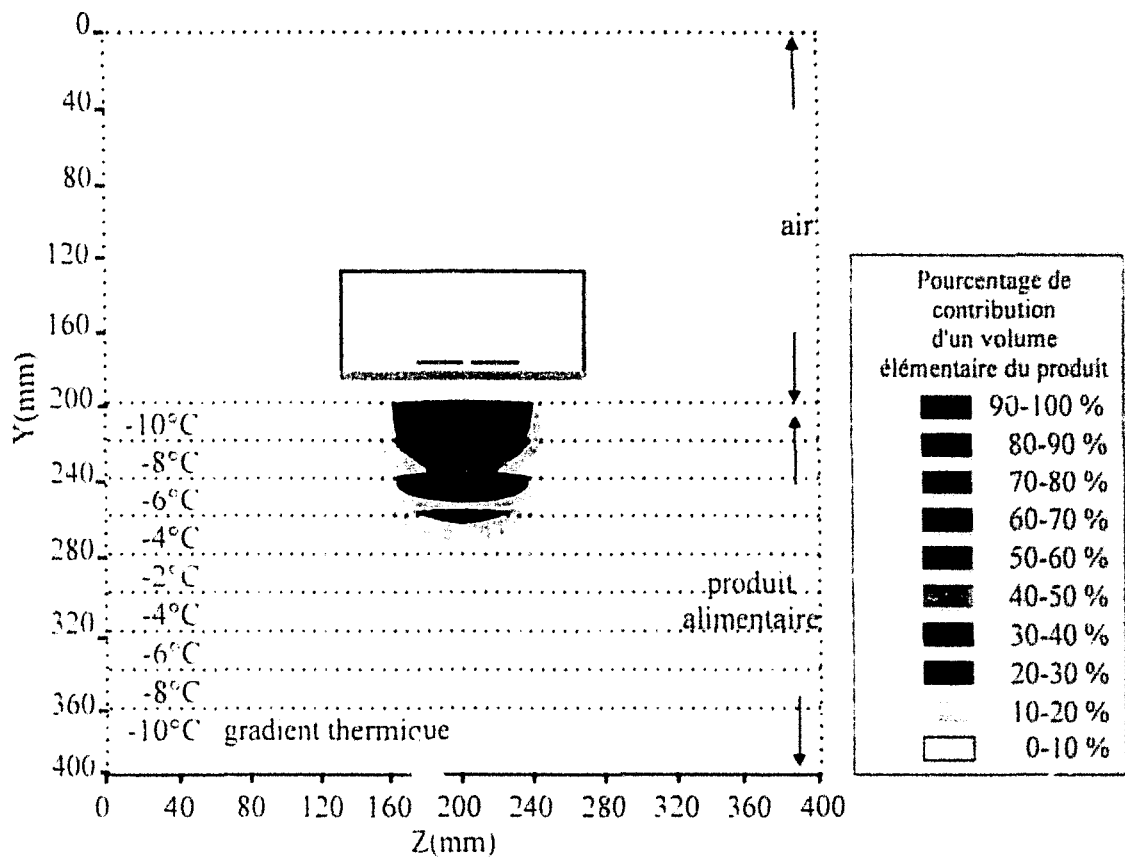


Température radiométrique -7.63°C

Produit : 100 % de frites

Distance capteur-frites : 4 cm

Figure III-29 : Diagramme de réception du capteur à la fréquence de 1.575 GHz en présence d'un gradient thermique.



Température radiométrique -7.65°C

Produit : 100 % de frites

Distance capteur-frites : 2 cm

Figure III-30 : Diagramme de réception du capteur a la fréquence de 1.575 GHz en presence d'un gradient thermique.

de -10°C . Nous constatons la disparition du deuxième lobe compte tenu de l'éloignement du plan métallique simulant le treillis. L'élévation du capteur à 8 cm au-dessus du produit (contre 5 cm précédemment) entraîne un élargissement de la zone de contribution à la température radiométrique, sur près de 24 cm, alors que la profondeur de ce champ de vision s'étend jusqu'à 8 cm.

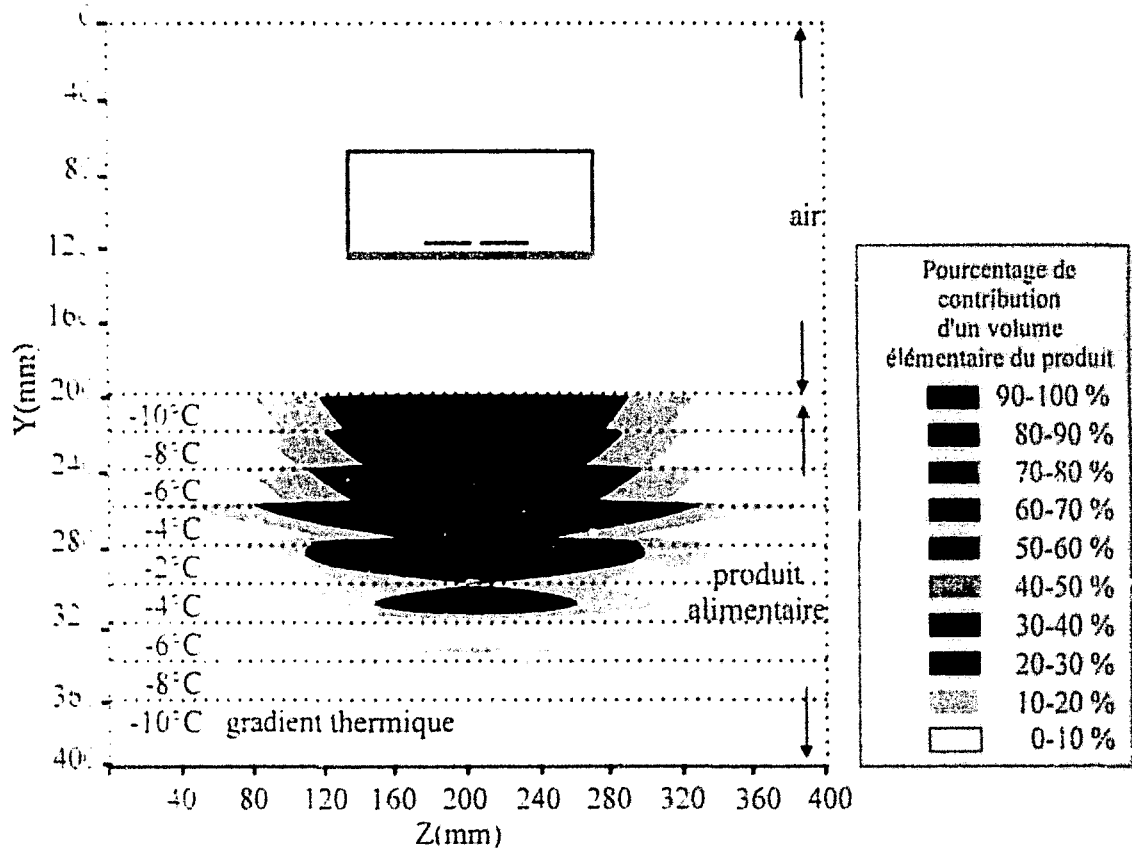
Cette constatation est confirmée par les **figures III-26 et III-27**. Lorsque la distance du capteur au produit diminue (hauteur variant de 8 cm, à 4 cm puis 2 cm), l'épaisseur de produit contribuant au signal radiométrique est constante (de l'ordre de 8 cm). Par contre l'étendue latérale du champ de vision du capteur diminue (variant de 40 cm à 16 cm puis 10 cm). Sur ces trois cas de figures, l'angle solide associé au diagramme de réception du capteur face au produit est pratiquement identique.

Afin d'étudier l'influence de la hauteur du capteur (par rapport au produit) sur la température radiométrique, nous avons simulé la présence d'un gradient de température au sein du produit. Etant donné la configuration du tunnel de surgélation, nous considérons que les couches supérieure et inférieure du tapis de frites se situent à des températures plus basses que les couches internes [18]. La distribution du coefficient de couplage très hétérogène (**figures III-28 à III-30**) est à l'image des permittivités du produit en fonction de la température. Nous distinguons clairement que la position du capteur n'influe pas sur la température radiométrique (pour un prof' thermique identique) mais sur le champ de vision latéral du capteur. En effet, pour une distance capteur-tapis de frites variant de 8 à 2 cm, la température radiométrique (égale à $-7,62^{\circ}\text{C}$ dans le premier cas) n'évolue que de 3 centièmes de degrés.

Ce résultat a été confirmé par les observations effectuées sur le site de production Mc Cain, où un abaissement du capteur, pour une même hauteur de produit, n'influa pas sur la valeur de la température radiométrique mesurée.

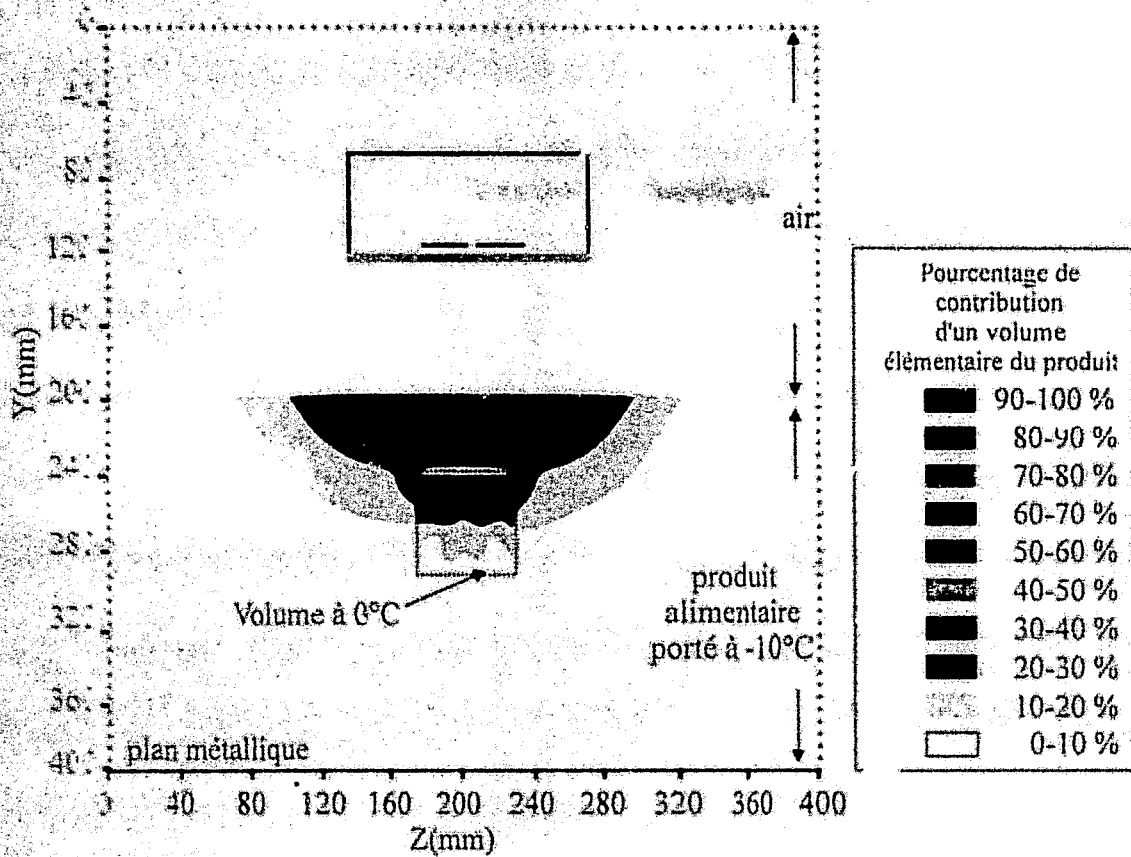
Si l'on considère maintenant un produit constitué de 70% de frites et de 30% d'air sec, avec toujours le même profil de température (**figure III-31**), le champ de vision du capteur s'étend cette fois au-delà de 12 cm de profondeur. Ainsi, les couches dont la température est plus importante interviennent d'avantage que précédemment dans le signal radiométrique recueilli : la température radiométrique équivalente augmente donc de $-7,62^{\circ}\text{C}$ à $-5,39^{\circ}\text{C}$.

Nous avons également étudié l'influence d'une anomalie thermique à 0°C (de 5 cm de côté et situé à 4 cm de profondeur) qui apparaît dans le produit porté à la température de -10°C



Température radiométrique -5.39°C
 Produit : 70 % de frites
 30% d'air sec
 Distance capteur-frites : 8 cm

Figure III-31 : Diagramme de réception du capteur à la fréquence de 1.575 GHz en présence d'un gradient thermique.



Température radiométrique : $-8,72^{\circ}\text{C}$

Produit : 100 % de frites

Distance capteur-frites : 8 cm

Figure III-32 : Diagramme de réception du capteur à la fréquence de 1.575 GHz en présence d'une anomalie thermique au sein du produit.

(figure III-32). Cette inclusion représente un cinquième de la zone participant majoritairement à la température radiométrique. Le diagramme de réception du capteur dans le produit est ainsi fortement modifié, entraînant une diminution de la température radiométrique de -10°C à $-8,72^{\circ}\text{C}$. Etant donné les performances du dispositif radiométrique lors de son installation sur site industriel, une variation de l'ordre de 1°C de la température radiométrique est tout à fait décelable, rendant donc possible la détection d'une telle anomalie thermique.

Enfin, nous avons considéré le cas d'un taux d'humidité important dans l'air (à la température de 0°C) situé entre le capteur et le tapis de frites. Pour un produit constitué de 100% de frites à -10°C , la température radiométrique obtenue lorsque le capteur est situé à une hauteur de 8 cm est de $-7,56^{\circ}\text{C}$ (si l'on considère de l'air avec $\sigma = 8,75 \cdot 10^{-4} \text{ S.m}^{-1}$ et de $-6,45^{\circ}\text{C}$ pour $\sigma = 8,75 \cdot 10^{-3} \text{ S.m}^{-1}$). Ceci met en évidence une condition cruciale quant à l'environnement d'utilisation de la radiométrie microonde : si l'on travaille avec un dispositif de surgélation contenant de l'air humide, des aménagements s'avèreront nécessaires.

II - 2. Campagne de mesures menée au sein de l'usine S.P.A.C. Nestlé-Caudry

La société S.P.A.C.-Nestlé (Société des Produits Alimentaires de Caudry), produit des pizzas surgelées et fraîches pour les marques du groupe Nestlé : 8 variétés de pizzas sont ainsi envoyées dans 10 pays différents, cette production représentant, pour trois lignes de productions, 80 tonnes de pizzas par jour.

Suite à une demande de collaboration émanant de Mr. Allamando, responsable d'industrialisation à la S.P.A.C. et de Mr. Pinet, Directeur du C.I.T.I.A. (Centre d'Innovation et de Transfert pour l'Industrie Agroalimentaire), nous avons adapté un dispositif radiométrique (définition d'une cellule de mesure et réalisation d'un capteur) au problème de contrôle de température des pizzas. Dans le cadre de ce travail, la S.P.A.C. a accueilli Mr. Villeval, stagiaire en 3^{ème} année d'I.U.P.G.S.A.I. (Génie des Systèmes Agro-Industriels), que nous avons initié à l'utilisation de ce matériel et suivi dans le cadre des essais de faisabilité.

La non continuité du défilement de produit en sortie de chaîne de surgélation et le temps nécessaire à la mesure, nous ont orienté vers une mesure par échantillonnage. Nous avons tout

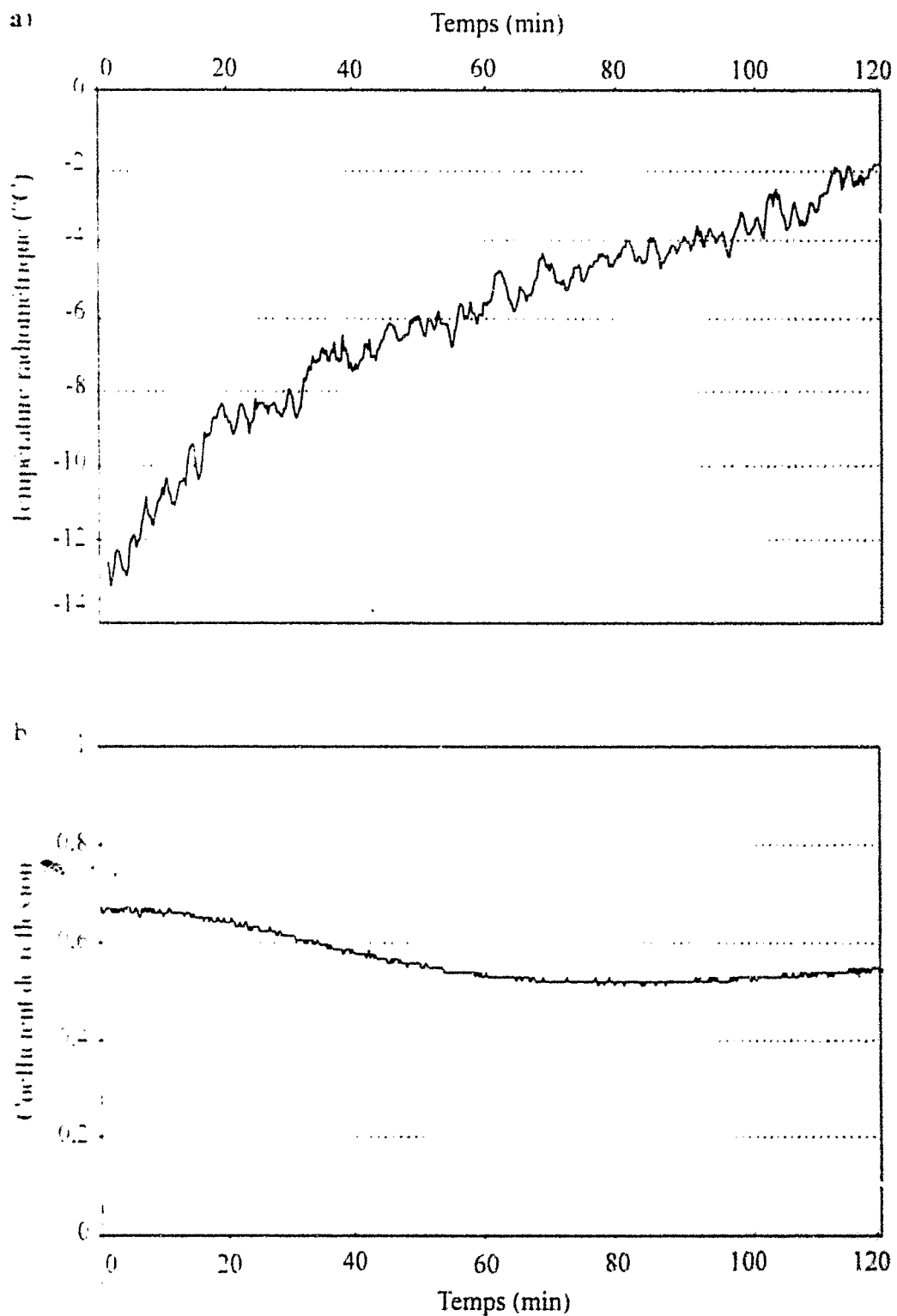


Figure III-33 : Enregistrements de la température radiométrique (a) et du coefficient ϵ de réflexion à l'entrée du capteur (b), lors du processus de réchauffement naturel d'une pizza surgelée.

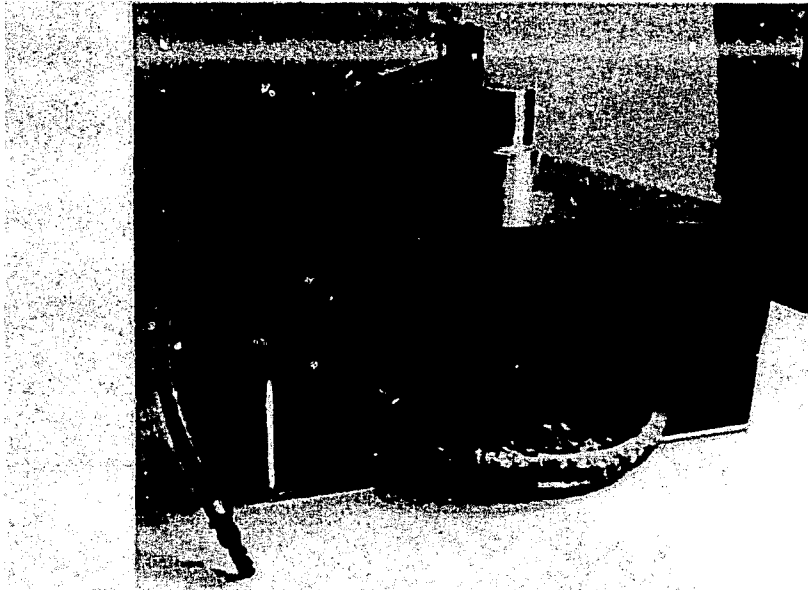
d'abord défini et construit une nouvelle cellule de mesure mieux adaptée au produit fabriqué. Des comparaisons sur plusieurs types de produits ont ensuite été effectuées entre la mesure radiométrique et la technique habituellement employée par le service Qualité de l'usine.

La pizza est un produit constitué de nombreux ingrédients et sa structure est extrêmement hétérogène. La norme concernant les produits agroalimentaires non homogènes stipule qu'une mesure de température ne peut être effectuée que lorsque le produit a séjourné au moins 20 minutes dans un caisson adiabatique, permettant ainsi au produit d'atteindre une température uniforme. Cette procédure entraîne un temps de réponse bien trop important face à un problème de production. Les contrôles de température sont donc réalisés, toutes les 2 heures sur les trois lignes de production, par l'introduction, au centre de la pizza, d'un thermocouple certifié (seule référence de température valable au sein de l'entreprise, sonde étalonnée par four cryogénique par le service Qualité). L'information est ensuite enregistrée après une minute, temps nécessaire à la stabilisation de la mesure. La norme adoptée impose une température de -18°C au centre du produit. En cas de non respect de ce critère, les produits réalisés durant la même période que celui sous test sont bloqués en chambre froide jusqu'à ce qu'ils aient atteint cette température. Le produit testé étant détérioré, il est ensuite éliminé de la ligne de production. Le coût annuel engendré par la destruction de ces échantillons est d'environ 30 000 FF (soit 4 580 €).

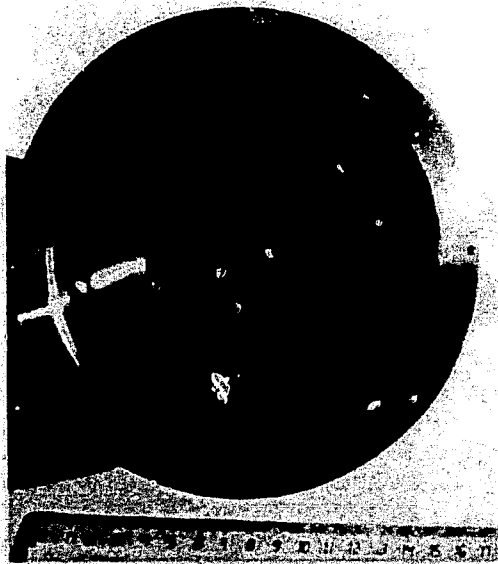
L'utilisation de la radiométrie microonde permettrait non seulement de replacer le produit testé dans le circuit de production mais aussi d'assurer un contrôle sur une plus grande quantité de produit.

II - 2 - a. Conditions expérimentales :

Quelques essais préliminaires ont d'abord été réalisés sur site, à l'aide de la cellule développée dans le cadre des campagnes menées chez Mc Cain, pour la mesure de température de sachets de frites conditionnés dans des emballages en carton. Le système radiométrique (radiomètre centré sur 1,575 GHz avec 20 MHz de bande passante) a été placé à proximité de la chaîne d'acheminement du produit, vers la zone d'emballage, proche de la sortie du tunnel de surgélation. Nous avons tout d'abord enregistré un suivi du réchauffement naturel d'une pizza (**figure III-33-a**) disposée dans son carton d'emballage. Les fluctuations du signal radiométrique sont inférieures à 1°C et montrent la précision que l'on peut attendre d'une telle manipulation. L'évolution du coefficient de réflexion au cours du temps



Photographie III-04 : Cellule de mesure pour pizzas.



Photographie III-05 : Capteur froid (dédié à la mesure de température de pizzas) inséré dans un boîtier métallique et protégé par une fenêtre de plexiglas.

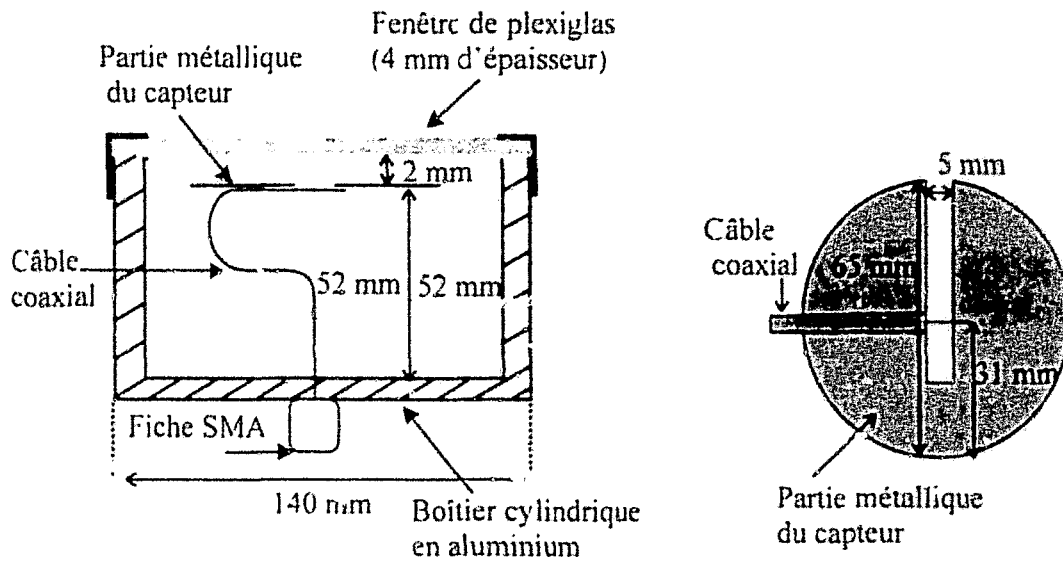


Figure III-34 : Description du boîtier et du capteur radiométrique utilisés pour la mesure de température de pizzas.

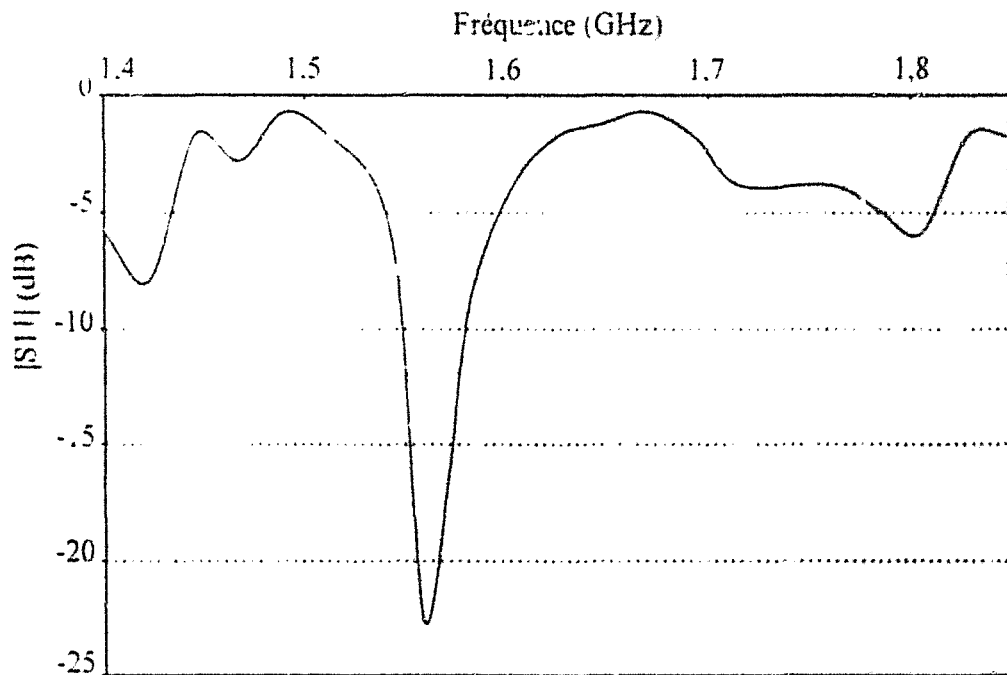


Figure III-35 : Relevé fréquentiel du coefficient de réflexion à l'entrée du capteur lorsqu'une pizza est insérée au centre de la cellule de mesure

(figure III-33-b) fournit une autre information : l'apparition de condensation à l'intérieur de l'emballage de la pizza (se traduisant par une diminution du coefficient de réflexion).

Cette première manipulation a permis également de s'assurer de l'absence de perturbations électromagnétiques sur le signal radiométrique et ce, quelle que soit la localisation du dispositif (à proximité de détecteurs de métaux et de sources de rayons X, en sortie de surgélateur, ...). Nous avons également défini les conditions nécessaires au bon déroulement de cette campagne de mesures (localisation du radiomètre par rapport à la cellule de mesure, nature de la mesure : par échantillonnage sur ligne de production, ...).

Avant de démarrer la campagne de mesures nous avons conçu une nouvelle cellule (enceinte métallique équipée d'un capteur froid) mieux adaptée à la nature du produit correspondant, ici à des pizzas. En effet, la première cellule n'était pas optimisée pour l'étude de produits de cette dimension mais pour des volumes de produit beaucoup plus important. Deux paramètres majeurs sont le reflet de cette mauvaise adéquation entre géométrie de la cellule et produit sous étude : un coefficient de réflexion de l'ordre de 0,5 à 0,7, expression d'un faible couplage entre le capteur et le produit, ainsi qu'une température radiométrique fortement dépendante du positionnement du produit à l'intérieur de la cellule.

Les dimensions de la nouvelle cellule de mesure sont de 37 cm de côté sur 15 cm de hauteur. (photographie III-04). Le boîtier, de forme cylindrique, dans lequel est placé le capteur est positionné sur la face supérieure de la cellule, en son centre (photographie III-05, figure III-34). Un exemple de relevé fréquentiel du coefficient de réflexion à l'entrée du capteur est illustré figure III-35 lorsqu'une pizza est insérée au centre de la cellule de mesure. Le niveau moyen d'adaptation dans la bande passante du radiomètre est de -15 dB.

II - 2 - b Résultats de la campagne de mesures

Une première série d'expérimentations a été réalisée afin de déterminer l'emplacement pour lequel le couplage entre capteur et produit est le meilleur (c'est à dire pour lequel le coefficient de réflexion est le plus faible). Le produit test choisi était un plat en verre, de la dimension d'une pizza classique (30*30 cm) contenant de l'eau. Après avoir testé différentes positions, l'emplacement optimum s'est révélé être celui situé au fond de la cellule, en son centre [23].

En utilisant un récipient contenant de l'eau portée à une température positive (comprise entre 15 et 25 °C) et positionné à l'emplacement choisi précédemment, nous avons comparé la

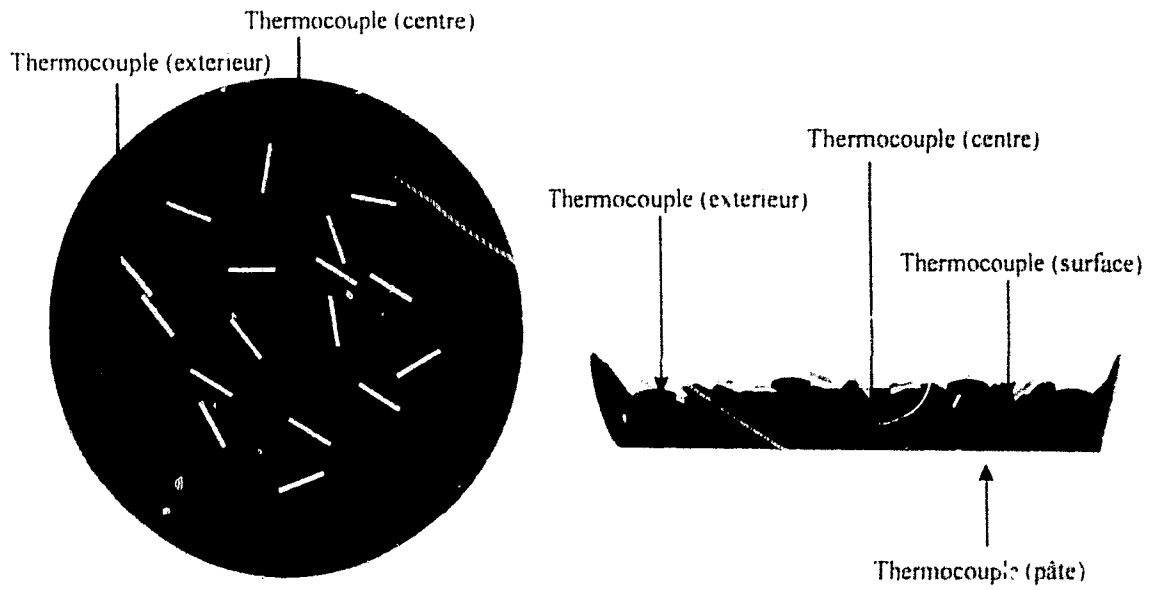


Figure III-36 : Localisation des points de mesure pour thermocouple sur la pizza.

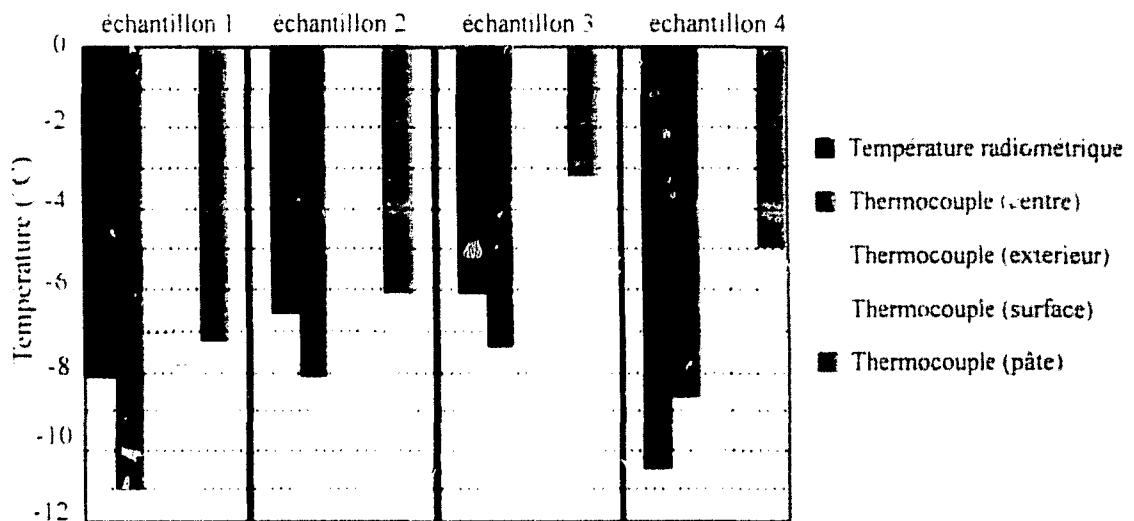


Figure III-37 : Comparaison de la température radiométrique d'une pizza avec les mesures par thermocouple réalisées en divers points.

température radiométrique mesurée à celle donnée par le thermocouple du service Qualité. Le coefficient de réflexion moyen obtenu pour cet emplacement est de 0,24 avec une température radiométrique qui ne diffère que de 0,2°C à 0,3°C de celle donnée par le thermocouple.

Afin de mettre en évidence la difficulté de prise de température par thermocouple d'un produit hétérogène comme la pizza, nous avons comparé, à partir de quelques échantillons, la température radiométrique avec la température prise au thermocouple en divers points du produit. Ce protocole comprend le relevé de deux à trois températures en divers points de la pizza (au centre, à la surface au niveau de la garniture, sur la périphérie ainsi que sous la pizza au contact de la pâte) (figure II-36). Nous avons ensuite calculé la température moyenne pour chaque région. L'extrême disparité des relevés effectués reflète l'hétérogénéité en température du produit et donc la difficulté de comparer ces mesures à la température volumique moyenne que représente la température radiométrique (figure III-37).

Une étude systématique a été entreprise sur des produits homogènes (eau pour des températures positives, eau glycolée pour celles négatives) et hétérogènes (pizzas crues 'Fraich Up' et 'Bake UP' et pizzas cuites 'Pâte fine', 'Grandiosa' et 'Tradizione'). Concernant les produits homogènes, une seule comparaison entre la température radiométrique et la température thermocouple a été effectuée. Afin de faciliter les opérations et de réduire les temps d'acquisition (pour réduire l'effet du réchauffement) le protocole de mesure sur pizzas a été sensiblement modifié. Les mesures par thermocouples ont débuté au centre de la pizza, puis une moyenne a été calculée à partir de cinq autres mesures (une au centre et quatre autres plus centrées). La température radiométrique a été moyennée sur quatre mesures consécutives, soit une information radiométrique en une cinquantaine de secondes. Un exemple de relevés, tiré du rapport de stage de Mr. Villeval est reporté figure II-38.

Pour 80% des 80 échantillons testés, la différence entre la température relevée au centre de la pizza et la température radiométrique diffère de moins de 1 degré. Ce chiffre est de 72% si l'on compare la température radiométrique à la moyenne des cinq mesures obtenues par thermocouple sur l'ensemble de la pizza.

II - 2 - c. Positionnement du produit

	EAU			EAU GLYCOLÉE			PÂTE FINE GR ANDROS A			FRANCHIP BAKE-UP			FRANCHIP		
	T° rad. (°C)	T° labo. (°C)	T° moy. (°C)	T° rad. (°C)	T° labo. (°C)	T° moy. (°C)	T° rad. (°C)	T° labo. (°C)	T° moy. (°C)	T° rad. (°C)	T° labo. (°C)	T° moy. (°C)	T° rad. (°C)	T° labo. (°C)	T° moy. (°C)
	29,71	30,1	-	32,43	33,3	-	28,91	29,1	-	19,64	19,6	-	25,45	25,7	-
				31,7	32,7	-	26,55	26,3	-	34,21	34,3	-	21,58	21,7	-
	22,83	22,7	-				25,63	25,6	-	31,99	32,2	-	20,54	20,5	-
							24,54	24,2	-	29,32	29,5	-	19,61	19,6	-
							-15,7	-18,1	-				-17,5	-20,3	-
	-6,84	-7,9	-	-12,9	-13,1	-	-15,1	-15,3	-	-8,64	-8,8	-	-12,7	-13,1	-
	-4,23	-5,3	-				-12,1	-12,3	-	-5,03	-4,8	-	-4,65	-4,6	-
	2,18	2,2	-	-3,81	-3,9	-	-1	-1,1	-	-3,2	-3,2	-	-3,99	-3,6	-
	3,43	2,9	-	-1,4	-1,4	-	1,03	0,7	-				-4,24	-4,5	-
	-19,5	18,5	-18			-16	-17,6	-17,7	-19			-17			-3,5
	-11,2	-14,5	-11,5	-13,8	-13,3		-11,2	-12,5	-1	-13,3	-13,5	-12	-0,84	-2,5	0
				-8,44	-7,5	-4	-9,5		-9	-8,66		-9	-1,82	-1,8	1,5
			-4,5	-7,02	-6,5	-3	-7,65	-7,9	-6	-7,18		-7	6,2	6,1	
	11,31	11,8	12,7	-4,89	-4,3	-2,5	-3,22	-3	-3			-5			
	-18,1	-17,6		-12,4	-11,3	-11	0,02	-4,1	-1	-12,3		-12	-5,59	-6	
	-14,6	-15	-16			-10	-3,15	-2	-3,5	-9,79	-10,2	-9,5	-4,49	-5,6	-4,5
	-13,1	-13,5		-8,81	-8,8	-9		0,4		9,36	9,1		3,86		
	-12,1	-12	-12	-7,14	-7	-5	5,99	3,2	6	-8,45	-9,2	-8			
	5,01	1	5	-6,03	-6,3	-3	18,59	18,8	18,6				19,81	19,7	19,5
		-17,1		9,95	-9,6	-8		-14			-11,1		0,67	-0,4	1,5
	-11,1	-11,5	-11			-6,5	-9,52	-9,5	-10	-6,69	-7,3		7,87		8
			-7,5	-7,48	-7,3	-6	-8,3	-7,7	-8			5	10,96	11,4	
			-6			-5			-6	-3,92	-4,1	-4	12,76	12,5	13
	-3,13		-3	-4,8	-4,8	-4,5			-4	-1,77	-3,2	-1,5	14,05		14

Tiré du rapport de stage de 3ème année d'IUP GSAI de Mr Villeval

T° labo : température par thermocouple au centre de la pizza

T° moy : moyenne des températures par thermocouple sur 5 mesures
(une au centre et 4 excentrées)

□ Ecart supérieur à 1 °C

■ Ecart inférieur à 1 °C

▨ Ecart inférieur à 0,5 °C

Figure III-38 : Comparaison de la température radiométrique avec les mesures par thermocouple réalisées sur différents produits.

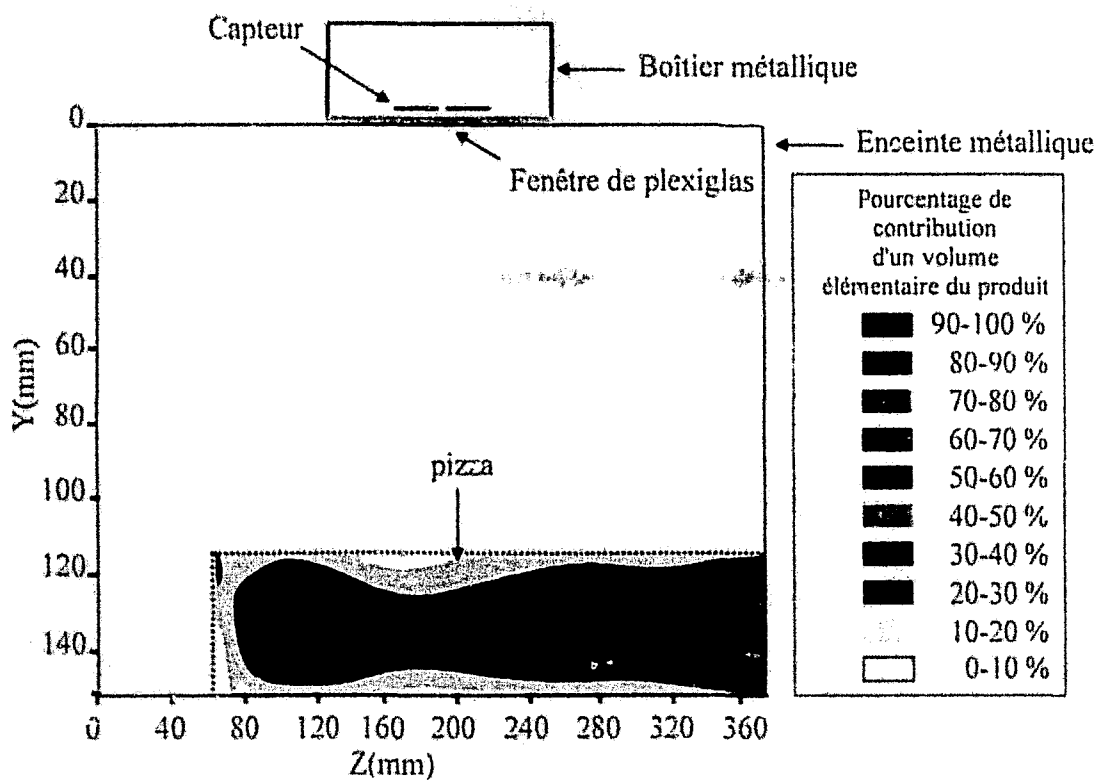


Figure III-39 : Distribution de la contribution du produit à la puissance reçue par le capteur à la fréquence de 1,575 GHz.

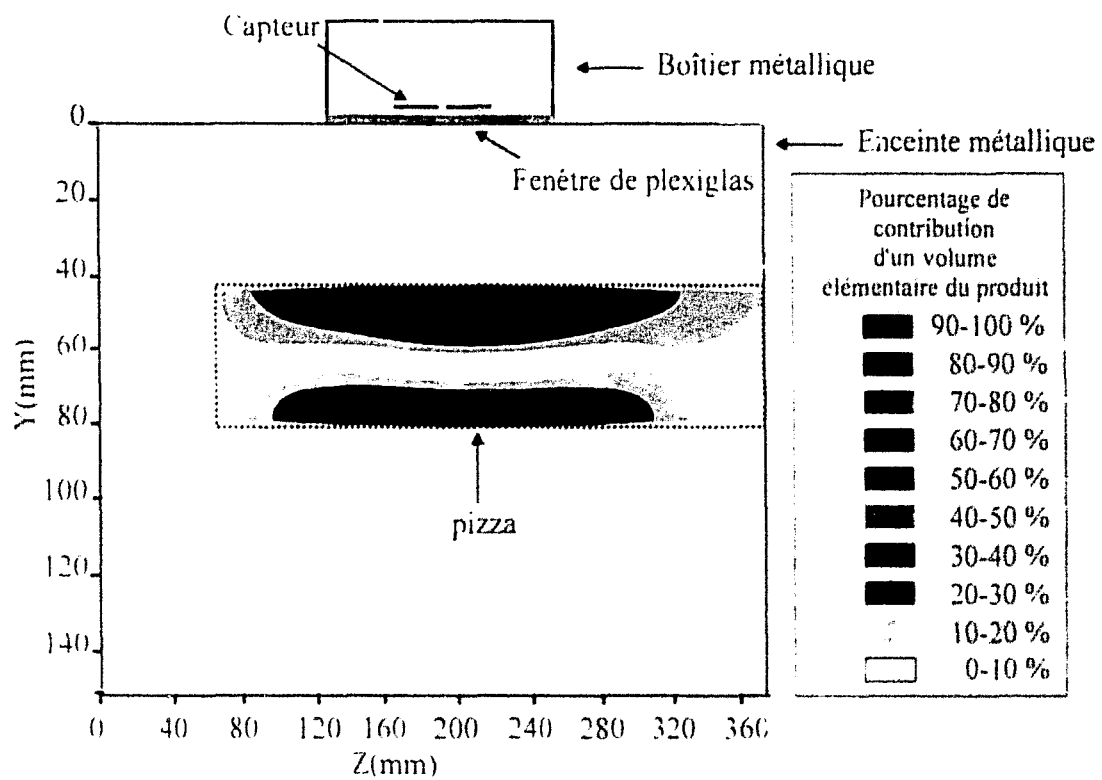


Figure III-40 : Distribution de la contribution du produit à la puissance reçue par le capteur à la fréquence de 1.575 GHz.

Il semble très difficile de modéliser une pizza placée dans une cellule de mesure en vue de déterminer sa cartographie thermique interne eu égard à l'hétérogénéité du produit et à la détermination peu aisée des permittivités relatives de chacun des constituants en fonction de la température. Toutefois, l'utilisation du modèle électromagnétique présenté au chapitre II permet d'analyser le problème de positionnement du produit dans la cellule.

Nous avons, en première approximation, considéré un milieu de permittivité homogène ($\epsilon_r' = 5,0$ et $\epsilon_r'' = 1,5$) dont les dimensions sont équivalentes à celles d'une pizza (30 cm de diamètre pour 4 cm d'épaisseur). La valeur des permittivités choisie correspond à celle de la plus part des produits surgelés en dessous de -10°C . Les figures III-39 et III-40 présentent la distribution du pourcentage de contribution du produit au bruit d'origine thermique reçu par le capteur en fonction de son positionnement à l'intérieur de l'enceinte métallique (cellule de mesure). Selon la distribution du produit, nous observons une distribution très différente. Comme nous l'avons observé lors des campagnes de mesures, le choix du positionnement aura de l'importance sur la valeur de la température radiométrique ainsi que sur celle du coefficient de réflexion. Dans le cas de la figure III-39, la température radiométrique sera d'avantage représentative de la température à l'intérieur du produit alors que dans la position de la figure III-40 nous obtiendrons une information essentiellement relative aux régions supérieure et inférieure du produit.

L'interprétation des résultats est donc bien plus complexe que dans le cadre des campagnes de mesures menées chez Mc Cain. Cependant un positionnement judicieux permet d'obtenir une information de température pertinente sur l'état de surgélation du produit, sans intrusion d'une sonde.

II - 2 - d. Bilan de la campagne de mesure

Les résultats obtenus sont tout aussi significatifs que lors des campagnes de mesures chez Mc Cain. Cette nouvelle campagne a donc bien démontré que le contrôle de température par radiométrie microonde peu être étendu à des produits fortement hétérogènes et que l'information obtenue est tout aussi pertinente que pour un produit homogène.

Compte tenu de la nature de la pizza (produit préparé dont le prix de fabrication est loin d'être négligeable), la technique utilisée jusqu'à présent par le service Qualité de l'usine pour contrôler la température, dégrade le produit et entraîne un manque à gagner réel. De plus cette méthode, non automatisée, ne peut être appliquée en continu. Ainsi, en cas d'incidents en

cours de production, la réaction ne peut être effective qu'après un laps de temps important, ce qui nécessite un stockage des produits non conformes et induit donc un coût supplémentaire. L'emploi de la radiométrie microonde permet non seulement une préservation du produit sous test, mais aussi le contrôle de la température d'un plus grand nombre de pizzas et par là même un temps de réponse plus rapide suite aux incidents de production. En outre, alors que mesure de température au moyen d'un thermocouple n'est représentative que du niveau thermique d'un très faible volume du produit, la radiométrie microonde permet d'accéder à une information volumique moyenne du produit.

Ainsi, pour l'anecdote et à titre d'exemple, lors d'une journée d'essais sur site, alors que nous contrôlions la température de pizzas sortant du tunnel de surgélation, nous avons enregistré des températures radiométriques de l'ordre de la dizaine de degrés. Ceci nous a amené à nous interroger sur la présence de perturbations électromagnétiques à l'intérieur de l'usine puisque une mesure au thermocouple indiquait des températures de l'ordre de -18°C au centre des pizzas. Après plusieurs vérifications et maintes interrogations, nous nous sommes aperçus de la présence de sauce tomate non surgelée au dos de la pizza, due à un mauvais fonctionnement d'un rouleau du tapis du convoyeur. Ainsi, il arrive que pour expliquer des phénomènes inattendus, nous nous tournions vers des interprétations complexes alors que la cause en est parfois bien élémentaire.

Conclusion

La première application de la radiométrie microonde que nous avons abordé dans ce chapitre concerne la mesure de température chez l'homme adulte. Nous avons mis en place un premier protocole d'étude comparative (Tempil 1) entre le radiomètre centré sur 3,2 GHz associé à un capteur froid et les appareils de mesure de température habituellement utilisés dans le monde médical. Ce projet a été initié par le Docteur Danel, de l'Unité de Psychopathologie et d'Alcoologie de la Clinique du C.H.R. & U. de Lille, et mené en étroite collaboration avec le Professeur Libersa du Centre d'Investigation Clinique du C.H.R. & U. / I.N.S.E.R.M. de Lille. Nous avons été confronté à la difficulté de la mesure de température par radiométrie microonde chez l'Homme, et particulièrement au choix d'une localisation adéquate du capteur afin d'obtenir une information significative. Les difficultés relatives à la comparaison de températures obtenues en différentes zones corporelles ont été évoquées, particulièrement

lorsque ces informations proviennent d'instruments de mesure basés sur des principes physiques différents.

Un second protocole (Tempil 2) est en cours d'élaboration : il porte sur la mesure non-invasive de température d'un organe interne (foie) du corps humain. Ces relevés se dérouleront sur un laps de temps suffisamment long afin de détecter des variations de températures significatives relatives au fonctionnement de l'organe (détermination des cycles thermiques).

A plus long terme, nous envisageons l'utilisation de la radiométrie microonde comme technique de mesure non-invasive en chronobiologie, ce qui permettra l'enregistrement circadien de la température interne d'un individu à l'aide de dispositifs portables.

La deuxième partie de ce chapitre concerne le contrôle de l'état de surgélation de produits agroalimentaires. Des campagnes de mesures de températures radiométriques ont été effectuées sur des produits homogènes (frites) et fortement hétérogènes (pizzas). Elles ont confirmé que, comparativement aux techniques classiques utilisées, la radiométrie microonde donne une information pertinente. Tout en conservant l'intégrité du produit sous test et en autorisant une fréquence de mesure plus importante, elle permet d'accéder à l'état thermique d'un volume important du produit, contrairement à la mesure par thermocouple qui est extrêmement localisée.

Dans ce chapitre, nous avons également analysé théoriquement l'influence d'un certain nombre de paramètres sur la mesure radiométrique tels que le positionnement du capteur par rapport au produit, l'influence d'un gradient de température ainsi que la localisation du produit dans la cellule de mesure. Cette étude réalisée à partir d'un modèle électromagnétique dont le code de calcul est basé sur la 2D.-F.D.T.D., a nécessité la mise en œuvre de mesures de permittivités diélectriques de produits alimentaires en fonction de la température.

Dans un avenir proche, un dispositif radiométrique pourrait être installé sur site industriel moyennant quelques aménagements simples sur les lignes de production. Une procédure de validation auprès du Bureau National des Mesures (B.N.M.) pourrait être envisagée afin que le dispositif radiométrique puisse être certifié et reconnu comme qualifiant par les organismes de contrôle sanitaire.

Bibliographie

[1] 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.

[2] 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.

[3] 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.

[4] 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.

[5] K. Maruyama, S. Mizushina, T. Sugiura, G. M. J. Van Leeuwen, J. W. Hand, G. Marrocco ; F. Bardati, A. D. Edwards, D. Azzopardi and D. Land

'Feasibility of Noninvasive Measurement of Deep Brain Temperature in Newborn Infants by Multifrequency Microwave Radiometry.'

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, N° 11, Novembre 2000.

[6] 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.

[7] 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.

[8] **V. Sagot-Tessier**

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

Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Décembre 1997.

[9] **C. Vanoverschelde**

'Dispositifs radiométriques pour usage industriel et médical : réalisation et modélisation d'une nouvelle génération d'antenne-captur.'

Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Décembre 2000.

[10] **H. Brinnel, M. Cabanac**

'Tympanic temperature is a core temperature in humans.'

Journal Therm. Biol., 14, pp 47-53, 1989.

[11] **K.T. Sato, N.L. Kane, G. Sous, C.V. Gisolfi, N. Fonde, Sato K.**

'Reexamination of tympanic membrane as a core temperature.'

Journal Appl. Physiol, 80, pp 1233-1239, 1996.

[12] **G.L. Brengelmann**

'Dilemma of body temperature measurement.'

Springfield, IL : Thomas, 1987.

[13] **Protocole d'étude clinique d'un appareil de mesure de la température, première évaluation chez l'homme**

'Etude de la validité de l'appareil radiométrique développé par l'I.E.M.N. pour la mesure de la température corporelle chez l'homme en vue d'enregistrements dynamiques.' Octobre 1999.

[14] **Rapport d'examen de l'APAVE**

[15] **Rapport statistique de l'analyse des données de l'étude 'TEMPIL'**

'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 : étude pilote de faisabilité.' Juin 2001.

[16] **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.

[17] **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

[18] **C. Joannis, L. Banevitch, J.L. Lanoiselle ; G. Piar**

'Détermination des coefficients d'échange thermique dans un tunnel de surgélation mixte'
Editions ELSEVIER, 'Thermique et agroalimentaire', pp 53-58, Mai 2000.

[19] **L. Legrand**

'Mesures automatiques de permittivités, applications à la caractérisation diélectrique de substances mésomorphe.'

Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Juillet 1984.

[20] **A.B. Boughriet**

'Contribution à la caractérisation électromagnétique de matériaux en structures dipôles et quadripôles – Applications aux tissus biologiques et aux polymères thermoplastiques.'

Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Avril 1997.

[21] **A.W. Kraszewski**

'Prediction of the dielectric properties of two-phases mixtures.'

Journal of Electromagnetic Waves and Applications, vol. 12, n°3, pp 215-222, 1977.

[22] **D. Glay**

'Conception et réalisation de systèmes microondes destinés au contrôle non destructif de matériaux.'

Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, Novembre 1999.

[23] **L. Villeval**

'Etude d'un radiomètre sur une ligne de pizza.'

Rapport de stage de 3^{ème} année d'I.U.P. G.S.A.I., Avril 2001.

Conclusion générale

Face à la nécessité d'un contrôle de température lors des séances de thérapies microondes, l'équipe 'Circuits et Applications' dirigée par le Professeur Chivé, en partenariat avec l'unité 279 de l'I.N.S.E.R.M., a développé un radiomètre à double référence interne de température.

Depuis quelques années, nous sommes confrontés à l'évolution technologique du marché des composants électroniques, ainsi qu'à l'engouement des praticiens hospitaliers et des industriels pour de nouvelles techniques de mesure non-invasive de température. Dans ce contexte, les travaux de l'équipe, dirigée actuellement par le Professeur J. Pribetich, s'inscrivent dans la recherche d'un compromis entre le coût, l'encombrement et les performances de ces dispositifs radiométriques. Ce mémoire de thèse repose, entre autre, sur l'étude approfondie d'un appareil élaboré et testé pour des mesures en laboratoire, puis validé sur site industriel et médical et destiné dans un avenir proche à être commercialiser.

La première partie de ce travail a porté sur l'étude approfondie d'un radiomètre à bande étroite centré sur la fréquence de 1,575 GHz. Cette étude a consisté en une caractérisation de ses principaux composants et à déterminer ses performances en thermométrie. Dans la perspective de son installation sur une unité de production en agroalimentaire, nous avons validé une technique de prise en compte d'un câble supplémentaire reliant le radiomètre au capteur. Les procédures ont été mises en œuvre afin de minimiser l'influence sur la mesure radiométrique des fluctuations du bruit propre de la chaîne hyperfréquence, ainsi que celles des références de températures réalisées à partir d'un amplificateur faible bruit.

La procédure d'industrialisation du dispositif radiométrique nous a également amené à envisager de substituer certains des principaux constituants de la chaîne hyperfréquence par de nouveaux composants à faible coût. La validation en laboratoire d'un prototype commercial mis au point à partir de ces transformations, nous a conduit à effectuer quelques tests concluants, sur site industriel.

Parallèlement à ces travaux sur les radiomètres, un nouveau type de capteur radiométrique a été développé : le capteur 'froid'. En effet, les capteurs en structure plaquée, réalisés à partir

d'une gravure métallique sur substrat diélectrique, bien que peu coûteux et simples à réaliser, présentent des inconvénients dans certaines situations : bruit propre du substrat qui participe au signal radiométrique, dérive des caractéristiques en fonction de la température, Les caractéristiques électromagnétiques du capteur 'froid' sont indépendantes de sa température et son bruit propre est négligeable.

Un modèle électromagnétique basé sur la méthode des moments a permis d'étudier théoriquement ce capteur et en particulier, de déterminer son diagramme de réception. En se basant sur les résultats obtenus à partir de ce modèle, nous avons également développé un code de calcul basé sur la 2D.-F.D.T.D. qui permet de modéliser, avec des moyens informatiques courants, des structures hétérogènes proches de celles rencontrées lors des campagnes de mesures sur site industriel et médical.

La dernière partie de ce travail est relative à des campagnes de mesures exploratoires en milieu médical et industriel. Une étude menée en collaboration avec le Centre d'Investigation Clinique du C.H.R.U de Lille, concerne la mesure de température interne chez l'homme par radiométrie microonde. Un protocole, comprenant 14 sujets volontaires, a permis de démontrer, sous certaines conditions, la faisabilité et la cohérence de la mesure de température par radiométrie microonde par rapport aux techniques habituellement utilisées. Les résultats statistiques de cette étude montrent également la difficulté de comparer des températures relevées en des localisations différentes du corps. Un nouveau protocole est actuellement mis en place pour enregistrer la température et les cycles thermiques de certains organes internes tel que le foie.

Deux campagnes de mesures ont également été entreprises en milieu industriel. La première, menée au sein de l'usine de production Mc Cain-Harnes, concerne le contrôle de température en ligne de frites à l'intérieur d'un tunnel de surgélation ainsi que par échantillonnage du produit emballé lors du transfert en zone de stockage. La mesure des caractéristiques diélectriques de frites en température a permis, au moyen d'un code de calcul basé sur la 2D.-F.D.T.D. d'étudier l'influence de différents paramètres sur la mesure radiométrique : distance entre le capteur et le produit, profil thermique et présence d'une anomalie thermique. La deuxième campagne s'est déroulée au sein de la Société S.P.A.C. Nestlé et a porté sur le contrôle de température d'un produit hétérogène : la pizza. Des mesures par thermocouple en différents points du produit ont confirmé la pertinence de la mesure radiométrique lorsque celle-ci est effectuée au moyen d'une cellule de mesure adaptée.

Comparativement aux mesures réalisées par les différents services Qualité, des résultats similaires ont été trouvés lors de ces deux campagnes. Nous avons ainsi démontré que la température radiométrique est bien significative de l'état thermique d'un produit tout en préservant son intégrité et en permettant une automatisation de la mesure à l'aide d'aménagements peu onéreux.

La prochaine industrialisation du dispositif radiométrique entraînera l'apparition de nouvelles demandes émanant du monde industriel et médical, que ce soit pour une mesure de température ambulatoire chez l'Homme ou comme technique de mesure qualifiante pour l'industrie alimentaire. Après de nombreuses années de recherche et de développement, de nombreux terrains d'investigation s'ouvrent encore à la radiométrie microonde.

Annexe 1

Les différences observées entre des groupes sont évaluées par des tests statistiques. Ces tests sont notamment choisis en fonction de la nature des variables étudiées (quantitatives, qualitatives, ...).

La force d'association entre des variables mesure l'intensité des liens qui peuvent exister entre elles. Lorsque ces variables (x et y) sont quantitatives, comme dans notre cas de figure, on utilise un coefficient de corrélation (r). Il est égal au rapport de la covariance entre x et y sur le produit de leurs écart-types (s) :

$$r = \frac{S_{xy}}{S_x \cdot S_y}$$

Les valeurs de ce coefficient vont de -1 à +1. Entre 0,8 et 1 (en valeur absolue), la force d'association entre deux variables est importante, entre 0,5 et 0,8 elle est modérée, entre 0,2 et 0,5 elle est faible et très faible pour des valeurs inférieures. Un signe positif traduit une association 'positive' : y croît avec x . Une association 'négative' traduit l'opposé : y décroît lorsque x croît.

Dès que l'une des variables est quantitative, les tests employés (et en particulier celui dont nous nous servons) nécessitent certaines hypothèses telles que la normalité des distributions. Dans ce cas particulier nous utilisons le calcul du coefficient de corrélation classique (ou de Pearson). Des méthodes 'non paramétriques' permettent de s'affranchir de ce type d'hypothèse. Ces coefficients de corrélation non paramétriques sont appelés coefficients des rangs de Kendall ou de Spearman pour les variables quantitatives.

Le taux de signification indique le degré de pertinence sur la valeur du taux de corrélation. La valeur du taux de corrélation est d'autant plus fiable que le taux de signification est faible (au moins inférieure à 0,05).

Liste des travaux personnels

Liste des travaux personnels

Publications :

THOMY V., VANOVERSCHELDE C., DUBOIS L., SOZANSKI J.P., CHIVE M.
'Contrôle de température par radiométrie micro-onde dans le domaine de l'agroalimentaire.'
Editions HERMES, 'Systèmes et microsystèmes pour la caractérisation', volume 2, pp 341-348, 2001.

THOMY V., VANOVERSCHELDE C., DUBOIS L., SOZANSKI J.P., CHIVE M.
'Dispositif de contrôle de température sans contact : Applications au domaine de l'agroalimentaire.'
Editions ELSEVIER, 'Thermique et agroalimentaire', éditions ELSEVIER, pp 685-690, 2000.

DUBOIS L., VANOVERSCHELDE C., THOMY V., SOZANSKI J.P., CHIVE M.
'Temperature control by microwave radiometry with narrow bandwidth.'
The European Physical Journal Applied Physics, AP 9, 63-68 (2000).

VANOVERSCHELDE C., DUBOIS L., SOZANSKI J.P., THOMY V., CHIVE M.
'Conception de nouveaux radiomètres et applicateurs pour systèmes d'hyperthermie microonde pilotés par radiométrie.'
Rev. Innov. Techn. Biol. Med., Vol 20, n°5, 1999, p 271-276.

Communications internationales :

CARLIER J., THOMY V., J.-C. CAMART, DUBOIS L., PRIBETICH J.
'Modélisation d'applicateurs planaires de type fente annulaire pour thérapie microonde'
Colloque internationale TELECOM'2001 & 2^{ème} J.F.M.M.A., Casablanca (Maroc), 17-18-19 Octobre 2001.

VANOVERSCHELDE C., DUBOIS L., THOMY V., SOZANSKI J.P., J.-C. CAMART, CHIVE M., PRIBETICH J.
'Miniature sensor for measurement and control of temperatures by microwave radiometry in medical applications.'
International Microwave Symposium (IEEE MTT 2001), Phoenix, Arizona (USA), 20-25 Mai 2001.

THOMY V., VANOVERSCHELDE C., DUBOIS L., CHIVE M., PRIBETICH J.
'A synthesis of the design and modelisation of planar applicators for microwave hyperthermia.'
The 8th International Congress of Hyperthermic Oncology, Kyong-Ju, Korea, 26-29 Avril 2000.

VANOVERSCHELDE C., THOMY V., DUBOIS L., SOZANSKI J.P., CHIVE M.
'Temperature control without contact by narrow bandwidth microwave radiometry for food processing industry.'
Second World Congress on Microwave & Radio Frequency Processing, Orlando, Florida (USA), 2-6 Avril 2000.

THOMY V., VANOVERSCHELDE C., DUBOIS L., SOZANSKI J.P., CHIVE M.
'Conception and realisation of microwave planar applicators for medical applications.'
VIIth International Conference on Microwave and High Frequency Heating, Valence (Espagne), 13-17 Septembre 1999.

THOMY V., VANOVERSCHELDE C., DUBOIS L., CHIVE M., PRIBETICH J.
'Study and characterization of external planar applicators used for medical applications.'
XXVIth General Assembly of URSI, Toronto (Canada), 13-21 Août 1999.

Communications nationales :

THOMY V., VANOVERSCHELDE C., DUBOIS L., SOZANSKI J.P., CHIVE M.
'Capteur froid : mesures de température sans contact en agroalimentaire.'
12^{èmes} Journées Nationales Microondes, Futuroscope, 16-17-18 Mai 2001.

THOMY V., VANOVERSCHELDE C., DUBOIS L., SOZANSKI J.P., CHIVE M.
'Contrôle de température par radiométrie micro-onde dans le domaine de l'agroalimentaire.'
Colloque interdisciplinaire en instrumentation (C2I 2001), CNAM Paris, 31 janvier 1^{er} Février 2001.

THOMY V., VANOVERSCHELDE C., DUBOIS L., SOZANSKI J.P., CHIVE M.
'Dispositif de contrôle de température sans contact : Applications au domaine de l'agroalimentaire.'
Congrès de la Société Française des Thermiciens (SFT 2000), Lyon, 15-17 Mai 2000.

VANOVERSCHELDE C., THOMY V., DUBOIS L., SOZANSKI J.P., CHIVE M.
'Systèmes radiométriques pour contrôle de température non-invasif.'
11^{èmes} Journées Nationales Microondes, Arcachon, 21-23 Mai 1999.

Participations actives aux colloques :

THOMY V., VANOVERSCHELDE C., DUBOIS L., SOZANSKI J.P., CHIVE M.
'Capteur froid : mesures de température sans contact en agroalimentaire.'
12^{èmes} Journées Nationales Microondes, Futuroscope, 16-17-18 Mai 2001.

THOMY V., VANOVERSCHELDE C., DUBOIS L., SOZANSKI J.P., CHIVE M.
'Contrôle de température par radiométrie micro-onde dans le domaine de l'agroalimentaire.'
Colloque interdisciplinaire en instrumentation (C2I 2001), CNAM Paris, 31 janvier-1^{er} Février 2001.

THOMY V., VANOVERSCHELDE C., DUBOIS L., SOZANSKI J.P., CHIVE M.
'Dispositif de contrôle de température sans contact : Applications au domaine de l'agroalimentaire.'
Congrès de la Société Française des Thermiciens (SFT 2000), Lyon, 15-17 Mai 2000.

THOMY V., VANOVERSCHELDE C., DUBOIS L., CHIVE M., PRIBETICH J.

'A synthesis of the design and modelisation of planar applicators for microwave hyperthermia.'

The 8th International Congress of Hyperthermic Oncology, Kyong-Ju, Korea, 26-29 Avril 2000.

THOMY V., VANOVERSCHELDE C., DUBOIS L., SOZANSKI J.P., CHIVE M.

'Conception and realisation of microwave planar applicators for medical applications.'

VIIth International Conference on Microwave and High Frequency Heating, Valence (Espagne), 13-17 Septembre 1999.

VANOVERSCHELDE C., **THOMY V.**, DUBOIS L., SOZANSKI J.P., CHIVE M.

'Systèmes radiométriques pour contrôle de température non-invasif.'

11^{èmes} Journées Nationales Microondes, Arcachon, 21-23 Mai 1999.

RESUME

La dégradation de l'énergie thermique d'un milieu dissipatif se traduit par un rayonnement électromagnétique large spectre. Cette puissance peut être traduite en une information de température volumique au moyen d'un dispositif radiométrique microonde qui permet donc d'accéder à la température d'un corps de façon non invasive et non destructive.

Après un rappel du principe de fonctionnement des radiomètres à double référence interne de température, nous présentons une caractérisation approfondie d'un radiomètre à bande étroite fonctionnant sur une plage fréquentielle réservée (G.P.S). La perspective de réalisation d'un démonstrateur commercial ainsi que la forte évolution du marché des composants hyperfréquences, nous ont conduit à insérer dans la chaîne d'amplification du radiomètre de nouveaux composants. Ceci a entraîné une baisse de son prix de revient ainsi que de son encombrement. Les premiers tests de ce dispositif, en laboratoire et sur site industriel, ont été concluants.

A partir d'un modèle basé sur les Différences Finies dans le Domaine Temporel, nous sommes en mesure de déterminer le diagramme de réception d'un capteur froid situé face à un milieu hétérogène, avec pour objectif d'interpréter les signaux radiométriques.

Plusieurs campagnes d'expérimentation ont été menées. Dans le domaine médical, un protocole visant à valider la technique radiométrique comme moyen de mesure de température chez l'Homme a été mené sur 14 patients volontaires. Dans le domaine agroalimentaire, une première campagne sur un produit homogène en phase de surgélation a été entreprise. Elle a été associée à une interprétation des signaux radiométriques obtenus, après une caractérisation diélectrique de ce produit en température. Une deuxième campagne sur site industriel a également été menée sur des produits surgelés très hétérogènes. Dans ces deux cas, la température radiométrique a été validée comme moyen de contrôle pertinent lors de process dans l'industrie agroalimentaire.

Mots clés :

Radiométrie

Thermométrie

Microonde

Capteurs

Méthode des moments

F.D.T.D.

Agroalimentaire

Médical

STUDY OF RADIOMETRIC DEVICES FOR TEMPERATURE MEASUREMENT : INDUSTRIAL AND MEDICAL APPLICATIONS

The degradation of the thermal energy of a dissipative medium results in an electromagnetic radiation from infrared to microwave domain. Through the electromagnetic power received by a microwave radiometric device, we can obtain a temperature information of a body in a noninvasive and nondestructive way.

First the principle of the radiometers with two internal temperature references is described. Then we present an extensive characterization of a narrow frequency bandwidth radiometer. The realization prospect of a commercial demonstrator as well as the strong market trends of the microwave components, led us to insert new components in the microwave system of the radiometer. This involved a reduction of its cost price as well as its dimensions. The first tests of this device, in laboratory and on industrial site, were promising.

From a model based on the Finite Difference Time Domain, we are able to determine the reception diagram of a cold sensor located in front of a heterogeneous medium. The purpose of this study is the interpretation of the radiometric signals.

Several experimentation campaigns were carried out. In the medical field, a protocol concerning the validation of the radiometric device as technique of temperature measurement on Man, was carried out on 14 voluntary patients. In the food processing industry, a first campaign on a homogeneous product in deep freezing phase was undertaken. After a dielectric characterization in temperature of this product we have interpreted the radiometric signals obtained. A second campaign on factory site was also carried out on very heterogeneous frozen products. In these two cases, the radiometric temperature was validated as relevant method for temperature control during process in food processing industry.

KEY WORDS :

Radiometry	Sensor	Food Processing Industry
Thermometry	Moment method	Medical
Microwave	F.D.T.D.	