

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES
ET TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : Electronique

par

Frédéric POLET



ETUDES THEORIQUE ET EXPERIMENTALE DE LA RADIOMETRIE PAR
ABSORPTION DIFFERENTIELLE DISTRIBUEE APPLIQUEE AU
CONTROLE DE TEMPERATURE SANS CONTACT

Soutenue le 09 juillet 1999 devant la Commission d'Examen

Membres du Jury	M. E.CONSTANT	Président de jury
	M. B.DUTHOIT	Rapporteur
	M. P.TABOURIET	Rapporteur
	M. E.GAVIOT	Directeur de thèse
	M. O.PERROT	Examineur
	M. P.THERY	Examineur
	M. D.LECLERCQ	Examineur
	M. F.RAUCOULES	Invité



AVANT PROPOS

Ce travail a été effectué au sein de l'Institut d'Electronique et Microélectronique du Nord, dirigé par Monsieur le Professeur SALMER.

Je suis particulièrement reconnaissant à Monsieur le Professeur CONSTANT qui m'a fait l'honneur de présider la commission d'examen.

Je remercie Monsieur le Professeur TABOURIER du Laboratoire d'Etude des Matériaux et des Composants pour l'Electronique de l'Université du Littoral et de la Côte d'Opale, pour sa collaboration et pour avoir accepté de juger ce travail.

J'adresse également mes remerciements à Monsieur le Professeur DUTHOIT, directeur du Laboratoire d'Artois de Mécanique et de l'Habitat de l'Université d'Artois pour avoir accepté de juger ce travail.

Je remercie tout particulièrement Monsieur GAVIOT qui a accepté de diriger ce travail. Je tiens à lui exprimer ma profonde gratitude pour son soutien scientifique tout au long de ce travail, ainsi que pour sa part active à l'accomplissement de cet ouvrage.

Monsieur le Professeur THERY m'a fait l'honneur de participer à ce jury. Je lui en suis reconnaissant.

J'adresse mes remerciements à Monsieur le Professeur LECLERCQ pour avoir accepté de participer à ce jury.

J'adresse mes remerciements à Monsieur PERROT de l'Université du Littoral pour avoir accepté de participer à ce jury.

J'adresse mes remerciements à Monsieur RAUCOULES, gérant de la société CAPTEC, qui a accepté de faire partie de ce jury.

J'adresse mes remerciements à Monsieur VERBEKE pour l'aide qu'il m'a apportée sur le plan technique tout au long de ce travail.

J'adresse également mes remerciements au personnel de l'équipe, particulièrement Monsieur CAMBERLEIN et Monsieur EBONGUE qui ont réalisé les microcapteurs mis en œuvre dans ce travail.

Je remercie Monsieur MICHON pour sa contribution à la réalisation des ensembles mécaniques nécessaires à ce travail.

Enfin, je remercie Monsieur DEHORTER qui a assuré avec le plus grand soin la reproduction de ce mémoire.

SOMMAIRE

Nomenclature	i à iii
Introduction générale	i à iii
Chapitre I Rappel des éléments théoriques propres à la réalisation des capteurs de flux thermiques	
Résumé du chapitre I	
A] Description phénoménologique des effets thermoélectriques	
A.1. Effet Seebeck	1
A.2. Effet Peltier	1
A.3. Effet Thomson	2
A.4. Circuits à électrodes plaquées	3
A.5. Représentation normalisée du comportement des thermocouples plaqués	6
A.5.1. Pouvoir thermoélectrique effectif d'une thermopile	6
A.6. Facteur de mérite d'une association de matériaux	8
B] Facteurs de forme appliqués à l'étude des transferts radiatifs	
B.1. Expression des facteurs de forme	10
B.1.1. Sources lambertiennes	11
B.1.2. Sources anisotropes	12
B.2. Propriétés des facteurs de forme	12
B.2.1. Règle de réciprocité	12
B.2.2. Règle d'addition	13
B.3. Le problème du calcul des facteurs de forme et les simplifications envisageables	13
B.3.1. Plaques carrées identiques parallèles	14
B.3.2. Détermination des facteurs de forme pour diverses configurations utilisées au laboratoire	15
B.3.2.1. Facteur de forme entre deux plaques carrées identiques	15
B.3.2.2. Facteur de forme entre une source de dimensions élevées et le capteur	16
B.3.2.2.1. Détermination exacte	16
B.3.2.2.2. Evaluation simple d'une valeur approchée	16
B.3.2.2.3. Représentation fonctionnelle	18
B.3.3. Détermination de l'influence des positions relatives des centres des objets	19
B.3.3.1. Détermination exacte	19
B.3.3.2. Détermination approchée pour un décentrage de faible amplitude	20

C] Capteurs thermiques et radiomètres à absorption différentielle distribuée (ADD)

C.1. Généralités sur les détecteurs thermiques	23
C.1.1. Nature des signaux mis en œuvre	23
C.1.2. Avantages et inconvénients des solutions classiques	24
C.2. Radiométrie par absorption différentielle distribuée (ADD)	25
C.2.1. Principes	25
C.2.1.1. Description générique	25
C.2.1.2. Principe du cumul des tensions Seebeck sous un champ thermique distribué	26
C.2.2. Qualification et quantification des performances	27
C.2.2.1. Analyse en termes de sensibilité	27
C.2.2.2. Expression générale et fonctionnelle de la sensibilité	28
C.2.2.3. Critères d'analyse	29
C.2.2.4. Critères de qualification en termes de bruit et de gamme	30
C.2.2.4.1. Dynamique d'entrée des radiomètres ADD	31
C.2.2.4.2. Immunisation des structures ADD aux mécanismes de convection	33
C.2.2.5. Analyse théorique du principe physique de l'ADD	33
C.2.2.5.1. Absorption différentielle distribuée sur un substrat homogène et isotrope	34
C.2.2.5.2. ADD sur un substrat recouvert par une chaîne thermoélectrique	37
C.2.3. Optimisation des performances et qualités intrinsèques	38
C.2.3.1. Optimisation de la sensibilité	38
C.2.3.2. Limite en sensibilité d'une structure idéale	38
C.3. Applications des radiomètres ADD	39
C.3.1. Détection de présence	39
C.3.2. Mesure de température sans contact	40
C. 3.2.1. Radiomètres appliqués à la mesure de déséquilibre thermique	40
C.3.2.1.1. Evaluation pratique	41
C.3.2.1.2. Evaluation théorique	41

D] Modélisation analytique des transferts au sein d'un système de mesure

D.1. Paramètres descriptifs d'un système de mesure	44
D.2. Résistances radiatives et résistances de surface	45
D.2.1. Analogie électrique	45
D.3. Modèle équivalent adapté à la description du système de mesure	47
D.3.1. Schéma équivalent descriptif des échanges radiatifs	47
D.3.2. Détermination des facteurs de forme	48
D.3.3. Détermination de l'expression du flux incident	48
D.4. Conditions particulières conduisant à la dégénérescence du modèle	50
D.4.1. Conditions d'influence totale	51
D.4.2. Conditions idéales d'échange	52
D.5. Schéma équivalent adapté aux conditions d'étalonnage	52
D.6. Remarque concernant l'expression du signal délivré par un radiomètre ADD	53
D.7. Domaine de validité du modèle précédent	54
D.7.1. Influence des facteurs de forme	54

D.7.2. Influence de la valeur de l'émissivité	56
D.7.2.1. Réalisation des mires étalons	56
D.7.2.2. Evaluation expérimentale du rôle de l'émissivité sur la mesure	57
Conclusion du chapitre I	59
Chapitre II Réalisation et mise en œuvre des radiomètres thermiques	
Résumé du chapitre II	
A] Techniques de réalisation des radiomètres ADD	61
A.1. Technologies classiques (CI.)	61
A.2. Principe de réalisation des masques (Technologie CI.)	61
A.3. Gravure des pistes (Technologie CI.)	62
A.4. Obtention des cellules thermoélectriques (Technologie CI.)	62
A.5. Les deux types de capteurs réalisés (CI.)	63
A.5.1. Fluxmètres thermiques conductifs (capteurs de flux total)	64
A.5.2. Technologie des radiomètres ADD	65
A.5.2.1. Radiomètres ADD réalisés à l'aide des techniques classiques	66
A.5.2.2. Radiomètres ADD en micro technologie ($\mu T.$)	67
A.5.2.2.1. Tracé des masques en microtechnologie ($\mu T.$)	67
A.5.2.2.2. Réalisation ($\mu T.$)	68
B] Caractérisation des propriétés et étalonnage des radiomètres ADD	
B.1. Description du banc d'étalonnage et principes généraux	69
B.1.1. Influence sur la mesure de flux de l'émissivité du plan de référence	70
B.2. Réalisation pratique et procédure d'étalonnage	71
B.2.1. Définition de la sensibilité d'un capteur	72
B.2.2. Emissivité apparente d'un radiomètre ADD idéal	73
B.2.2.1. Détermination de ϵ_c par le calcul du bilan de flux net échangé	74
B.2.3. Qualification des propriétés ADD sur un plan externe et sur un plan interne	75
B.2.3.1. Plan externe	75
B.2.3.2. Plan interne	76
B.2.3.3. Indice de dégradation	76
B.3. Limitations du système d'étalonnage	77
B.4. Exemples de résultats	77
B.4.1 Valeurs typiques des sensibilités mesurées pour diverses technologies de radiomètres ADD	79
B.5. Détermination du diagramme de rayonnement	80
B.5.1. Détermination globale à deux dimensions	80
B.5.2. Diagramme polaire à trois dimensions	81
B.5.2.1. Structures montées sur membrane	83
B.5.2.2. Radiomètres ADD	83
B.6. Considération spectrale	83

C] Techniques d'interfaçages des radiomètres ADD

C.1. Amplification des signaux	85
C.1.1. Choix de l'amplificateur	85
C.1.2. Considérations sur l'impédance d'entrée	86
C.1.3. Tension de décalage (tension "d'Offset")	87
C.2. Amplificateurs "Chopper"	88
C.2.1. Principe de Fonctionnement	89
C.3. Calcul des composantes de bruit	91
C.4. Calcul de la dynamique de sortie	94

D] Méthode de mesure "directe"

D.1. Présentation de la "méthode directe"	95
D.2. Détermination de la température de la cible	96
D.2.1. Conditions d'influence totale	97
D.2.2. Conditions générales d'échanges	97
D.3. Détermination des erreurs	98
D.3.1. Influence de la réflectivité de la cible	98
D.3.2. Détermination des erreurs inhérentes aux facteurs de forme	100

E] Compensation de l'information radiative

E.1. Intérêt et domaine d'application d'une compensation	102
E.2. Compensation de l'information radiative	103
E.2.1. Compensation linéaire	103
E.2.1.1. Exemple d'application : compensation passive à l'aide d'un thermocouple	104
E.2.2. Compensation non linéaire	108
E.2.2.1. Exemple d'application : compensation par couplage avec une CTN	109
E.2.2.1.1. Caractérisation du capteur de température	109
E.2.2.1.2. Linéarisation shunt	110
E.2.2.1.3. Détermination simplifiée des résistances de compensation R1 et Rs	112
E.2.3. Conclusion sur la méthode	117

F] Méthode à flux nul

F.1. Définition et principe de la méthode à flux nul	118
F.2. Détermination de la température de la cible	119
F.2.1. Mesures en conditions idéales	119
F.2.2. Mesures en conditions d'influence totale	120
F.2.3. Mesures en conditions générales	120
F.3. Détermination des erreurs	121
F.4. Critère de choix des méthodes	122
F.4.1 Méthode directe	123
F.4.2 Méthode à flux nul	123

Conclusion du chapitre II	124
Chapitre III Mise en œuvre des principes de mesure de température sans contact	
Résumé du chapitre III	
A] Réalisation de la méthode “directe”	
A.1. Réalisation analogique	125
A.1.1. Traitement des signaux	125
A.1.2. Compensation de la température du capteur	126
A.1.2.1. Choix de la compensation	126
A.1.2.2. Mise en œuvre	126
A.1.3. Module de calcul	129
A.1.3.1. Détermination des paramètres de calcul	129
A.1.4. L’affichage	130
A.1.5. Réalisation pratique	131
A.1.6. Ajustage des fonctions	131
A.1.7. Détermination de la précision théorique	132
A.1.7.1. Limitations de la gamme de mesure	133
A.2. Réalisation numérique	134
A.2.1. Capteur de température	134
A.2.1.1. Compensation numérique	135
A.2.1.2. Compensation analogique	136
A.2.2. Déroulement du programme	137
A.2.2.1. Description de la procédure de traitement	137
A.2.3. Détermination de la précision théorique	138
A.2.3.1. Limitations de la gamme	139
A.2.4. Réalisation pratique	139
A.3. Procédures d’essais et résultats obtenus	140
A.3.1. Version analogique	141
A.3.2. Version numérique	142
B] Réalisation de la méthode à flux nul	
B.1. Affichage de la température	143
B.2. Contrôle de la température	144
B.2.1. Amplificateur	144
B.2.2. Élément chauffant	145
B.2.2.1. Chauffage par résistance planaire	145
B.2.2.2. Chauffage et refroidissement par module à effet Peltier	146
B.2.3. Commande de l’élément chauffant	146
B.3. Régulation	147
B.3.1. Détermination des propriétés statiques de la tête de mesure	147
B.3.2. Détermination des propriétés dynamiques de la tête de mesure “Peltier”	149
B.3.3. Description du correcteur	150
B.3.3.1. Expression de la fonction de transfert	151
B.3.4. Détermination des paramètres de réglage	151

B.3.4.1. Détermination du gain statique k_p	152
B.3.4.2. Détermination de la constante de temps d'intégration T_i	152
B.4. Estimation de la précision	153
B.4.1. Gamme de température mesurable	154
B.5. Réalisation pratique	154
B.6. Résultats obtenus	155
C] Application des radiomètres ADD à la régulation de systèmes thermiques	
C.1. Régulation d'une plaque chauffante vitrocéramique à l'aide d'un radiomètre	156
C.1.1. Présentation du problème	156
C.1.1.1. Régulation mécanique initiale	156
C.1.1.2. Régulation électronique initiale	157
C.1.2. Implantation du détecteur sur le foyer	157
C.1.2.1. Choix du capteur	157
C.1.2.2. Mise en place	157
C.1.3. Ensemble constituant la régulation	159
C.1.3.1. Module amplificateur	159
C.1.3.2. Mise en œuvre de la régulation	160
C.1.3.3. Système de sécurité	161
C.1.4. Performances du système de régulation	162
C.1.4.1. Comportement de la régulation à vide	162
C.1.4.2. Comportement dynamique face à une sollicitation	163
C.1.5. Conclusion sur la méthode	164
C.2. Application des mesures radiométriques à la régulation d'un sèche cheveux	165
C.2.1. Amplification et compensation	166
C.2.2. Gradateur	167
C.2.2.1. Fonctionnement	167
C.2.3. Réalisation	171
C.2.4. Procédures de vérification des performances	171
Conclusion du chapitre III	174
Conclusion	175
Bibliographie	i à v
Annexes	i à xxi

NOMENCLATURE

Abréviations

∅	Grandeur sans dimension
ADD	Absorption Différentielle Distribuée
CAN	Convertisseur Analogique-Numérique
C.I.	Circuit Imprimé
μT.	Microtechnologie

Symboles standards

A	Facteur de conversion température tension	(V/K ou V/°C)
$a_{T_{kr}}$	Offset résultant de la compensation	(V)
D	Distance entre le capteur et l'élément à mesurer	(m)
D^*	Défectivité spécifique	($cm \cdot W^{-1} \cdot \sqrt{Hz}$)
D_y	Dynamique	(dB)
\mathcal{E}	Champ électrique	(V/m)
E	Eclairement énergétique	(V/m^2)
F_{ij}	Facteur de forme de la surface S_i vers la surface S_j	(∅)
G_s	Gain statique de la tête de mesure	(∅)
\mathcal{G}_t	Gradient tangentiel utilisable	($K/m/W/m^2$)
h	Coefficient d'échange par convection	(W/m^2K)
I	Courant électrique	(A)
J	Densité de courant électrique	(A/m^2)
J_i	Radiosité de la surface i	(W/m^2)
k	Constante de Boltzmann : $1,38 \cdot 10^{-23}$	($J \cdot K^{-1}$)
k_c	Gain de l'amplificateur de traitement du signal <i>température</i>	(∅)
k_p	Gain de l'action proportionnelle	(∅)
k_v	Gain de l'amplificateur de traitement du signal <i>flux radiatif</i>	(∅)
L	Dimension de la plaque de mesure	(m)
	Longueur de motif d'une cellule	(m)
L_c	Dimension de la surface active du radiomètre	(m)
ℓ	Dimension du capteur	(m)
L_i	Luminance de la surface i	(W/m^2)
\mathcal{L}_e	Longueur effective de la thermopile	(m)
M_i	Emittance de la surface i	(W/m^2)
N	Nombre de motifs de cellule d'une thermopile	(∅)
n	Nombre d'élément dans une enceinte	(∅)
r	Distance séparant deux éléments de surface	(m)
\mathcal{R}	Responsivité	($\mu V/W$)

\mathcal{S}	Sensibilité d'un radiomètre	($\mu\text{V}/\text{W}\cdot\text{m}^{-2}$)
\mathcal{S}_{max}	Sensibilité maximale d'un radiomètre (idéale)	(($\mu\text{V}/\text{W}\cdot\text{m}^{-2}$))
S_c	Surface du capteur	(m^2)
S_i	Surface de l'objet i	(m^2)
S_p	Surface de la plaque cible	(m^2)
\mathfrak{T}	Coefficient de Thomson	($\text{W}\cdot\text{A}^{-1}\cdot\text{K}^{-1}$)
\mathcal{T}_h	Coefficient d'immunité au coefficient d'échange	($\text{K}\cdot\text{m}^2\cdot\text{W}^{-1}$)
t_1	Temps correspondant à 28% de la réponse finale d'un système	(s)
t_2	Temps correspondant à 40% de la réponse finale d'un système	(s)
T	Température absolue	(K)
T_p	Température de la plaque cible	(K)
T_c	Température du radiomètre	(K)
T_f	Température de soudure froide	(K)
$T_{\phi=0}$	Température déterminée pour la condition de flux nul	(K)
T_i	Constante de temps de l'action intégrale	(s)
$T_{\text{mesurée}}$	Température de la cible déduite de la mesure	(K)
V	Tension électrique	(V)
V_c	Tension de sortie du radiomètre	(V)
V_{comp}	Tension de compensation	(V)
V_{Capt}	Tension de sortie du capteur après compensation	(V)
V_{ϕ}	Tension d'erreur du système bouclé	(V)
V_{Offset}	Tension de décalage	(V)
Z	Facteur de mérite	(K^{-1})
Z_{12}	Facteur de mérite de l'association des matériaux 1 et 2	(K^{-1})

Symboles grecs





α	Pouvoir thermoélectrique	(V/K)
α_{eq}	Pouvoir thermoélectrique équivalent de la zone plaquée	(V/K)
$\Delta\alpha$	Pouvoir thermoélectrique équivalent entre 2 matériaux	(V/K)
$\Delta\alpha_{eff}$	Pouvoir thermoélectrique effectif	(V/K)
ΔV	Variation de tension autour d'un point de repos	(V)
ΔT	Variation de température autour d'un point de repos	(K)
β_i	Angle entre la direction de propagation et la normale à la surface i	(rad)
δ	gain de la compensation en température	(\emptyset)
ε_i	Emissivité de la surface i	(\emptyset)
ε_b	Emissivité d'une bande élémentaire de capteur	(\emptyset)
ε_{ba}	Emissivité d'une bande absorbante	(\emptyset)
ε_{br}	Emissivité d'une bande réfléchissante	(\emptyset)

Φ_{12}	Flux radiatif échangé entre deux surfaces	(W)
Φ_{net}	Flux radiatif net échangé entre deux objets en interaction	(W)
Φ_{Cnet}	Flux radiatif net échangé entre le capteur et son environnement	(W)
φ	Angle d'inclinaison	(rad)
φ_{min}	Densité de flux minimale mesurable	(W/m ²)
φ_{max}	Densité de flux maximale admissible	(W/m ²)
φ_C	Densité de flux	(W/m ²)
λ	Conductivité thermique	(W/m.K)
η_α	effectivité thermoélectrique	(V/K)
Ω_{12}	Angle solide de sommet S ₁ , sous tendant S ₂	(sr)
π_{12}	Coefficient de Peltier pour l'association	(V/K)
ρ_i	Réfectivité de la surface i	(Ø)
σ	Conductivité électrique	(Ω^{-1}/m)
σ_{eq}	Conductivité électrique équivalente de la zone plaquée	(Ω^{-1}/m)
τ	retard à une sollicitation	(s)
θ	temps de réponse à 63%	(s)
χ	Rapport cyclique	(0 < χ < 1)

Constantes

σ_r	Constante de Stéfán–Boltzmann : $5,67.10^{-8}$	(W/m ² K ⁴)
k	Constante de Boltzmann : $1,38.10^{-23}$	(J/K)
L_0	Nombre de Lorentz : $2,45.10^{-8}$	(V ² /K ²)
$\sqrt{4kT}$	$1,29.10^{-10}$ à 300K	(J ^{1/2})

Symboles graphiques

	Radiomètre
	Capteur de température résistif
	Thermocouple
	Élément chauffant (résistance ou module Peltier)

INTRODUCTION

Introduction générale

Le contrôle des échanges thermiques autour d'un système demande la mise en œuvre d'une instrumentation axée sur la mesure des deux variables représentatives de son état thermique : *flux thermique* et *température*.

D'une part, les mesures de flux thermiques sont associées aux trois mécanismes bien connus d'échange de la chaleur (conduction, convection, rayonnement) et constituent le centre d'intérêt des recherches menées au laboratoire depuis 1980.

D'autre part, les mesures de température, beaucoup plus développées sur les plans historique et technique, occupent un rôle fondamental dans de nombreux domaines de l'industrie. Que l'on considère un processus physique d'échauffement de semi-conducteurs, un processus chimique de mélange pharmaceutique, ou la croissance de souches bactériologiques dans le domaine de la biologie, une modification de la température constitue une information significative – d'un échange énergétique – dont la connaissance permet la gestion totale ou partielle du process.

A titre d'exemple de demande industrielle, il est possible de citer :

- en métallurgie, les opérations de préparation, affinage, coulage, soudure et recuit.
- en plasturgie, le moulage par injection, l'extrusion, l'utilisation en revêtement de protection.
- le traitement des encres et des peintures, où les processus de séchage sont essentiels pour la qualité des produits obtenus.
- l'industrie pétrochimique avec de multiples contrôles de distillation, des fractions gazeuses les plus légères aux fractions les plus lourdes de type asphaltes.
- le domaine agroalimentaire pour la conservation (réfrigération), la préparation des aliments.

Dans chacun de ces process et dans beaucoup d'autres, il arrive que le système ou les matériaux considérés ne puissent faire l'objet d'un contact direct avec le capteur. Les mesures thermométriques ne peuvent alors pas être réalisées par des éléments classiques tels que des thermocouples ou des "TDR" de type Pt 100 par exemple. C'est notamment le cas lors de mesures en environnement agressif comme le montre le plan historique, où le développement des détecteurs infrarouges s'est montré indispensable au cours du "Manhattan project", à l'origine des premiers essais nucléaires^[36].

De manière plus usuelle, l'absence de contact thermique est nécessaire lors d'une production continue où les pièces à caractériser sont en mouvement entre les différentes étapes de montage. Il importe alors de reconsidérer les solutions traditionnelles au profit de mesures typiquement sans contact, impliquant le transfert de chaleur par le mécanisme de rayonnement inhérent à l'agitation moléculaire de tout matériau présentant une température absolue non nulle. Pour une gamme de température significative, couvrant par exemple plusieurs dizaines de degrés autour de la température ambiante, les lois de Planck sur le rayonnement font apparaître une répartition de la puissance spectrale sur une plage peu compatible avec les capteurs quantiques affectés de bandes étroites. En termes d'économie, les nombreux systèmes proposés dans l'industrie ou la littérature demandent une sophistication pénalisant le prix de revient à la fabrication. En ce sens la contingence économique est accrue par l'adjonction d'éléments optiques de focalisation fonctionnant dans la gamme infrarouge.

Ces considérations, jointes au développement des capteurs thermiques du laboratoire, nous ont motivés pour le développement de méthodes de mesure d'échange thermique sans contact basées sur les radiomètres à Absorption Différentielle Distribuée (ADD).

Les effets thermoélectriques étant à l'origine de ce type de capteur, la première partie du premier chapitre est consacrée au rappel des principales propriétés conférées aux capteurs mettant en œuvre ces effets. L'analyse de ces derniers et des performances associées aux circuits à électrodes plaquées est présentée de manière pratique à l'aide de diagrammes aux grandeurs normalisées dans le souci de simplifier la tâche du technologue astreint à l'emploi d'un couple thermoélectrique imposé.

La seconde partie résume les principaux résultats découlant des modélisations analytiques et numériques des radiomètres ADD. En dépit des travaux auxquels nous avons participé nous n'avons pas détaillé l'ensemble des considérations se rapportant à ces modélisations, un nombre significatif de renvois bibliographiques permettant au lecteur intéressé d'appréhender l'état de l'art en ce domaine, en 1999, les performances des réalisations pratiques étant en constante progression grâce au recours aux microtechnologies.

La mise en œuvre des radiomètres ADD demande une analyse de leurs conditions de mesure et d'étalonnage. Les notions de facteur de forme, radiosité, et résistance radiative sont donc rappelées en vue de *définir un modèle analytique* représentatif de l'interaction tripartite "environnement_capteur_cible". A cet effet, le modèle est introduit par l'application du théorème bien connu de Millman à la théorie des réseaux radiatifs d'Oppenheim. Cette façon de procéder permet une notable simplification des calculs nécessaires à la démonstration. Le modèle est ensuite dégénéré pour appréhender les contingences liées aux procédures d'étalonnage, ces dernières étant discutées en fin du premier chapitre.

Le second chapitre est introduit par la discussion sur l'environnement technologique des radiomètres ADD. Les deux techniques de réalisation actuelles sont brièvement décrites au regard des améliorations apportées par l'emploi des microtechnologies.

Les résultats du premier chapitre sont ensuite appliqués pour caractériser les échanges radiatifs entre un radiomètre et son système d'étalonnage dont les éléments constitutifs sont analysés vis à vis de leurs dimensions et émissivités. La perturbation relative introduite par la présence ou le positionnement du radiomètre est quantifiée en vue de minimiser les erreurs de caractérisation de ce dernier, afin de permettre une mise en œuvre simple du banc d'étalonnage. La connaissance de cette perturbation permet de qualifier le radiomètre sur un plan externe, indépendamment de sa sensibilité. La mesure de cette grandeur permet de qualifier le capteur sur un plan interne, au regard du modèle analytique énoncé au premier chapitre.

Les diverses mesures et applications développées au laboratoire ont permis de souligner l'importance des techniques d'interfaçage des radiomètres ADD, notamment dans le cas des réalisations à faible coût destinées à un usage "grand public". Le bruit de Johnson est largement inférieur aux effets de dérive lente et aux bruits thermiques de l'environnement où seul un filtrage spectral reste efficace lorsque la température de cible est suffisamment éloignée de celle des sources parasites. Dans cet esprit, et en tenant compte de la plage des impédances inhérentes aux modes de réalisation, une discussion des propriétés en termes de bruit et dérive lente des amplificateurs utilisables, est conduite compte tenu de leur technologie (bipolaire, LinCMOS™, Chopper).

La troisième partie du second chapitre exploite le modèle d'interaction tripartite “capteur_environnement_cible” pour caractériser deux principes de mesure de température sans contact respectivement appelés “*méthode directe*” et “*méthode à flux nul*”.

Lorsque seule la mesure de la température du radiomètre est requise pour constituer un signal de compensation, la mesure fait l'objet de la *méthode directe* : deux principes d'élaboration du signal de compensation sont alors détaillés en fonction de la plage de température ambiante d'utilisation du système.

Lorsque la température du plan de mesure radiométrique est régulée en vue d'annuler le bilan d'échange radiatif, cette condition d'adiabaticisme conduit à définir la *méthode à flux nul*. Cette dernière technique est particulièrement bien adaptée pour le contrôle en continu autour d'un point de fonctionnement (consigne relative).

La description et la caractérisation de systèmes mettant en œuvre les principes précédents font l'objet du troisième chapitre. En premier lieu, l'application de la méthode directe est conduite de deux manières : sur un système basé sur des composants purement analogiques, puis sur une chaîne comportant un ordinateur PC représentatif du comportement d'un monochip spécialisé en vue du développement d'applications “grand public”. La méthode de mesure à flux nul est ensuite développée compte tenu d'un contrôle de la température du radiomètre réalisé au moyen soit d'une résistance chauffante planaire soit d'un micromodule Peltier. Dans ce dernier cas, après caractérisation des paramètres de la chaîne de régulation, nous décrivons le système réalisé.

A titre d'application des concepts développés au cours de ce travail, la régulation de température d'une table de cuisson vitrocéramique est réalisée au moyen d'un microradiomètre ADD réalisé à l'IEMN sur substrat de verre, et disposé en regard de la face inférieure du vitrage. Les principes et résultats sont discutés au regard des méthodes classiques de l'art antérieur, et au vu d'une production industrielle de ce système développé à la demande de la SARL CAPTEC.

A titre de perspective, une seconde application destinée à la régulation d'un appareil de séchage par convection forcée fait l'objet de la fin de ce chapitre. A cet effet un microradiomètre ADD réalisé à l'IEMN, est intégré dans un boîtier conjointement à une sonde de température. La commande de puissance est assurée au moyen d'un gradateur développé et géré en vue d'une réalisation à faible coût.

D'une manière générale, les limites des performances attendues pour les prototypes en cours de réalisation sont fixées par les compromis “performance_coût” : d'autre part, ces limites sont aussi tributaires des contingences spécifiques relevant des cahiers des charges industriels.

CHAPITRE I

Rappel des éléments théoriques propres à la réalisation des capteurs de flux thermique

Les effets thermoélectriques mis en œuvre dans les radiomètres thermiques sont tout d'abord brièvement rappelés, en introduisant la notion d'effectivité thermoélectrique en vue de comparer facilement différentes associations plaquées et soudées, simultanément en termes de pouvoir thermoélectrique et de résistivité.

La détermination des facteurs de forme permettant de qualifier l'influence géométrique mutuelle de différentes surfaces placées en interaction est définie de manière analytique. D'autre part, en complément, un ensemble d'abaques adaptés aux conditions de mesure est présenté. L'étude de l'influence du positionnement relatif du détecteur et de sa cible est traitée analytiquement afin de quantifier les limites en termes de centrage et de distance de mesure.

Les radiomètres à absorption différentielle distribuée (ADD) développés au laboratoire sont présentés d'un point de vue théorique, permettant de qualifier leur comportement vis à vis de capteurs analogues utilisant des structures différentes (cantilever et membrane). Leur principe de fonctionnement est décrit selon un modèle simplifié permettant d'une part, leur description en termes de sensibilité, d'autre part leur optimisation.

Les transferts thermiques par voie radiative sont enfin décrits à l'aide d'un modèle basé sur les réseaux radiatifs équivalents d'Oppenheim. L'utilisation de ce modèle, limité à trois entités en interaction (la cible, le détecteur et l'environnement de mesure), permet une évaluation rapide des différents échanges radiatifs au sein d'un système de mesure quelconque.

A Description phénoménologique des effets thermoélectriques

A.1 Effet Seebeck

En 1823, Thomas Seebeck décrit, dans un mémoire à l'Académie des sciences de Prusse, un phénomène se produisant à l'intérieur d'une boucle formée de deux conducteurs de nature différente : il remarque que l'échauffement de l'une des deux jonctions provoque la circulation d'un courant électrique mis en évidence par la modification de la direction d'orientation d'une aiguille magnétique placée au centre de la boucle.

En considérant le circuit ouvert de la **figure I.1**, une faible force électromotrice, dont la valeur dépend de la nature des deux conducteurs (métaux, alliages, semi-conducteurs), apparaît aux bornes de l'ensemble lorsque ses jonctions sont soumises à un gradient $\Delta T = T_1 - T_2$. Elle est par exemple, d'environ $40 \mu\text{V}$ pour le couple Cuivre_Constantan lorsque les jonctions sont soumises à un gradient de température $\Delta T = 1 \text{ }^\circ\text{C}$.

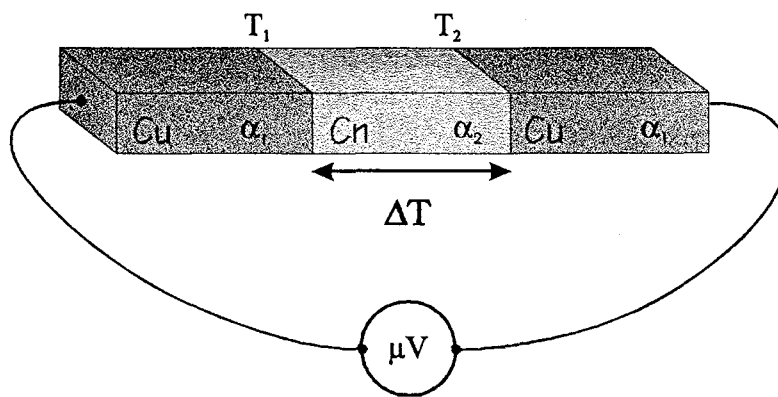


Figure I.1– Illustration de l'effet Seebeck

La tension recueillie aux bornes du microvoltmètre s'exprime :

$$V_{Seebeck} = \Delta\alpha \cdot (T_1 - T_2) \quad (\text{V}) \quad [\text{I.1}]$$

Le coefficient $\Delta\alpha$ est appelé le *pouvoir thermoélectrique* ($\mu\text{V/K}$) existant entre les deux conducteurs, il est lié au “**coefficient absolu de Seebeck**”^[1] de chaque matériau par la relation :

$$\Delta\alpha = \alpha_1 - \alpha_2 \quad (\mu\text{V/K})$$

A.2 Effet Peltier

Vers 1834, Jean Charles Athanase Peltier publie dans les *Annales de physique et chimie* un article sur les anomalies de température observées aux jonctions de conducteurs de natures différentes. Les expériences de Peltier seront confirmées plus tard, en 1838, notamment par Antoine César Becquerel, mais surtout par Heinrich Lenz.

L'effet Peltier se traduit par une production (ou absorption) de chaleur au niveau de la jonction de deux conducteurs de nature différente quand un courant de charges électriques I les parcourt : un changement de sens de parcours du courant transforme le dégagement de

chaleur en absorption de chaleur, de même valeur absolue si la jonction est maintenue à température constante.

Pour un assemblage élémentaire de deux matériaux disposés en série, la puissance P échangée au niveau des jonctions métalliques s'exprime :

$$P = \pi_{12} \cdot T \cdot I \quad (\text{W}) \quad [\text{I.2}]$$

avec $\pi_{12} \approx \alpha_1 - \alpha_2$ et T la valeur moyenne de la température absolue de la jonction.

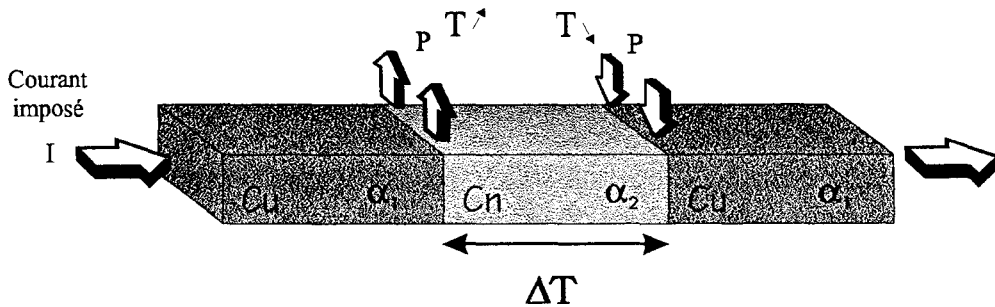


Figure I.2– Illustration de l'effet Peltier

Le contrôle du dopage des semi-conducteurs, dont certains possèdent des pouvoirs thermoélectriques très supérieurs aux métaux^[2], a permis le développement, entre autres de refroidisseurs thermoélectriques. Un tel dispositif, adapté au contrôle d'une température de référence est mis en œuvre dans l'une de nos applications décrites au **paragraphe III.B**.

A.3 Effet Thomson

En 1854, W. Thomson (Lord Kelvin) établit la relation entre les deux effets thermoélectriques précédents et prédit, sur la base d'un raisonnement thermodynamique, l'existence d'un troisième effet prenant naissance lorsqu'un conducteur homogène soumis à un gradient de température est traversé par un courant I . Une absorption ou une dissipation de puissance P , peut alors être observée le long de ce conducteur.

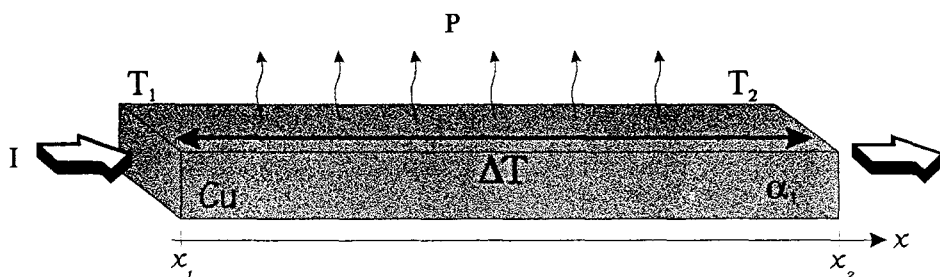


Figure I.3– Effet Thomson

Pour un conducteur homogène parcouru par un courant I et soumis à un gradient de température $\frac{\partial T}{\partial x}$, la puissance dissipée par effet Thomson s'exprime :

$$P = \int_{x_1}^{x_2} \mathfrak{T} \cdot I \cdot \frac{\partial T}{\partial x} \cdot dx = \mathfrak{T} \cdot I \cdot (T_2 - T_1) \quad (\text{W}) \quad [\text{I.3}]$$

En 1857, Thomson fournit une explication quantitative sur la nature de ces trois effets thermoélectriques. L'étude complète et rigoureuse est développée par la suite en 1948 par Callen^[3,4].

L'effet Thomson constitue en pratique une grandeur du **second ordre** et se révèle systématiquement négligeable devant l'effet Seebeck pour les différents capteurs décrits dans ce mémoire.

A.4 Circuits à électrodes plaquées

Les circuits thermoélectriques réalisés au laboratoire font appel, pour la réalisation des prototypes, au classique couple Cuivre_Constantan (Ni45Cu55). Les tensions induites par effet Seebeck sont très faibles, ainsi par exemple, pour ce couple il n'apparaît que 40 μV pour un écart de température de un degré. Afin d'obtenir un signal exploitable, il convient donc, de placer un grand nombre de jonctions thermoélectriques en série.

La réalisation simple d'un ruban ou d'un fil constitué de deux conducteurs soudés bout à bout s'avère irréaliste pour des structures miniaturisées comprenant plusieurs centaines de jonctions. Seule les microtechnologies permettent d'envisager ce type de solution moyennant une large variété de métaux déposés sur un substrat isolant.

Une autre technique, consiste à utiliser le contraste de conductivité électrique entre deux matériaux constituant un couple au pouvoir thermoélectrique significatif, par exemple le couple Cuivre_Constantan. Les propriétés électriques et thermiques de ces deux matériaux sont présentées dans le tableau ci-dessous.

Matériau	σ ($\mu\Omega^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$)	λ ($\text{W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$)	α ($\mu\text{V/K}$)
	Valeurs pour 20°C		
Cuivre	59,17	400	1,83
Constantan	1,99	19,5	-38,3

Tableau I.1– Propriétés électriques et thermiques du cuivre et du constantan^[2]

Le grand contraste de conductivité électrique, associée à un pouvoir thermoélectrique significatif $\Delta\alpha \approx 40 \mu\text{V/K}$ permet d'envisager, en utilisant les techniques de réalisation des circuits imprimés, de déposer des plots de cuivre sur un ruban de constantan. La configuration ainsi obtenue est semblable à celle illustrée sur la **figure I.4**.

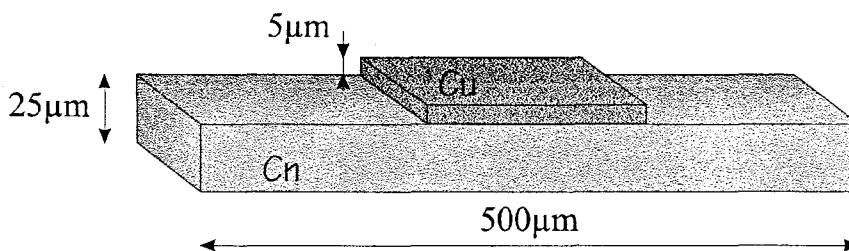


Figure I.4– Circuit bimétallique plaqué (échelle non respectée)

Lorsqu'un courant circule dans une telle structure, une part importante est déviée vers le métal constituant le plot puisque sa conductivité électrique est plus grande, conformément à la représentation de la **figure I.5**.

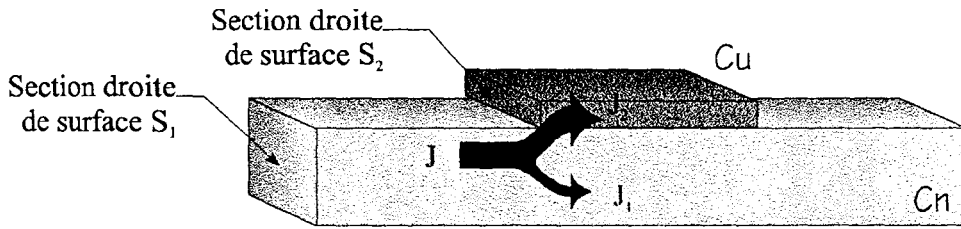


Figure I.5– Répartition des courants dans un circuit bimétallique plaqué

En écrivant les lois qui régissent la circulation et la conservation du courant de charges électriques dans chaque matériau, il est possible de déterminer les propriétés de cette structure par rapport à une structure idéale considérée homogène et représentative de la structure plaquée équivalente^[5,6].

Si l'on considère la longueur d'une partie plaquée très supérieure aux épaisseurs des constituants, l'écoulement des charges peut être considéré mono dimensionnel et la loi d'Ohm généralisée s'écrit, entre deux sections de la partie plaquée^[7].

$$J = \sigma_{eq} \cdot (\mathcal{E} - \alpha_{eq} \cdot \text{grad} T) \quad (\text{A/m}^2) \quad [\text{I.4}]$$

En considérant indépendamment chaque matériau constituant le thermoélément plaqué, on obtient ;

pour le matériau 1 : $J_1 = \sigma_1 \cdot (\mathcal{E} - \alpha_1 \cdot \text{grad} T)$

pour le matériau 2 : $J_2 = \sigma_2 \cdot (\mathcal{E} - \alpha_1 \cdot \text{grad} T)$

Au droit de la zone plaquée, loin des jonctions, le courant I traversant l'élément vaut :

$$I = \int_{S_1} J_1 \cdot dS_1 + \int_{S_2} J_2 \cdot dS_2 \quad (\text{A}) \quad [\text{I.5}]$$

Soit

$$I = J_1 \cdot S_1 + J_2 \cdot S_2$$

En identifiant les différents termes, il vient :

$$\sigma_{eq} = \frac{\sigma_1 \cdot S_1 + \sigma_2 \cdot S_2}{S_1 + S_2} \quad (\mu\Omega^{-1}\text{m}^{-1}) \quad [\text{I.6}]$$

et

$$\alpha_{eq} = \frac{\sigma_1 \cdot \alpha_1 \cdot S_1 + \sigma_2 \cdot \alpha_2 \cdot S_2}{\sigma_1 \cdot S_1 + \sigma_2 \cdot S_2} \quad (\mu\text{V/K}) \quad [\text{I.7}]$$

Vis à vis de l'association plaquée, on peut définir un *pouvoir thermoélectrique effectif* défini par :

$$\Delta\alpha_{eff} = (\alpha_1 - \alpha_2) \cdot \frac{\sigma_2 \cdot S_2}{\sigma_1 \cdot S_1 + \sigma_2 \cdot S_2} = (\alpha_1 - \alpha_2) \cdot \frac{\sigma_2 \cdot e_2}{\sigma_1 \cdot e_1 + \sigma_2 \cdot e_2} \quad (\mu\text{V/K}) \quad [I.8]$$

Par exemple, pour une piste de largeur donnée, de 3 μm d'épaisseur de constantan et recouverte de plots de cuivre de 1 μm d'épaisseur, le résultat précédent conduit aux valeurs suivantes :

$$\sigma_{eq} = 16,23 \mu\Omega^{-1} \cdot m^{-1}$$

$$\alpha_{eq} = -1,20 \mu\text{V/K} \quad \text{soit un pouvoir thermoélectrique : } \Delta\alpha_{eff} \approx 35 \mu\text{V/K}$$

Remarque 1 :

La conductivité électrique de l'association ne représente que 27% de la valeur obtenue pour les deux métaux soudés bout à bout, mais cela conduit tout de même à un pouvoir thermoélectrique représentant 91% de la valeur obtenue pour les deux métaux distincts.

Cette disposition présente donc un pouvoir thermoélectrique sensiblement identique à celui d'une association soudée, moyennant une résistance électrique plus importante. L'influence de l'augmentation de la résistance reste toutefois négligeable, puisque les techniques de réalisation limitent la largeur des structures, conduisant la résistance totale à une valeur n'excédant pas 2 k Ω dans le cas des techniques classiques des circuits imprimés, et 50 k Ω pour les réalisations de la microtechnologie. Ces valeurs restent compatibles avec les amplificateurs disponibles sur le marché, puisque leur impédance d'entrée est très souvent supérieure à 1 M Ω .

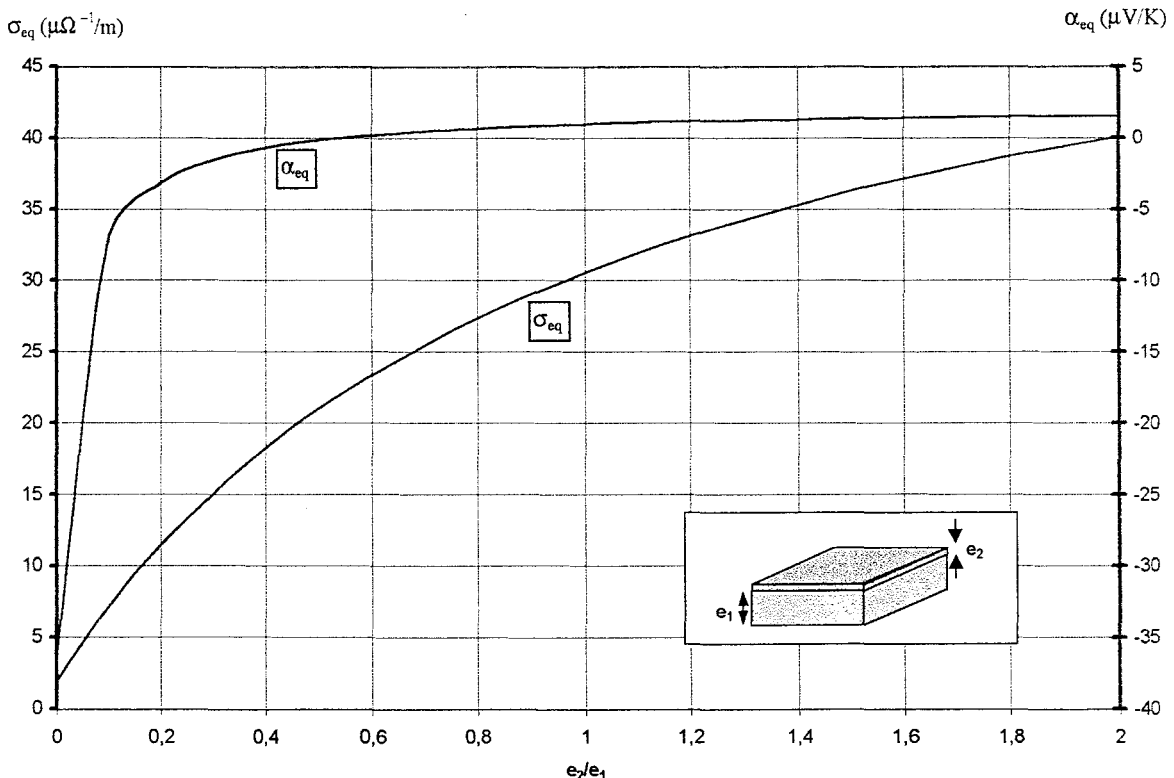


Figure L6– Evolution de σ_{eq} et α_{eq} pour un élément plaqué (Cuivre sur Constantan) en fonction de l'épaisseur de placage

La **figure I.6** représente le comportement des paramètres thermoélectrique et électrique d'une structure plaquée Cuivre_Constantan en fonction de l'épaisseur relative du placage notée $x = S_2/S_1 = e_2/e_1$. Il apparaît, compte tenu des contrastes respectifs en conductivité électrique et pouvoir thermoélectrique caractérisant les deux constituants, que la convergence vers les propriétés d'une association à conducteurs juxtaposés est plus rapidement obtenue vis à vis du pouvoir thermoélectrique que vis à vis de la conductivité équivalente.

Remarque 2 :

Une inversion de la nature des constituants de la **figure I.4** ne conserve pas, et loin s'en faut, les propriétés de la structure ; en effet, en admettant les mêmes hypothèses que dans l'exemple précédent, mais en inversant les matériaux (piste de cuivre de 3 μm d'épaisseur recouverte de plots de constantan de 1 μm), il résulte des équations Eq[I.6] et Eq[I.8], les valeurs suivantes :

$$\sigma_{eq} = 44,85 \mu\Omega^{-1} \cdot m^{-1}$$

$$\alpha_{eq} = 1,78 \mu\text{V/K} \quad \text{soit un pouvoir thermoélectrique : } \Delta\alpha_{eff} \approx 0,41 \mu\text{V/K}$$

A.5 Représentation normalisée du comportement des thermocouples plaqués

Afin, de choisir rapidement un couple de matériaux en fonction de sa faculté à posséder un bon pouvoir thermoélectrique pour une épaisseur réduite de placage, nous considérons une variable globale sx , sans dimension, permettant de caractériser le comportement d'une structure plaquée, quels que soient ses constituants.

A.5.1 Pouvoir thermoélectrique effectif d'une thermopile

En posant $s = \frac{\sigma_2}{\sigma_1}$, et $x = \frac{S_2}{S_1} = \frac{e_2}{e_1}$, où e_1 et e_2 sont les épaisseurs respectives des conducteurs, l'équation Eq[I.8] s'écrit, en normalisant par rapport à l'assemblage des deux métaux distincts :

$$\eta_\alpha = \left| \frac{\Delta\alpha_{eff}}{\alpha_1 - \alpha_2} \right| = \frac{sx}{1 + sx} \quad (\emptyset) \quad [I.9]$$

Le produit sx , sans dimension, apparaît comme une variable structurale contribuant à elle seule à la description de l'action relative du placage vis à vis du pouvoir thermoélectrique résultant du couple plaqué.

La relation précédente donne l'*effectivité thermoélectrique* d'une structure quelconque référencée par rapport au comportement d'un assemblage constitué des deux métaux mis bout à bout. La **figure I.7** représente l'évolution de ce paramètre : par exemple, compte tenu des données du **tableau I.1**, avec $s \approx 30$, un placage de $x = e_2/e_1 \approx 13\%$ présente 80% du pouvoir thermoélectrique associé au couple Cuivre_Constantan.

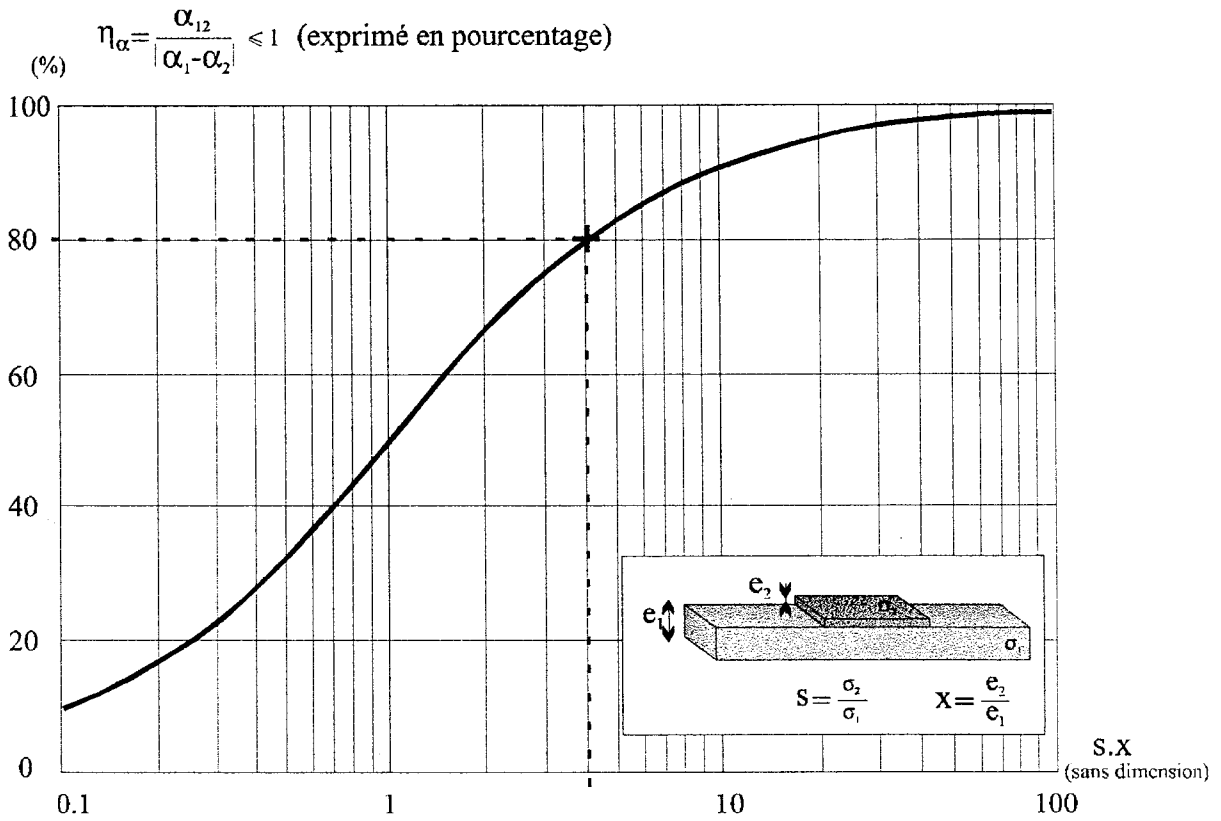


Figure I.7– Représentation normalisée de l'effectivité thermoélectrique (Eq [I.9])

La figure I.8 représente l'évolution de l'effectivité pour quelques couples thermoélectriques courants.

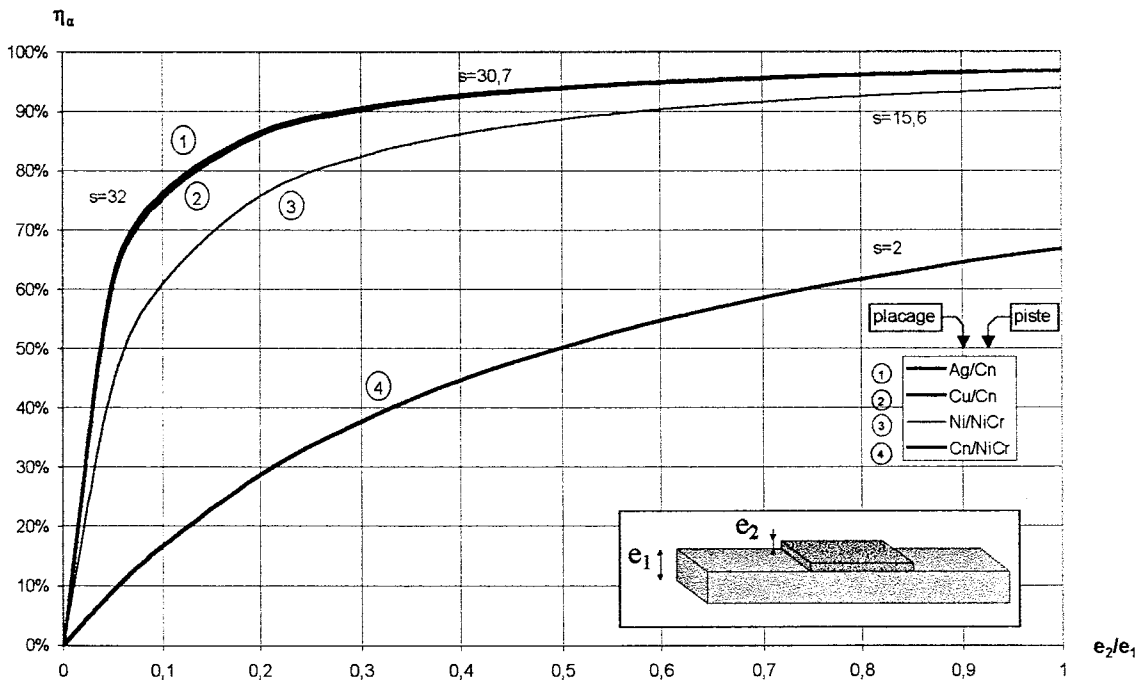


Figure I.8– Effectivité pour quelques couples thermoélectriques courants

Les tracés 1 et 2 sont associés au matériau Constantan respectivement plaqué par de l'Argent ($s=32$) et du Cuivre ($s=30,7$). La forte conductivité électrique de ces matériaux permet de se rapprocher des propriétés d'un assemblage à conducteurs juxtaposés pour de faibles épaisseurs relatives de placage. Le tracé 3 se rapporte à un placage de Nickel sur l'alliage Ni80Cr20 ($\Delta\alpha=46 \mu\text{V/K}$). Cette association est utilisée en pratique pour la réalisation industrielle de micro capteurs destinés à la mesure de l'éclairement énergétique^[14]. Il en est de même pour l'association Cn/NiCr, objet du quatrième tracé, qui malgré un faible contraste, présente un intérêt sur le plan des transferts thermiques pour $e_1 = e_2$, avec $\Delta\alpha \approx 65 \mu\text{V/K}$.

	λ ($\text{W}\cdot\text{m}^{-1}\cdot\text{K}^{-1}$)	$1/\sigma$ ($\mu\Omega\cdot\text{cm}$)	α ($\mu\text{V/K}$)	T max
Métaux	(réf : Pt à 300K)			
Au	318	2,2	1,94	700°C
Ag	419	1,63	2,53	800°C
Cu	400	1,69	1,83	400°C
Fe	80,4	10,1	15	700°C
Ni	90,9	6,9	-19,5	1200°C
Alliages métalliques				
Constantan (Ni45Cu55)	19,5	50,2	-38,35	450°C
Nickel_80-Chrome_20	13,4	108	27	1200°C
Nickel_90-Chrome_10	19	76,6	30	1200°C
Ni_95-(Al+Mn+Si)_5	32	30	-13	1200°C

Tableau I.2– Propriétés de quelques métaux et alliages.

Les considérations précédentes et les données du **tableau I.2** permettent de définir les caractéristiques de diverses configurations utilisées au laboratoire et dans l'industrie.

A.6 Facteur de mérite d'une association de matériaux

Le facteur de mérite permet de rendre compte à l'aide d'une seule grandeur de l'aptitude d'un matériau à convertir de l'énergie thermique en énergie électrique ; de manière générale, il s'exprime par la relation^[17, 2,62] :

$$Z = \alpha^2 \cdot \frac{\sigma}{\lambda} \quad (\text{K}^{-1}) \quad [\text{I.10}]$$

Dans le cas particulier des métaux, la loi de Wiedmann-Franz : $\lambda(T) = L_0 \cdot T \cdot \sigma(T)$ avec $L_0 = 2,45 \cdot 10^{-8} \text{ V}^2/\text{K}^2$, nombre de Lorentz, met en évidence une relation étroite entre les conductivités électrique σ et thermique λ . Au premier ordre, n'interviennent dans la détermination de Z que la température absolue (K) et le pouvoir thermoélectrique ($\mu\text{V/K}$) selon la relation :

$$Z = \frac{\alpha^2}{L_0 \cdot T}$$

Pour une association thermoélectrique telle que celle envisagée dans la réalisation des thermopiles planaires, le facteur de mérite de l'association s'exprime en fonction des facteurs de mérite de chaque matériau selon la composition suivante :

$$\sqrt{\frac{1}{Z_{12}}} = \frac{\alpha_1}{\Delta\alpha} \cdot \sqrt{\frac{1}{Z_1}} + \frac{\alpha_2}{\Delta\alpha} \cdot \sqrt{\frac{1}{Z_2}} \quad [\text{I.11}]$$

Cette relation, couramment explicitée dans la littérature, conduit dans le cas des circuits plaqués dont les propriétés sont λ_1, σ_1 et $\lambda_{eq}, \sigma_{eq}$ données par les relations Eq[I.6] et Eq[I.7], à l'expression du facteur de mérite Z_{12} :

$$Z_{12} = \left[\frac{\alpha_1 - \alpha_2}{\sqrt{\lambda_1 / \sigma_1} + \sqrt{\lambda_2 / \sigma_2}} \right]^2 \quad (\text{K}^{-1}) \quad [\text{I.12}]$$

Le **tableau I.3** résume les caractéristiques de quelques associations courantes :

Association (1 2)	$\Delta\alpha$ ($\mu\text{V/K}$)	Z_{12} (K^{-1})
Constantan_Or	40,29	$4,78 \cdot 10^{-5}$
Ni80Cr20_Ni	46,5	$5,33 \cdot 10^{-5}$
Constantan_Ni80Cr20	65,35	$8,75 \cdot 10^{-5}$
Antimoine_Bismuth	101	$2,69 \cdot 10^{-4}$
n_(Bi _{1-x} Sb _x)Te ₃ n/p*	380	$1,38 \cdot 10^{-3}$

D.T.S. GmbH, D-06118 Halle ; Köthener Str. 34

Tableau I.3– Facteur de mérite pour quelques associations courantes^[17,D17]

B Facteurs de forme appliqués à l'étude des transferts radiatifs

Les facteurs de forme ou facteurs d'angle caractérisant les échanges radiatifs, sont des quantités purement géométriques, sans dimensions, dont la valeur est comprise entre 0 et 1. Ils permettent d'exprimer la fraction du flux total hémisphérique émis par une surface S_1 , atteignant une surface S_2 , en tenant compte de la forme des objets et de leur distance respective. Il faut toutefois souligner que cette notion ne caractérise que les mécanismes de réflexion et d'émission isotropes (échanges diffus)^[8,9].

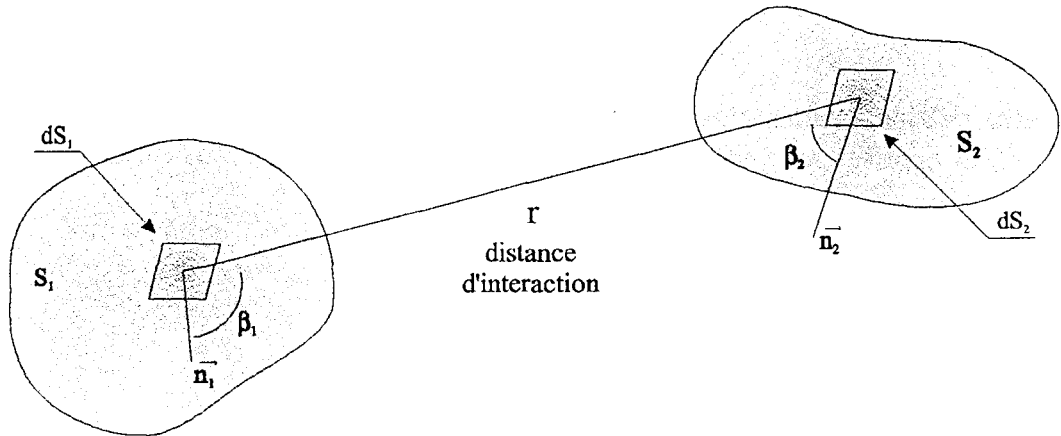


Figure I.9– Echange radiatif entre deux surfaces

Le recours aux facteurs de forme, permet de simplifier considérablement les expressions analytiques du flux échangé entre deux corps, en s'affranchissant des paramètres géométriques, ces derniers étant alors tous regroupés en un seul terme.

Dans ces conditions, le flux échangé entre les deux objets s'exprime uniquement en fonction de l'émittance de la source, de sa surface et du facteur de forme source $[S_1]$ –récepteur $[S_2]$, à l'aide de la relation :

$$\Phi_{12} = M_1 \cdot S_1 \cdot F_{12} \quad (W) \quad [I.13]$$

Le facteur de forme F_{12} constitue ainsi la fraction de flux total émis par la source ($M_1 \cdot S_1$), incident sur la surface du récepteur. Bien que ces concepts soient classiques en photométrie, il nous semble important de rappeler l'origine de la relation Eq[I.13], afin d'en souligner les hypothèses et conditions d'application, à l'instrumentation que nous devons réaliser.

B.1 Expression des facteurs de forme

Le flux émis par un élément de surface élémentaire dS_1 de la surface S_1 de la figure I.9 en direction d'un élément de surface élémentaire dS_2 de la surface S_2 a pour expression :

$$d^2\Phi_{12} = L_1 \cdot dS_1 \cdot \cos \beta_1 \cdot d\Omega_{12}$$

avec $d\Omega_{12}$, l'angle solide sous tendant la surface dS_2 et ayant pour sommet, l'élément de surface dS_1 . La quantité L_1 est appelée luminance et dépend de l'état de surface de la source et de la direction β_1 envisagée par rapport à la normale n_1 ¹⁸¹.

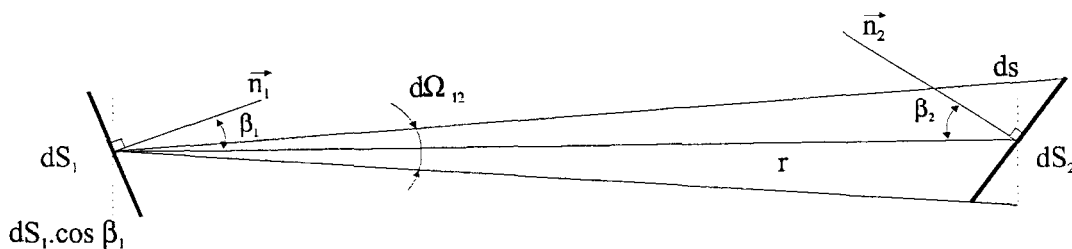


Figure I.10– Détermination de l'angle solide

La surface ds est la projection de dS_2 sur un plan perpendiculaire à la direction moyenne de propagation du faisceau ; son aire vaut $ds = dS_2 \cdot \cos \beta_2$, ce qui conduit à l'expression de l'angle solide sous tendant la surface dS_2 et ayant pour sommet l'élément de surface dS_1 :

$$d\Omega_{12} = \frac{ds}{r^2} = \frac{\cos \beta_2 \cdot dS_2}{r^2}$$

En plaçant l'expression de $d\Omega_{12}$ dans celle du flux élémentaire $d^2\Phi_{12}$, on obtient.

$$d^2\Phi_{12} = L_1 \cdot \frac{\cos \beta_1 \cdot dS_1 \cdot \cos \beta_2 \cdot dS_2}{r^2} \quad (\text{formule de Bouguer}) \quad [\text{I.14}]$$

B.1.1 Sources lambertiennes

Si une source obéit à la loi de Lambert, c'est à dire que la luminance reste constante sur tout l'hémisphère dont elle occupe le centre, la relation liant L_1 à l'émittance M_1 , est la suivante :

$$M_1 = \pi \cdot L_1 \quad (\text{W/m}^2)$$

Le flux s'exprime alors :

$$d^2\Phi_{12} = M_1 \cdot \frac{\cos \beta_1 \cdot \cos \beta_2 \cdot dS_1 \cdot dS_2}{\pi \cdot r^2}$$

Le flux total émis de S_1 en direction de S_2 s'obtient en intégrant le flux élémentaire sur les deux surfaces S_1 et S_2 ;

$$\Phi_{12} = M_1 \int_{S_1, S_2} \frac{\cos \beta_1 \cdot \cos \beta_2}{\pi \cdot r^2} \cdot dS_1 dS_2 \quad (\text{W}) \quad [\text{I.15}]$$

Cette intégrale ne regroupant que des variables géométriques, il suffit de poser :

$$F_{12} = \frac{1}{S_1} \int_{S_1} \int_{S_2} \frac{\cos \beta_1 \cdot \cos \beta_2}{\pi \cdot r^2} \cdot dS_1 \cdot dS_2 \quad (\emptyset) \quad [I.16]$$

pour obtenir la relation souhaitée ne faisant intervenir que des éléments de natures distinctes.

$$\Phi_{12} = M_1 \cdot S_1 \cdot F_{12}$$

L'application de ces relations suppose donc, d'une part, une émission diffuse, et d'autre part, l'uniformité de la température et des caractéristiques d'émission et de réflexion de l'ensemble de la surface de la source.

B.1.2 Sources anisotropes

En pratique, le plus souvent, la luminance ne reste pas constante sur tout l'hémisphère ; soit elle reste constante dans un angle solide restreint, soit sa valeur varie avec l'angle d'inclinaison.

Dans ce cas, il faut considérer $L_1(\beta, \varphi)$ au lieu de L_1 , ce qui conduit à une émittance M_1 :

$$M_1 = \int_{hem} L_1(\beta, \varphi) \cdot \cos \beta \cdot d\Omega = \int_{\varphi=0}^{2\pi} \int_{\beta=0}^{\frac{\pi}{2}} L_1(\beta, \varphi) \cdot \cos \beta \cdot \sin \beta \cdot d\beta \cdot d\varphi$$

Si la luminance ne dépend pas de la direction d'observation notée φ , l'expression devient :

$$M_1 = \pi \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}} L_1(\beta) \cdot \sin(2\beta) \cdot d\beta \quad [I.17]$$

L'intégration sur la surface S_2 doit alors être effectuée uniquement sur la zone réellement vue par le capteur et non sur la totalité de l'hémisphère.

Les capteurs réalisés au laboratoire présentent la propriété d'invariance de la luminance vis à vis de l'angle φ [I.B.5]. La relation Eq[I.17] est ainsi exploitable dans l'interprétation des résultats expérimentaux^[10,11], et constitue un élément significatif dans l'analyse de nos systèmes de mesure.

B.2 Propriétés des facteurs de forme

B.2.1 Règle de réciprocité

Le calcul mené au **paragraphe I.B.1.1** peut être repris en considérant cette fois le flux émis depuis dS_2 en direction de dS_1 , l'expression du flux élémentaire est ainsi la suivante :

$$d^2\Phi_{21} = L_2 \cdot dS_2 \cdot \cos \beta_2 \cdot d\Omega_{21}$$

avec $d\Omega_{21}$ l'angle solide sous tendant la surface dS_1 et ayant pour sommet, l'élément de surface dS_2 . Les figures I.9 et I.10 peuvent alors être considérées en permutant les indices 1 et 2.

En supposant les mêmes simplifications que précédemment, après intégration, on obtient un ensemble d'expressions duales par permutation des indices vis à vis du calcul précédent :

$$\text{soit } F_{21} = \frac{1}{S_2} \iint_{S_2, S_1} \frac{\cos \beta_1 \cdot \cos \beta_2 \cdot dS_2 \cdot dS_1}{\pi \cdot r^2} \quad (\emptyset)$$

$$\text{et } \Phi_{21} = M_2 \cdot S_2 \cdot F_{21}$$

Par conséquent, en rapprochant les deux expressions des facteurs de forme, il vient, pour deux surfaces sous influence mutuelle :

$$S_1 \cdot F_{12} = S_2 \cdot F_{21} \quad [\text{I.18}]$$

B.2.2 Règle d'addition

Dans une enceinte fermée dont on discrétise la surface interne en n éléments, une surface S_1 rayonne un flux Φ_1 vers les n surfaces (dont elle-même). Il existe donc n facteurs de forme relatifs à la surface S_1 . La loi de conservation du flux permet d'écrire :

$$\Phi_1 = \sum_{x=1}^n \Phi_1 \cdot F_{1x} = \Phi_1 \cdot \sum_{x=1}^n F_{1x}$$

par conséquent, il vient :

$$\sum_{x=1}^n F_{1x} = 1 \quad [\text{I.19}]$$

Les deux relations démontrées ci-dessus permettent de simplifier les problèmes comportant de nombreux facteurs de forme en réduisant le nombre d'inconnues de n^2 à $\frac{n \cdot (n-1)}{2}$.

Remarque : Si l'enceinte possède des parties non concaves, ces dernières, notées j , ne pouvant recevoir leur propre rayonnement mènent systématiquement à $F_{jj} = 0$.

B.3 Le problème du calcul des facteurs de forme et les simplifications envisageables

Le calcul des facteurs de forme est en principe simple, puisqu'il suffit de calculer des intégrales de surface, mais cela est relativement long et nécessite de gros moyens de calcul. Toutefois, pour des configurations géométriques simples, il existe de nombreux abaques^[8,12] permettant de déterminer rapidement leur valeur.

Pour les configurations envisagées dans ce travail, l'emploi des abaques classiques est souvent inadapté et ne peut donner entière satisfaction. Le calcul a donc été mené pour un assez grand nombre de configurations afin d'obtenir les courbes correspondantes directement exploitables des figures I.13 et I.14.

A titre d'exemple, la configuration classique d'un banc de mesure est représentée sur la figure I.11. Les facteurs de forme à déterminer sont au nombre de deux, les autres se déduisant ensuite naturellement, à l'aide des propriétés algébriques décrites par les relations Eq[I.18] et Eq[I.19].

Le premier facteur de forme à déterminer, correspond à l'interaction de deux plaques de dimensions identiques en regard l'une de l'autre (plaque chauffante et échangeur). Le second correspond à l'interaction de la plaque chauffante avec le capteur. Lors de ce dernier calcul, la surface du capteur est en fait négligeable devant la surface des plaques ($1 \times 1 \text{ cm}^2 / 30 \times 30 \text{ cm}^2$).

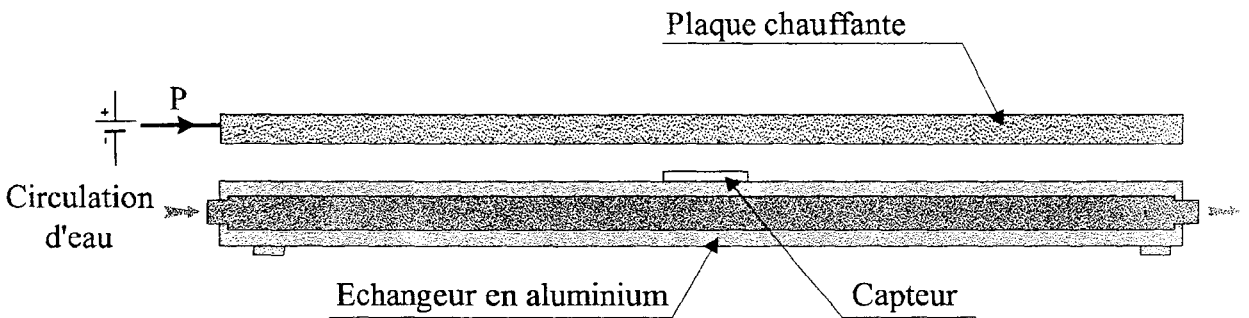


Figure I.11– Banc de mesure standard (étalonnage, caractérisation)

Les considérations précédentes permettent de ramener le calcul du facteur de forme régissant l'interaction entre deux plaques de côtés L et ℓ , séparées par une distance D , à l'expression suivante^[10] :

$$F_{\ell L}(D, L, \ell) = \frac{D^2}{\pi \cdot \ell^2} \cdot \int_0^L \int_0^L \int_{\frac{L-\ell}{2}}^{\frac{L+\ell}{2}} \int_{\frac{L-\ell}{2}}^{\frac{L+\ell}{2}} \frac{du \cdot dv \cdot dx \cdot dy}{\left[D^2 + (x-u)^2 + (y-v)^2 \right]^{\frac{3}{2}}} \quad [I.20]$$

Le calcul des facteurs de forme à l'aide de cette relation est effectué à l'aide du logiciel de calcul MATHCAD® 6.0. Pour évaluer le temps nécessaire à la création d'un abaque, la détermination analytique d'un point, effectué avec ce logiciel, demande en moyenne 10 minutes sur un ordinateur dont le processeur est cadencé à 133 Mhz.

B.3.1 Plaques carrées identiques parallèles

Le cas particulier des plaques parallèles de mêmes dimensions ($L \times L \text{ mm}^2$), est classiquement traité de manière analytique. Les références [8,12], par exemple, conduisent à la relation suivante :

$$F(\xi) = \frac{2}{\pi \cdot \xi^2} \cdot \text{Ln} \left(\frac{1 + \xi^2}{\sqrt{1 + 2\xi^2}} \right) + \frac{4}{\pi \cdot \xi} \cdot \left(\sqrt{1 + \xi^2} \cdot \text{Tan}^{-1} \left(\frac{\xi}{\sqrt{1 + \xi^2}} \right) - \text{Tan}^{-1}(\xi) \right) \quad [\text{I.21}]$$

avec $\xi = \frac{L}{D}$, variable réduite adimensionnelle.

La **figure I.12**, traduit les relations précédentes, et représente l'interaction entre deux plaques identiques, de manière générale, compte tenu de la variable réduite ξ . Il apparaît, par exemple, que l'obtention d'un transfert de 80% de l'énergie radiative demande un rapprochement des éléments à une distance de l'ordre du dixième de leur dimension latérale.

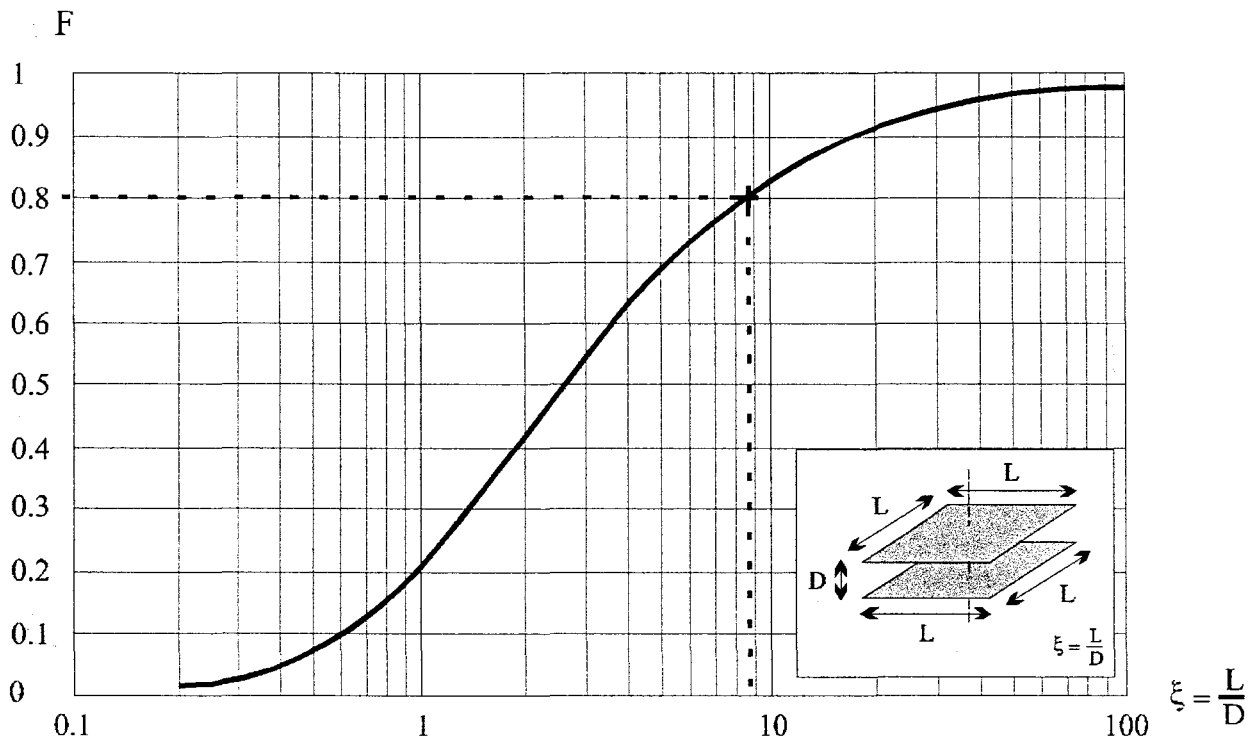


Figure I.12– Facteur de forme entre deux plaques parallèles identiques (Eq [I.21])

B.3.2 Détermination des facteurs de forme pour diverses configurations utilisées au laboratoire

B.3.2.1 Facteur de forme entre deux plaques carrées identiques

La **figure I.13** représente l'évolution du facteur de forme entre deux plaques parallèles de dimensions identiques, l'une représentative d'une cible à température homogène, l'autre, de l'action de l'environnement. Ces tracés sont calculés à l'aide de la relation Eq[I.21] pour des plaques présentant des dimensions respectives de 30x30 cm², 20x20 cm² et 15x15 cm², la distance D quant à elle, variant de 0,5 à 5 cm.

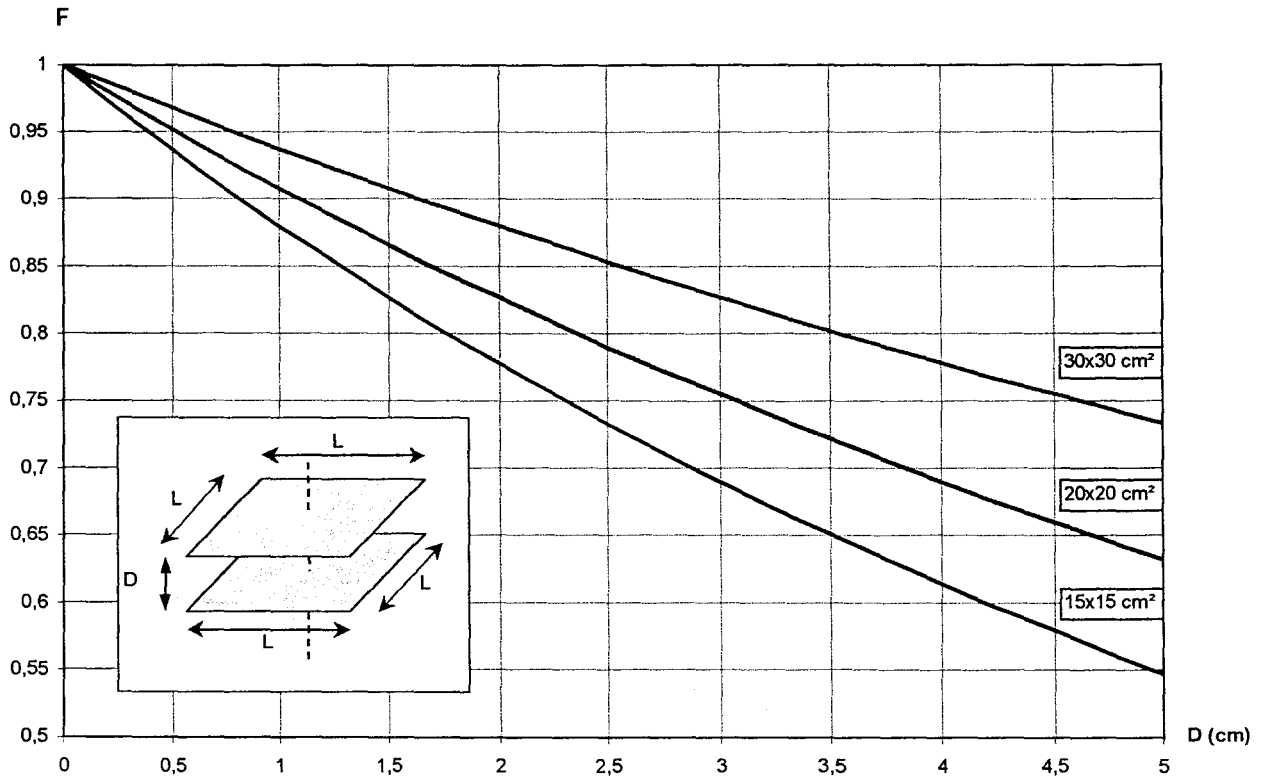


Figure I.13– Facteur de forme entre deux plaques parallèles identiques utilisées pour évaluer les performances des systèmes de mesure de température à distance

B.3.2.2 Facteur de forme entre une source de dimensions élevées et le capteur

B.3.2.2.1 Détermination exacte

La détermination du facteur de forme entre deux plaques carrées de dimensions différentes, ne s'obtient pas à l'aide d'une formule analytique. Il est nécessaire d'utiliser la relation Eq[I.20] pour déterminer chaque valeur.

La figure I.14 représente l'évolution du facteur de forme entre des plaques standards de dimensions données (de 15x15 cm² à 30x30 cm²) et un capteur de dimension 1 x 1 cm². Les valeurs sont calculées pour une distance D variant de 0,5 à 5 cm.

B.3.2.2.2 Evaluation simple d'une valeur approchée

Les difficultés d'application de la relation Eq[I.20], nous ont conduit à la recherche d'une expression analytique simple permettant de rendre compte des valeurs précédentes à 5% près, quelle que soit la distance entre les deux éléments.

A cet effet, la relation Eq[I.20] peut être identifiée à l'aide d'une des procédures du logiciel "TBL curve". Par exemple, pour un critère de convergence défini à 5%, le facteur de forme s'exprime à l'aide de la relation :

$$F_{cp} = \frac{1}{1 + \zeta \cdot D^2} \quad [I.22]$$

lorsque l'hypothèse $\ell \leq \frac{L}{5}$ est vérifiée

Le facteur ζ est imposé par $\lim_{D \rightarrow \infty} F_{cp}$ où la loi de répartition isotrope de l'énergie impose

$$\zeta = \frac{\pi}{S_p}$$

Les valeurs de la relation approchée Eq[I.22], sont illustrées sur la **figure I.14** conjointement aux valeurs exactes déterminées à l'aide de la relation Eq[I.20]. Ces tracés révèlent que, pour une distance D inférieure à 5 cm, l'erreur maximale, obtenue pour la configuration 15x15 cm² reste inférieure à 2%. D'autre part, il apparaît que la valeur approchée est systématiquement majorante.

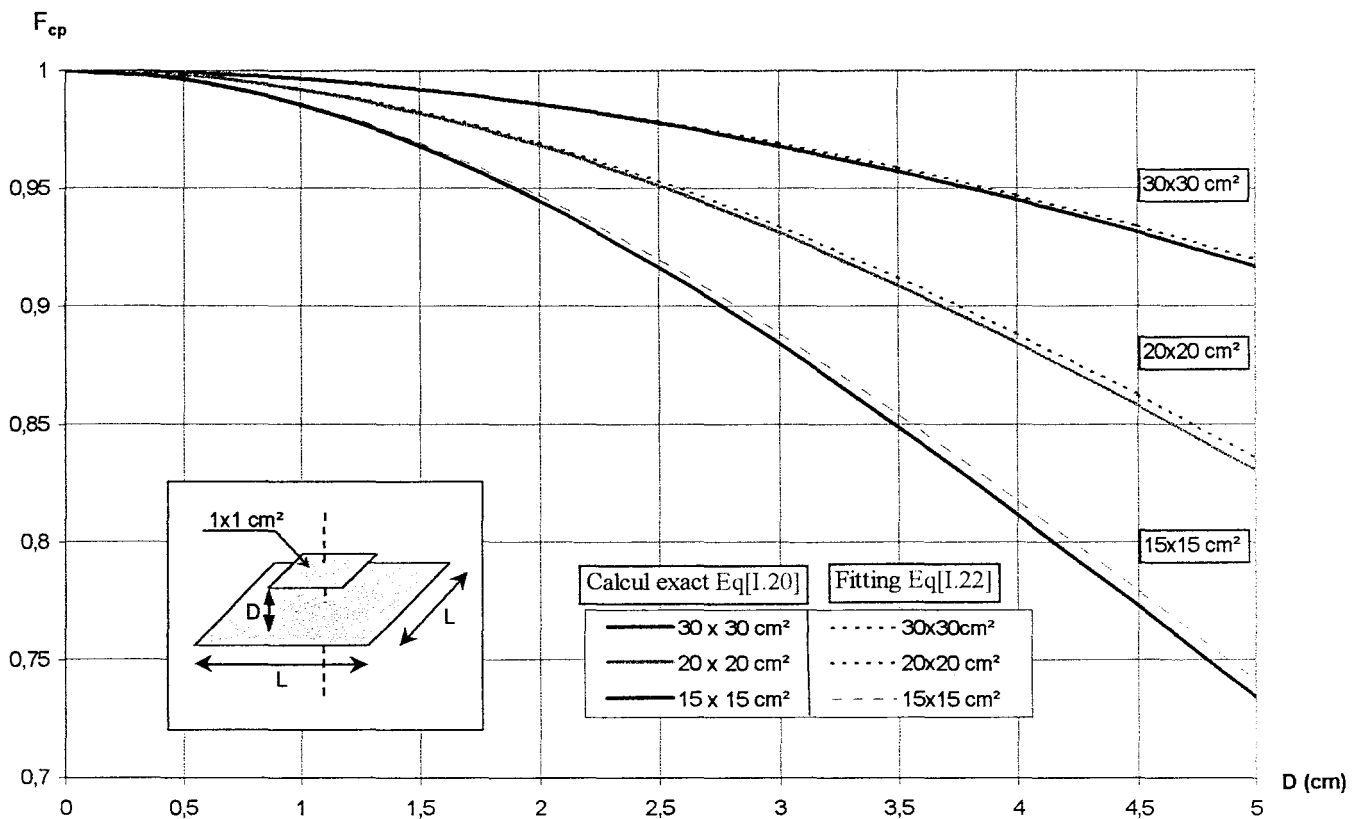


Figure I.14– Facteur de forme calculé par Eq [I.20] pour un capteur de 1x1 cm² et une plaque de 30x30 cm² à 15x15 cm²

La relation Eq[I.22] est en fait applicable pour tout couple de polygones disposés en regard et centrés sur un même axe. A titre d'exemple, cette relation peut être appliquée au cas de deux disques disposés en regard l'un de l'autre avec $R_2=R_1/2$.

La valeur du facteur de forme est alors déterminée de façon analytique à l'aide de la relation^[8,12] :

$$F_{21} = Z - \sqrt{Z^2 - 4X^2Y^2} \quad [I.23]$$

avec les variables réduites :

$$X = \frac{D}{R_2}, Y = \frac{D}{R_1} \text{ et } Z = 1 + (1 + X^2)Y^2$$

La concordance des tracés de la **figure I.15** est vérifiée pour toute valeur de D à mieux que 5%, le *fitting* déterminant des valeurs systématiquement supérieures à la relation analytique exacte^[8,12].

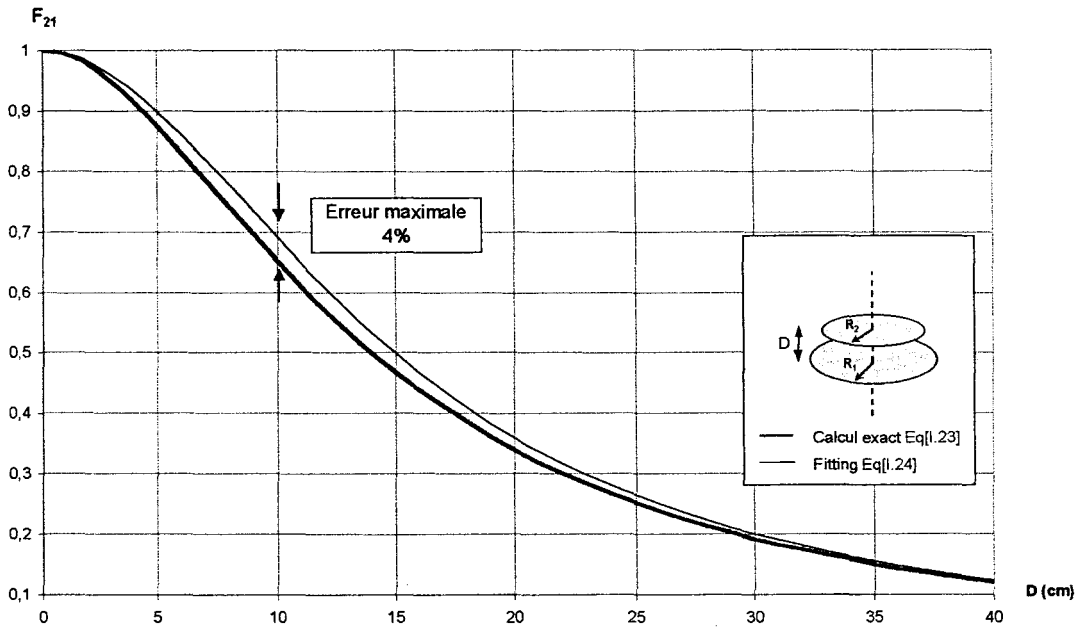


Figure I.15– Facteur de forme entre deux disques concentriques, pour R1=15 cm et R2=7,5 cm. Comparaison des valeurs exactes et des valeurs obtenues à l'aide la relation Eq[I.22]

B.3.2.2.3 Représentation fonctionnelle

En termes fonctionnels, la relation d'approximation Eq[I.22], peut être interprétée conformément au schéma de la **figure I.16** selon l'interaction géométrique usuelle de la composition de deux modes ; influence totale et influence à longue distance. Une telle représentation peut trouver son intérêt vis à vis des critères d'analyse dans le domaine de l'intelligence artificielle. Ce concept sera repris par la suite pour justifier les considérations retenues vis à vis de la discussion sur l'étalonnage des radiomètres ADD^[II.B].

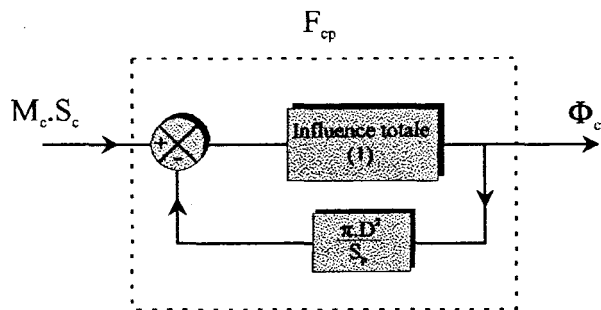


Figure I.16– Schéma fonctionnel équivalent des interactions

B.3.3 Détermination de l'influence des positions relatives des centres des objets

Lors de la détermination des facteurs de forme au **paragraphe I.B.3.2**, les objets étaient supposés avoir leur centre de symétrie traversé perpendiculairement par un axe commun. En pratique, lors du positionnement relatif du radiomètre et de la plaque, le centrage précis des éléments n'est pas toujours facile à réaliser ; nous devons donc nous intéresser à l'erreur commise sur la détermination du facteur de forme lors d'un décalage des centres respectifs.

B.3.3.1 Détermination exacte

Afin de simplifier les expressions, nous considérons la translation selon un seul axe, conformément au schéma de la **figure I.17**, un décalage résultant le plus souvent de deux translations consécutives selon x puis y.

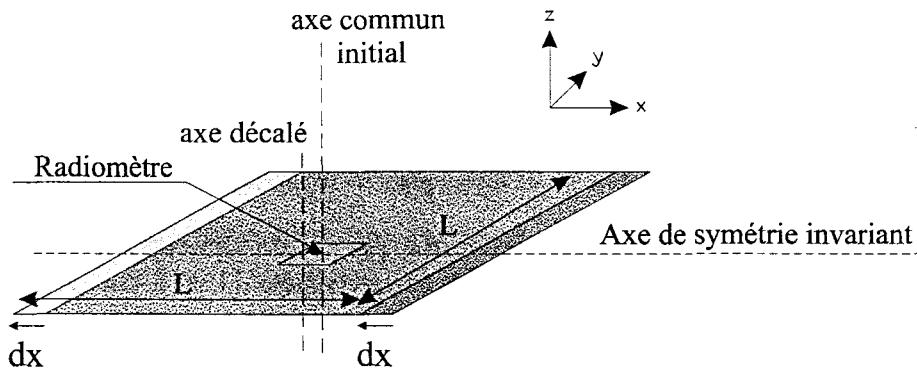


Figure I.17– Décentrage du capteur selon un seul axe

La détermination de la variation du facteur de forme s'effectue à partir de la relation Eq[I.20], dans laquelle, nous introduisons un *offset* selon l'axe O_x , permettant de décaler le capteur par rapport au centre de la plaque. Par mesure simplificatrice, nous ne considérons que des plaques carrées. La relation Eq[I.20], devient alors, compte tenu de ces modifications :

$$F_{tL}(D, L, \ell) = \frac{D^2}{\pi \cdot \ell^2} \cdot \int_0^L \int_0^L \int_{\frac{L-\ell}{2} + X_{offset}}^{\frac{L+\ell}{2} + X_{offset}} \int_{\frac{L-\ell}{2}}^{\frac{L+\ell}{2}} \frac{du \cdot dv \cdot dx \cdot dy}{\left[D^2 + (x-u)^2 + (y-v)^2 \right]^2} \quad [I.24]$$

La **figure I.18** représente la variation du facteur de forme F_{cp} , résultant de l'application de cette relation au cas particulier d'un radiomètre de dimensions standard $1 \times 1 \text{ cm}^2$, placé en regard à une distance D d'une plaque carrée de dimensions $20 \times 20 \text{ cm}^2$. Le décalage s'opère depuis la position centrale jusqu'au bord de la plaque, dans un rapport de 50% de sa largeur. F_{cp0} représente la valeur du facteur de forme en condition centrée et s'obtient aisément à partir du réseau de courbe de la **figure I.14**, ou bien de la relation approchée Eq[I.22].

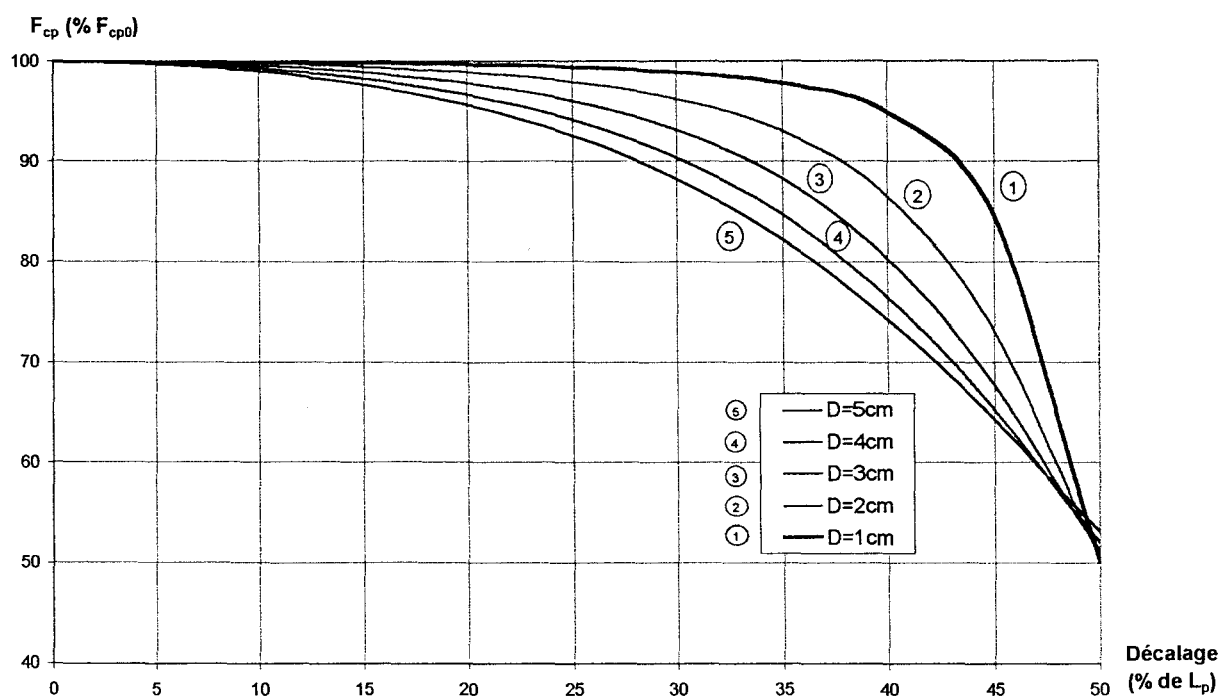


Figure I.18– Variation du facteur de forme pour un décalage selon un seul axe, Eq [I.24]

Ces courbes, bien qu'établies pour une plaque de dimensions 20x20 cm², restent toutefois valables pour les autres configurations envisagées (15x15 cm² et 30x30 cm²) avec une erreur inférieure à 2,5 %.

B.3.3.2 Détermination approchée pour un décentrage de faible amplitude

Les calculs nécessaires à la détermination des courbes précédentes, réalisés à l'aide du logiciel **MATCAD**[®] 6.0, nécessitent un temps de calcul prohibitif. En pratique, lors des procédures d'étalonnage, il n'est pas nécessaire de connaître la variation exacte du facteur de forme pour des décalages importants, mais uniquement une forme majorée de son expression pour de faibles variations autour de l'axe central de symétrie.

Le facteur de forme entre la source (plaque de grandes dimensions) et le radiomètre étant déterminé à l'aide de la relation approchée Eq[I.22], à savoir :

$$F_{cp} = \frac{1}{1 + \frac{\pi \cdot D^2}{S_p}} \quad \text{pour } \ell \leq \frac{L}{5} \quad [I.22]$$

Le capteur étant supposé fixe, nous décalons la plaque selon un seul axe d'une petite quantité dx (**figure I.19**). Cette opération, vue du capteur revient à réduire la surface de la plaque en influence avec lui, d'une quantité majorée $\Delta S_p = 2 \cdot L_p \cdot dx$. La relation Eq[I.22] restant applicable en conservant la forme géométrique initiale de la source, nous pouvons

alors considérer une plaque carrée centrée de surface équivalente $S_{eq} = S_p - \Delta S_p$, telle que représentée sur la **figure I.19**, sans conséquence sur le résultat de la démarche.

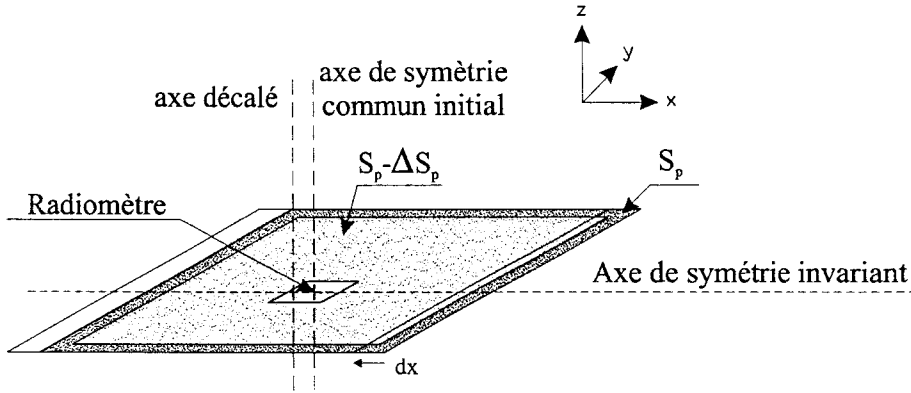


Figure I.19– Faible Décentrage d'un capteur et de la plaque source

La variation du facteur de forme, suite à cette réduction de surface, s'écrit au premier ordre :

$$\Delta F_{cp} = \frac{\partial F_{cp}}{\partial S_p} \cdot \Delta S_p$$

avec

$$\frac{\partial F_{cp}}{\partial S_p} = - \frac{\pi \cdot D^2}{(S_p + \pi \cdot D^2)^2}$$

Soit en termes de variation ;

$$\Delta F = \left| \frac{\partial F_{cp}}{\partial S_p} \cdot \Delta S_p \right| = \frac{\pi \cdot D^2}{(S_p + \pi \cdot D^2)^2} \cdot \Delta S_p \quad [I.25]$$

Cette variation peut être majorée en négligeant le terme $\pi \cdot D^2$ devant la surface de la plaque :

$$\Delta F < \frac{\pi \cdot D^2}{S_p^2} \cdot \Delta S_p = \frac{2\pi \cdot D^2}{L_p^3} \cdot dx \quad [I.26]$$

Application numérique

Considérant un capteur de surface $1 \times 1 \text{ cm}^2$ disposé à 1 cm d'une plaque carrée de surface $20 \times 20 \text{ cm}^2$, le facteur de forme global s'obtient aisément à l'aide du réseau de courbes de la **figure I.14**, soit $F_{cp} \approx 0,99$. La variation résultant d'un décentrage du capteur de $0,5 \text{ cm}$ est, compte tenu de la relation précédente, inférieure à $3,92 \cdot 10^{-4}$. Cette variation reste par conséquent tout à fait négligeable vis à vis de la valeur obtenue en situation exactement centrée.

Afin de vérifier le domaine de validité de cette expression approchée de la variation du facteur de forme, nous avons reproduit sur la **figure I.20** une vue "dilatée" des courbes de la **figure I.18** conjointement à celles obtenues à l'aide de la relation approchée Eq[I.26].

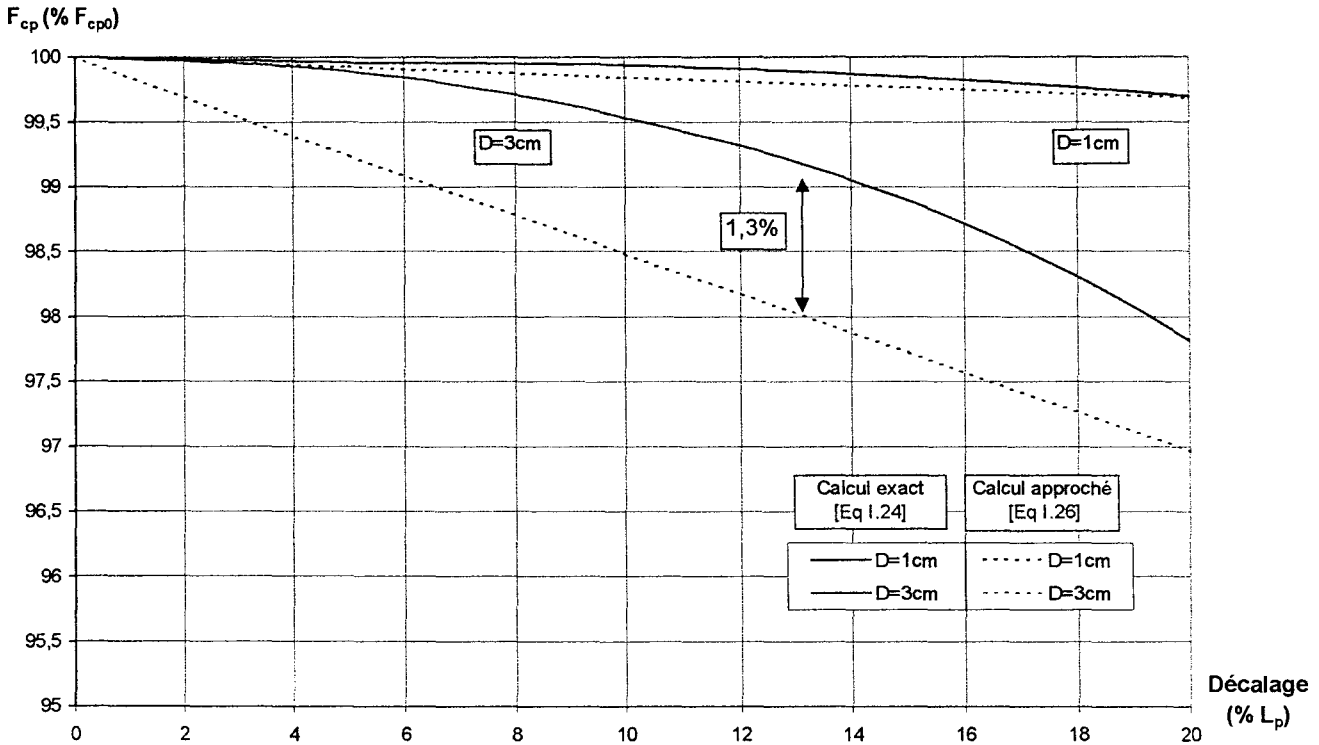


Figure I.20– Domaine de validité de l'approximation [Eq I.26]

Il ressort de cette comparaison, que l'approximation majorante de l'équation Eq[I.26] reste valable pour des décalages pouvant atteindre 20% de la largeur de la plaque, à une distance inférieure à 5 cm ; l'approximation de premier ordre conduisant au résultat Eq[I.26] devient au-delà inapplicable. Dans tous les cas, l'erreur obtenue, suite à l'utilisation de cette relation approchée, n'excède pas 5 % pour une distance inférieure à $D=5$ cm.

En termes pratiques, les considérations précédentes permettent de justifier l'hypothèse conduisant à considérer que chacune des zones absorbantes du collecteur d'un radiomètre ADD est soumise à un même éclairement énergétique lorsque ce dernier est disposé devant une cible de grande dimension. Nous considérerons ce résultat acquis dans la suite de ce travail, **la condition d'isothermie n'étant d'autre part pas nécessaire**^[II.B.2.2.1].

C Capteurs thermiques et radiomètres à absorption différentielle distribuée (ADD)

C.1 Généralités sur les détecteurs thermiques

Dans un premier temps, avant d'introduire le concept de radiomètre ADD, nous allons rappeler les différentes familles de capteurs permettant la mesure du rayonnement thermique infrarouge.

C.1.1 Nature des signaux mis en œuvre

D'une manière générale, un capteur permet de rendre compte de la mesure d'une grandeur physique, appelée mesurande, sous la forme d'une autre grandeur physique. Usuellement cette dernière est le plus souvent recherchée sous la forme d'un signal électrique. Dans le cadre de la radiométrie thermique, l'éclairement énergétique E (W/m^2) peut être considéré comme mesurande, compte tenu de la conversion du rayonnement en élévation de température du corps d'épreuve. Ce dernier comprend un revêtement absorbant, les éléments du détecteur, et un matériau substrat^[4]. L'élévation de température peut ensuite être traduite en signal électrique selon trois technologies spécifiques.

- L'effet pyroélectrique qui permet l'obtention d'une tension de sortie à fort niveau mais ne peut caractériser que des variations temporelles de l'éclairement énergétique incident.
- L'augmentation de température peut aussi être caractérisée par la variation de résistivité d'un conducteur électrique. Les bolomètres alors réalisés demandent une circulation de courant électrique, et une mesure différentielle du type "pont de Wheastone" par exemple.
- Enfin, l'effet thermoélectrique de Seebeck qui permet directement l'obtention d'un signal électrique dont la valeur ne dépend que de l'élévation de la température et du pouvoir thermoélectrique des matériaux mis en œuvre.

Un radiomètre thermique est sujet aux trois mécanismes de transfert de la chaleur ; les échanges radiatifs font l'objet de la mesure, quant à la conduction et la convection, ils sont le plus souvent susceptibles de jouer le rôle de grandeurs perturbatrices. Les détecteurs thermiques présentent des performances étroitement fonction de la nature de leur revêtement absorbant dont les caractéristiques permettent facilement d'accéder à de **larges plages spectrales**.

De tels capteurs, à la différence des détecteurs quantiques, ont l'avantage majeur de pouvoir fonctionner aux températures ambiantes^[5]. Leur faible coût de fabrication les destine aussi bien à des applications grand public (régulation de températures des appareils ménagers, thermostats d'ambiance) qu'aux domaines du contrôle des processus de séchage industriel ou de l'imagerie lorsque moyennant les microtechnologies les capteurs sont assemblés en matrice d'éléments sensibles^[43]. A cet égard les travaux de A.Ebongué^[34,44] actuellement menés au laboratoire, sont portés sur la réalisation de tels microsystèmes.

C.1.2 Avantages et inconvénients des solutions classiques

Conformément aux critères précédemment cités^[L.C.1.1.LA], une thermopile est généralement constituée par la mise en série d'un ensemble de thermocouples différentiels. De manière classique, les jonctions chaudes sont groupées sous la surface absorbante, les jonctions froides restant pour leur part maintenues à la température du boîtier^[45,46]. Les radiomètres thermiques basés sur l'effet thermoélectrique de Seebeck, présentent les avantages suivants :

- aptitude au fonctionnement à température ambiante, permettant la conception de systèmes dénués de fonction de refroidissement généralement coûteuse, fragile, encombrante et consommatrice d'énergie.
- possibilité de mesure sur une large plage spectrale, compte tenu du choix de l'absorbant. Ce dernier peut aussi être choisi en vue de sélectionner une plage particulière d'absorption^[59].
- vis à vis du bilan d'échange radiatif caractérisé par le détecteur, les mesures en régime permanent sont naturellement admises, à la différence des capteurs pyroélectriques où seules les variations temporelles sont génératrices de signal. En imagerie IR l'analyse d'un "fond thermique de référence" permet de contribuer au lever du doute entre une scène prédéfinie et le signal d'un être vivant.
- absence de courant de polarisation : Les connexions entre le capteur et le conditionneur de signal sont donc simplifiées. En termes de bruit, le système est dépourvu de bruit en $1/f$, seul le bruit de Johnson et les interactions thermiques conductives et convectives fluctuantes sont à prendre en compte.

Considérant ce dernier critère, l'utilisation des détecteurs thermiques reste cependant limitée en raison de leur forte sensibilité aux courants de convection. Ces derniers ont des effets très largement supérieurs au bruit de Johnson rapporté au calcul de la densité de puissance équivalente au bruit (NEPD^[L.C.2.2]) ou bien au calcul de la détectivité spécifique^[17].

Une thermopile classique présente ses thermoéléments disposés sur une membrane ou un cantilever, à l'image des figures I.21a et I.21b. Une telle structure comporte *des évidements*, et demande à être protégée sous une atmosphère isolante généralement composée de Xénon $\lambda \approx 5,5 mW/m.K$ ou de Krypton $\lambda \approx 9 mW/m.K$. Il est alors nécessaire de disposer une fenêtre de protection usuellement constituée de Silicium ou de Saphir^[D2].

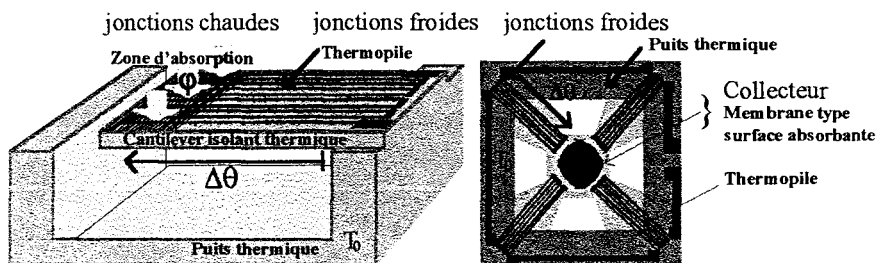


Figure I.21a– Montages de thermopiles en conformation Cantilever et membrane

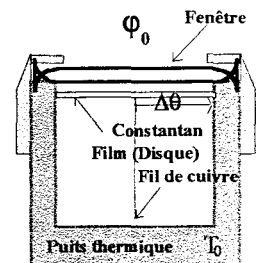


Figure I.21b– Fluxmètre de Gardon pour flux élevés

Les structures classiques présentent ainsi une épaisseur significative et une complexité impropre à une production industrielle à faible coût. Il faut d'autre part corrélérer le temps de réponse avec le dimensionnement de la membrane, les caractéristiques globales résultant d'un compromis entre la sensibilité et la constante de temps^[45,46]. De plus, les mesures d'éclairement énergétique dans la gamme proche de la photométrie, sont fortement sujettes aux fluctuations de la température de référence du boîtier. Enfin, les structures membranaires peuvent présenter une sensibilité microphonique, par effets thermomécaniques, rédhibitoire pour des mesures rapides.

Il est de fait essentiel de remarquer que *l'ensemble de ces inconvénients résulte de la présence de volumes vides* systématiquement imposés au sein des conformations classiques, en raison de la recherche d'une **résistance thermique maximale** entre les thermojonctions chaudes et froides de la thermopile^[43]. Cette dernière condition est en effet essentielle pour maximiser l'élévation locale de la température à l'endroit du regroupement des thermojonctions chaudes et justifie le développement des nombreux travaux en microtechnologie visant à obtenir des structures suspendues. Le modèle général des "taol-lithes"^[17 Chap. IV], bien que restreint à une analyse bidimensionnelle, permet de présenter les diverses propriétés thermiques propres à ces structures.

C.2 Radiométrie par absorption différentielle distribuée (ADD)

C.2.1 Principes

A la différence des structures classiques, où l'on recherche à maximiser ponctuellement l'augmentation de température liée à l'absorption radiative localisée sur les thermojonctions chaudes, un radiomètre ADD fonctionne *en intégrant le cumul d'une pluralité de différences de température élémentaires* présentées à la surface d'un substrat alternativement absorbant et réflecteur du rayonnement. Au centre de *ces motifs régulièrement distribués*, les jonctions chaudes et froides d'une très fine chaîne thermoélectrique sont régulièrement disposées de façon méandrique à la surface du substrat.

C.2.1.1 Description générique

La **figure I.22** représente de manière non limitative les éléments constitutifs et les principes généraux d'élaboration d'une structure ADD^[10].

Le concept initial, présenté dès 1966 par Benzinger^[D43], s'est révélé impraticable suite à l'absence totale d'analyse quantitative des transferts thermiques, conduisant à un dimensionnement aberrant des éléments constitutifs. La détection des foyers d'incendies a conduit à perfectionner ces capteurs afin de les coupler au foyer d'optiques paraboliques et de réflecteurs non imageant^[47,48,49]. Les travaux de L.Camberlein en microtechnologie^[18] ont permis dès 1995, l'obtention de tels détecteurs en version miniaturisés sur substrat de verre.

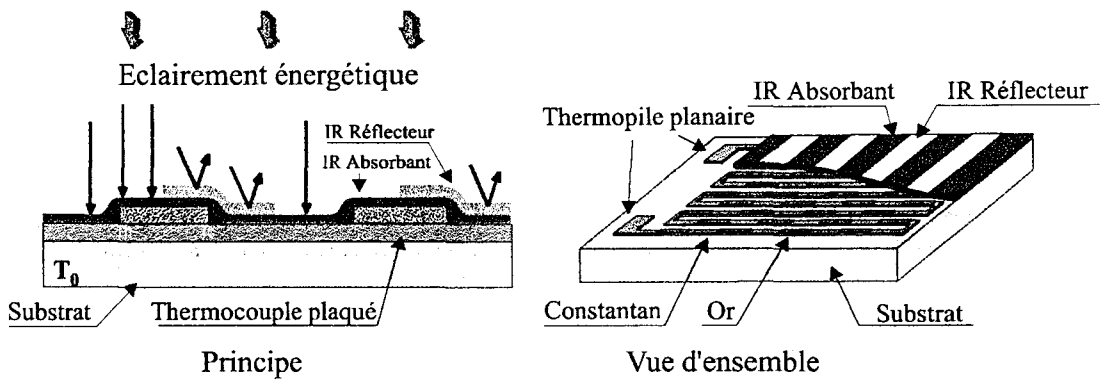


Figure I.22– Principes généraux d'élaboration d'une structure ADD générique

C.2.1.2 Principe du cumul des tensions Seebeck sous un champ thermique distribué

En présence d'un éclairement énergétique imposé en surface, les différences de température au niveau des thermojonctions respectivement absorbantes et réfléchissantes permettent la composition série des fem de Seebeck, la tension résultante étant représentative du bilan d'échange radiatif en surface. Les propriétés présentées par des configurations idéales, au travers de l'analyse thermique bidimensionnelle de structures solides homogènes sollicitées par une absorption énergétique spatialement périodique, sont représentatives de *l'absorption différentielle distribuée*. Nous rappelons brièvement ces propriétés, discutées de manière exhaustive en référence^[7].

La figure I.23 représente un exemple portant sur deux conformations particulières, présentant respectivement un et trois motifs d'absorption, disposés au-dessus d'une chaîne thermoélectrique élémentaire comportant des conducteurs de pouvoirs thermoélectriques respectifs α_1 et α_2 .

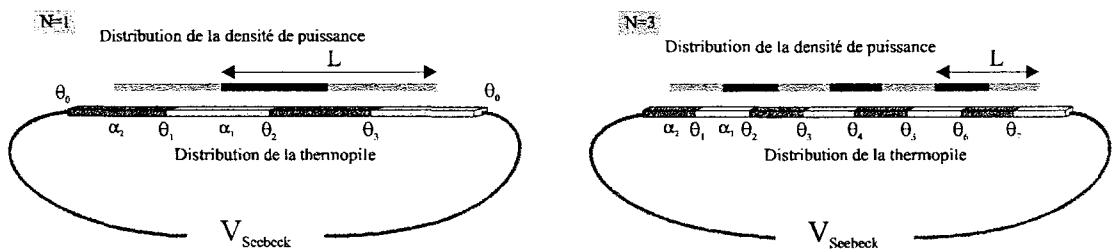


Figure I.23– Champ thermique distribué le long d'une chaîne thermoélectrique

Les thermojonctions J_1 à $J_{2.N+1}$ sont réparties aux centres des zones absorbantes et réfléchissantes pour tout cas de figure extrapolable de ces deux configurations. Le champ thermique est d'autant plus *distribué* que l'on choisit un nombre élevé de motifs d'absorption.

Indépendamment des conditions limites thermiquement imposées à la thermopile, l'étude thermodynamique montre que la tension Seebeck recueillie entre deux jonctions consécutives est dite "relative" du fait de la nature bi-matérielle du circuit, et s'écrit^[7] :

$$[V]_{pi}^{T2} = \int_{T1}^{T2} (\alpha_2 - \alpha_1).dT \quad (V)$$

Cette expression permet d'observer l'indépendance de la tension mesurable vis à vis des conditions réelles de température existant entre les thermojonctions.

La thermopile peut être affectée de deux types de conditions limites particulières fondamentales : Soit le plan inférieur de son substrat est disposé sur un puits thermique (modèle général des 'di-lithes'^[17, pp145-151]), soit les extrémités latérales sont au contact du puits (modèle général des 'taol-lithes'^[17 pp151-164]). Dans les deux cas, on montre qu'il existe une symétrie de parité du champ thermique autour de la jonction centrale : pour N impair, la jonction J_{N+1} constitue ce centre (en J_4 pour la **figure I.23b**).

$$\begin{aligned} \theta_4 - \theta_5 &= \theta_4 - \theta_3 & \theta_3 - \theta_2 &= \theta_5 - \theta_6 \\ \theta_2 - \theta_1 &= \theta_6 - \theta_7 & \theta_1 - \theta_0 &= \theta_7 - \theta_0 \end{aligned}$$

La tension de Seebeck, définie par la relation précédente s'exprime alors :

$$V = (\alpha_2 - \alpha_1) \cdot [(\theta_1 - \theta_0) - (\theta_2 - \theta_1) + (\theta_3 - \theta_2) - (\theta_4 - \theta_3)] \quad (V)$$

La généralisation à un nombre N quelconque entraîne :

$$V = (\alpha_2 - \alpha_1) \cdot \sum_{i=1}^{N+1} (-1)^{i+1} \cdot [\theta_i - \theta_{i+1}] \quad [I.27]$$

Cette relation est essentielle dans le choix conceptuel de réalisation où l'optimisation d'une structure revient à rechercher la longueur de motif L permettant l'obtention d'une tension Seebeck maximale, compte tenu des caractéristiques thermiques du substrat et des conducteurs de la chaîne thermoélectrique.

C.2.2 Qualification et quantification des performances

Après une première analyse quantitative menée de manière numérique à l'aide du logiciel ANSYS®, les considérations dimensionnelles liées au recours aux microtechnologies ont conduit au développement de modèles analytiques performants permettant de souligner l'intérêt des structures ADD et de fixer les limites d'application du concept.

C.2.2.1 Analyse en termes de sensibilité

La caractéristique la plus essentielle d'un détecteur est sa **sensibilité** \mathcal{S} ($\mu\text{V}/\text{W}\cdot\text{m}^2$). En supposant que la thermopile dont la face inférieure est disposée sur un puits thermique soit étirée au sens de la **figure I.24**, et compte tenu d'un nombre noté N de thermoéléments affectés d'un pouvoir thermoélectrique noté $\Delta\alpha$ ($\mu\text{V}/\text{K}$), la sensibilité s'exprime :

$$\mathcal{S} = \frac{\Delta V}{\varphi_0} = \frac{N \cdot \Delta\alpha \cdot \Delta\theta}{\varphi_0} \quad (\mu\text{V}/\text{W}\cdot\text{m}^2) \quad [I.28]$$

où ΔV désigne la tension Seebeck mesurable en sortie, Φ et $\Delta\theta$ étant respectivement la densité de puissance incidente (W/m^2) et la différence de température observée entre deux thermojonctions sollicitées.

Remarque :

La notion de **responsivité** \mathcal{R} ($\mu\text{V/W}$) est très fréquemment employée dans la littérature technico-commerciale mais doit être définie, en toute rigueur, comme la sensibilité que présenterait un détecteur de surface S unité : en effet, si $S= 1\text{m}^2$, alors $\mathcal{R} = \mathcal{S}/S$.

La responsivité constitue donc un paramètre structural – grandeur intensive – plus représentatif d'une technologie et des matériaux s'y afférent que d'une réalisation donnée. Ce paramètre n'est en toute rigueur attribuable à un détecteur que sous réserve que sa conformation présente l'invariance de ses propriétés structurales (\mathcal{R} (Eq[I.69]) & D^* (Eq[I.34])) vis à vis de sa surface^[17,20,21]. Les détecteurs de type bolométrique ou pyroélectriques satisfont généralement à cette exigence^[14].

En contrepartie, les thermopiles montées sur membranes ne présentent pas cette invariance, à la différence des 'ADD', et leur qualification en termes de responsivité ne saurait recouvrir d'autre sens physique que la quantification de la fem de Seebeck obtenue pour un flux net radiant unité. Cet apport énergétique pourrait, par exemple, être associé à une membrane de 1mm^2 (10^{-6}m^2) absorbant un rayonnement de 1MW/m^2 (10^{+6}W/m^2) sans préjuger de l'aptitude réelle de la structure à subir les contraintes thermique et mécanique résultantes.

De manière générale, la représentation en termes de responsivité permet aux constructeurs de présenter des chiffres avantageux vis à vis de la description de détecteurs issus de technologies ne permettant pas de grandes surfaces actives. Le choix d'une responsivité élevée n'est donc à privilégier que lorsque l'on cherche à réaliser une application imageante où la condition de stigmatisme exige une résolution (pixel) de faible dimension^[50,51,52].

C.2.2.2 Expression générale et fonctionnelle de la sensibilité

Considérant le déploiement fictif de la thermopile méandriforme de la **figure I.24** en un fil rectiligne de longueur effective \mathcal{L}_e , la sensibilité peut alors s'écrire :

$$\mathcal{S} = \mathcal{L}_e \cdot \Delta\alpha \cdot \left[\frac{1}{\varphi_0} \cdot \frac{\Delta\theta}{L} \right] = \mathcal{L}_e \cdot \Delta\alpha \cdot \mathcal{G}_t \quad (\mu\text{V/W.m}^{-2}) \quad [\text{I.29}]$$

où L désigne la longueur de motif d'un thermoélément. La quantité \mathcal{G}_t exprimée en ($\text{K.m}^{-1}/\text{W.m}^{-2}$) représente un *gradient tangentiel utilisable*, exclusivement lié à la conduction thermique, le signal thermique étant alors ramené à la longueur d'un thermoélément sous une densité de puissance incidente unité.

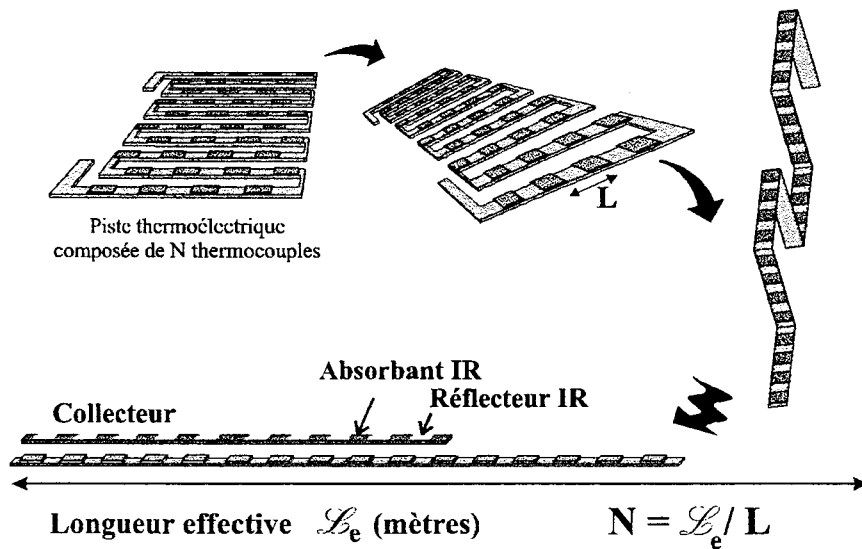


Figure I.24– Déploiement fictif d'une thermopile

Cette grandeur peut être étudiée et maximisée à l'aide de modèles numériques ou analytiques visant à rechercher les dimensionnements optimaux lorsque la nature des constituants de la thermopile est imposée. Le sens physique de L_e est simple si l'on considère l'aspect de **cumul de la distribution des effets thermiques** rendu possible grâce à la composition série des tensions Seebeck selon le schéma de la **figure I.23**. Son étude rigoureuse est plus complexe et demande la résolution de l'équation de Laplace dans un domaine composé de deux milieux^[35]. La relation Eq[I.29] est fonctionnelle en ce sens qu'elle permet d'articuler l'analyse du détecteur en trois groupes de types respectifs ; topologique, thermoélectrique, et thermique.

C.2.2.3 Critères d'analyse

Chacun des trois termes de l'expression Eq[I.29] peut faire l'objet d'une étude et d'une optimisation menée de manière indépendante^[17,20].

Sur un plan purement topologique, en supposant fixée la valeur de la surface du plan de mesure (S en m^2), il est facile de vérifier que si p et ip désignent respectivement la largeur de la piste et l'écart entre deux sections consécutives du tracé méandrique, la longueur effective s'exprime alors :

$$L_e = \frac{S}{p + ip} \quad (m) \quad [I.30]$$

Une longueur effective maximale entraîne la diminution respective de la largeur de piste et de l'espace entre les sections du tracé méandrique de la **figure I.22**. En pratique, deux critères limitent la longueur effective.

Vis à vis de la technologie de réalisation, la résolution de gravure limite la réduction du paramètre ip . En technologie classique des circuits imprimés il est difficile d'assurer une gravure inférieure à $60 \mu m$. Au contraire, les microtechnologies permettent des valeurs très inférieures, avec en ce qui concerne les réalisations actuelles de A.Ebongué^[44], $ip = 8 \mu m$.

D'autre part, il est essentiel de prendre en compte la valeur de la résistance électrique de la piste obtenue, à adapter avec les caractéristiques de l'amplificateur connecté à la sortie du détecteur, en termes de bruit et de résistance d'entrée^[m.c]. A cet égard, les réalisations du laboratoire ont été volontairement limitées à des valeurs inférieures à 100 kΩ.

Sur un plan purement thermoélectrique, l'optimisation du pouvoir thermoélectrique ($\Delta\alpha$), second terme de l'expression Eq[I.29], ne dépend que du choix de la nature des conducteurs de la thermopile et est directement corrélée à la détectivité spécifique^[53]. Un choix raisonné nécessite une étude exhaustive des thermocouples plaqués. Si l'on désigne par $\sigma_{1,2}$ et $\lambda_{1,2}$ les conductivités respectivement électriques et thermiques de chacun des conducteurs, il importe en fait de rechercher les valeurs maximales du pouvoir thermoélectrique utilisable $\Delta\alpha$ et du **facteur de mérite** noté Z_{12} caractérisant un thermoélément :

$$Z_{12} = \left[\frac{\alpha_1 - \alpha_2}{\sqrt{\lambda_1 / \sigma_1} + \sqrt{\lambda_2 / \sigma_2}} \right]^2 \quad (\text{K}^{-1}) \quad [I.12]$$

Les références ^[17,20] couvrent ce problème, au travers notamment d'une étude thermodynamique et d'une modélisation basée sur la théorie des lignes appliquée à l'étude des transferts thermiques. Il résulte de ces travaux qu'un point commun existe entre la recherche de la détectivité spécifique optimale d'un détecteur basé sur une thermopile, et la puissance électrique maximale extractible, au travers de l'optimisation du facteur de mérite de ses constituants. En ce sens, le développement des thermogénérateurs souligne l'importance de ces considérations^[11, 2, 17, 58].

Le développement de nouveaux matériaux permet d'obtenir des valeurs de pouvoir thermoélectrique de l'ordre de $\Delta\alpha \approx 380 \mu\text{V/K}$ ^[56,D17] et des facteurs de mérite de l'ordre de $1/T$ (où T est la température absolue en K). Cependant la mise en œuvre de ces matériaux reste complexe d'une part sur le plan technologique en raison notamment des problèmes de stabilité chimique, tenue en température, dispersion des caractéristiques et par ailleurs en raison de leur caractère polluant incompatible avec le mouvement de normalisation européen du code de la consommation^[D18].

C.2.2.4 Critères de qualification en termes de bruit et de gamme

Seul le bruit de Johnson et les effets des perturbations thermiques conductives et convectives semblent affecter les détecteurs fonctionnant sur la base d'une thermopile.

C.2.2.4.1 Dynamique d'entrée des radiomètres ADD

Les radiomètres classiques, faisant appel aux structures évidées peuvent afficher des sensibilités quelquefois élevées, en théorie de l'ordre de $20 \mu\text{V/W.m}^{-2}$ ^[D12,D14]. L'expérimentation a cependant montré une très forte dispersion entre ces chiffres et les valeurs mesurées avec parfois un facteur cinq, les mesures étant toujours inférieures aux valeurs avancées par les notices. Les constructeurs s'accordent toutefois à reconnaître des valeurs limites maximales systématiquement inférieures à 50 kW/m^2 .

La technologie de mesure des fortes densités de flux met en œuvre de manière générique le **fluxmètre de Gardon**^[54,55] dont le principe est illustré sur la **figure I.21b**. Essentiellement basée sur des membranes métalliques ne constituant qu'un seul thermocouple, de telles structures, dans leurs versions commercialisées, peuvent recevoir des densités de puissance significatives ($\varphi \approx 10 \text{ MW/m}^2$) mais ne présentent intrinsèquement que de faibles sensibilités (voir ^[D16] par exemple, avec $\mathcal{S} \leq 175 \mu\text{V/W.cm}^2$).

a) Limitation de la gamme par valeur minimale : La valeur minimale de densité de puissance susceptible d'être prise en compte (φ_{\min}) peut être rapportée à la tension de bruit de Johnson caractérisant la thermopile. Soit

$$U_N = \sqrt{4.k.T.\Delta f.R} \quad (V_{\text{eff}}) \quad [I.31]$$

où k désigne la constante de Boltzmann ($k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J} \cdot \text{K}^{-1}$), T la température absolue et R la résistance électrique interne de la thermopile. Le terme Δf représente la bande passante de l'élément amplificateur disposé à la sortie du détecteur. Compte tenu de la relation [I.28] la densité de puissance minimale détectable se rapporte à :

$$V_{\min} = U_N = \mathcal{S} \cdot \varphi_{\min}$$

$$\text{d'où} \quad \varphi_{\min} = \frac{\sqrt{4.k.T.R} \cdot \sqrt{\Delta f}}{\mathcal{S}} \quad (\text{W/m}^2) \quad [I.32]$$

Considérant une bande passante unité ($\Delta f = 1\text{Hz}$) cette grandeur est qualifiée de **NEPD Noise Equivalent Power Density (densité de puissance incidente équivalente au bruit de Johnson en $(\text{W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{Hz}^{-1/2})$)** et doit être maintenue minimale lors de la conception de toute structure de détecteur thermique, soit :

$$\text{NEPD} = \frac{\sqrt{4.k.T.R}}{\mathcal{S}} \quad (\text{W} \cdot \text{m}^{-2} / \sqrt{\text{Hz}}) \quad [I.33]$$

Les radiomètres ADD usuellement réalisés au laboratoire, sur substrat de verre ou Kapton, ($R \approx 5 \text{ k}\Omega$) présentent un NEPD de l'ordre de $0,8 \text{ mW} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$, valeur à comparer par exemple avec les réalisations classiques de EG&G-Heimann TPS 424/434 avec $R \approx 45 \text{ k}\Omega$ et $\text{NEPD} \approx 2,5 \text{ mW} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$ ^[D14]. Il convient de souligner que le critère de $\Delta f = 1\text{Hz}$ est arbitraire et que moyennant un filtrage Basse Fréquence, le NEPD d'un système peut être augmenté au détriment du temps de réponse.

Une description de la caractéristique *signal sur bruit*, en termes de grandeur structurale, est fréquemment rapportée à l'aide de la **défectivité spécifique D^*** définie par :

$$D^* = \mathcal{R} \cdot \frac{\sqrt{\mathcal{S}}}{\sqrt{4.k.T.\Delta f.R}} \quad (\text{cm} \cdot \text{W}^{-1} \cdot \sqrt{\text{Hz}}) \quad [I.34]$$

Cette grandeur est initialement définie de manière thermodynamique^[15,17p20] et cette relation n'est applicable en toute rigueur, que pour des structures présentant une résistance électrique proportionnelle à la surface de leur plan de mesure : les détecteurs bolométriques, pyrométriques et les conformations ADD présentent généralement cette caractéristique, mais pas les thermopiles montées sur membranes, caractérisées en ce que ni la responsivité ni la détectivité spécifique, ni le temps de réponse ne sont des invariants de surface.

Au sens de la relation Eq[I.31] la détectivité spécifique maximale que peut présenter un détecteur thermique basé sur l'effet Seebeck est bornée par la valeur suivante :

$$D_{MAX}^* = \frac{\sqrt{Z_{12} \cdot T}}{8 \cdot \sqrt{\sigma_r \cdot \mathcal{S} \cdot T^5}} \quad [I.35]$$

où le numérateur fait apparaître le rendement éxergique (η_e) de la thermopile ($Z_{12} \cdot T = 4 \cdot \eta_e$). Les nouveaux matériaux permettent d'envisager des valeurs de détectivité spécifique D^* proches de $10^9 \text{ cm} \cdot \text{W}^{-1} \cdot \text{Hz}^{1/2}$.

b) Limitation de la gamme par valeur maximale : Vis à vis de ce critère, la valeur maximale de la température supportable par la structure conditionne la borne maximale de la gamme de mesure d'un radiomètre. Il importe de recourir à un ensemble de matériaux supportant des températures élevées, tant pour le substrat que pour l'absorbant et les conducteurs thermoélectriques, en vue d'élargir la gamme de fonctionnement d'un détecteur donné. La valeur maximale de densité de flux incidente est notée φ_{max} .

Pour des réalisations standards dont la face inférieure du substrat est maintenue sur un puits thermique à $T_0 = 300 \text{ K}$, une densité de puissance incidente de 1 MW/m^2 élève la température du revêtement collecteur à une température proche de 320 °C . De fait, le concept de configuration différentielle distribuée étant basé sur la répartition homogène d'une multitude d'écarts élémentaires de température, il en résulte une grande linéarité sur l'ensemble de la gamme^[II.B.4].

c) Dynamique de mesure d'un radiomètre : En reprenant le critère de bande de fréquence unitaire la dynamique de mesure est définie conformément aux propriétés énergétiques générales des signaux exprimés en décibels, soit :

$$Dy_r = 10 \cdot \log_{10} \frac{\varphi_{max}}{NEPD_{(1\text{Hz}, T_{Max})}} \quad (\text{dB}) \quad [I.36]$$

où φ_{max} désigne la densité maximale de puissance admissible par un capteur dont la face arrière est supposée maintenue à 300 K , pour Δf unité.

A titre de comparaison les réalisations classiques^[D12, D14] présentent des valeurs toujours inférieures à 75 dB . Ainsi, par exemple les réalisations de Il Hyun Choi et Kensall D. Wise^[43] sont affectées d'une dynamique de 55 dB pour un $NEPD_{(1\text{Hz})} = 1,5 \cdot 10^{-5} \text{ W/cm}^2$, avec $\varphi_{max} = 50 \text{ kW/m}^2$.

Les radiomètres ADD présentent intrinsèquement une dynamique comprise entre 75 et 90 dB compte tenu de leur structure cohésive : cette dernière propriété leur permet de rester opérationnels entre des conditions de vide absolu et de forte pression. A cet égard, des conditions explosives sont en cours d'expérimentation au laboratoire, en vue de l'industrialisation dans les domaines militaire et aérospatial.

Remarque :

La notion de **dynamique** d'entrée est définie au regard du rapport de deux grandeurs énergétiques (W/m^2) selon la relation Eq[I.36]. Il convient de souligner que la propriété particulière de “*self-generating effect*” caractérisant la fem de Seebeck permet au radiomètre thermoélectrique de convertir une information énergétique en information de tension, grandeur spécifiquement intensive. Il en résulte la nécessité de recourir à une amplification **dotée du double de la dynamique** du capteur pour recouvrir sa plage utile en une seule gamme. Il est intéressant à ce sujet de constater que les amplificateurs couramment utilisés^[11,C] ne présentent guère plus de 80 dB de dynamique pour un gain $G_v=1000$.

C.2.2.4.2 Immunisation des structures ADD aux mécanismes de convection

La prise en compte des actions de perturbation liées à un écoulement de fluide autour d'une structure de radiomètre peut s'étudier de manière quantitative en évaluant l'action relative d'une variation du coefficient d'échange (coefficient de Newton “h” en $W/m^2.K$) sur la sensibilité à l'aide de la définition suivante :

$$\mathcal{I}_h = \left| \frac{1}{\mathcal{S}} \left(\frac{\partial \mathcal{S}}{\partial h} \right)_{h=0+} \right| = \left| \frac{1}{\mathcal{S}_t} \left(\frac{\partial \mathcal{S}_t}{\partial h} \right)_{h=0+} \right| = \left| \frac{1}{\Delta\theta} \left(\frac{\partial \Delta\theta}{\partial h} \right)_{h=0+} \right| \quad (K.m^2 W^{-1}) \quad [I.37]$$

Il convient alors de rechercher des structures présentant une valeur minimale de cette grandeur notée \mathcal{I}_h et appelée **immunité au coefficient d'échange**. Compte tenu de leur conformation cohésive (sans évidement) et de leurs propriétés différentielles^[I.C.2.2.5.1,35], les radiomètres ADD présentent une valeur intrinsèquement faible^[19] : il apparaît d'autre part que ce coefficient est d'autant plus réduit que les thermoéléments sont raccourcis. Les structures ADD présentent en pratique des valeurs de l'ordre de $\mathcal{I}_h \approx 5.10^{-4} K.m^2 W^{-1}$, environ cent fois plus faibles que celles des structures classiques (modèle des “taol-lithes”) nécessitant une protection par encapsulation.

C.2.2.5 Analyse théorique du principe physique de l'ADD^[17,35]

L'absorption différentielle distribuée se caractérise par le champ de température superficiel d'une structure sollicitée par un flux périodiquement distribué en surface. Les valeurs au centre des zones respectivement absorbantes et réfléchissantes conditionnent le signal susceptible d'être recueilli par la chaîne thermoélectrique.

En raison du contraste de conductivité thermique ($\kappa = \lambda_m/\lambda$) affectant généralement le substrat (λ) et les éléments le recouvrant (λ_m : conductivité thermique équivalente de thermopile et du revêtement absorbant), une première analyse a été menée à l'aide de la

théorie des lignes, en régimes stationnaire et transitoire^[20]. Cette hypothèse de contraste ($\kappa > 20$) ne permet cependant pas de dégager les propriétés physiques caractérisant l'ADD, dont l'étude doit pouvoir être menée indépendamment de la valeur de κ et quel que soit le dimensionnement.

C.2.2.5.1 Absorption différentielle distribuée sur un substrat homogène et isotrope

Nous considérons dans un premier temps un contraste κ unité, puis, au vu de la forme des solutions, nous étendrons l'analyse à $\kappa \neq 1$. Considérons une paroi homogène, disposée sur un puits thermique ($T=T_0$), et sollicitée par une densité de puissance φ_0 distribuée en bandes de motif de longueur L . La symétrie du champ de température interne peut en ramener l'étude à la recherche du champ bidimensionnel dans un domaine de longueur $L/2$ dont les faces latérales sont affectées d'une condition d'échange adiabatique. La sollicitation en surface s'exprime alors à l'aide d'un développement en série simple de Fourier :

$$\varphi_{x,b} = \varphi_0 \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i}{2i+1} \cdot \cos(2i+1) \cdot \frac{2\pi \cdot x}{L} \right] \quad (y=b) \quad (\text{W/m}^2) \quad [\text{I.38}]$$

Les propriétés du matériau étant considérées linéaires, l'état thermique du système résulte de la superposition des composantes du développement précédent. Le champ de température résulte alors de la composition des solutions individuelles, compte tenu de la résolution de l'équation classique de la chaleur (2D) en régime stationnaire. Les techniques de résolution classiques^[30] montrent que la méthode de séparation des variables s'applique à la résolution de l'équation de Laplace, avec pour conditions limites ($\mathcal{CL}_i \quad i=1..4$) :

$$\left. \begin{array}{l} \theta = T(x,y) - T_0 \\ \frac{\partial^2 \theta}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \theta}{\partial y^2} = 0 \end{array} \right\} \begin{array}{l} \mathcal{CL}_1 \quad \theta = 0 \quad \text{en } y = 0 \quad \text{et } 0 \leq x \leq L/2 \\ \mathcal{CL}_2 \quad \frac{\partial \theta}{\partial x} = 0 \quad \text{en } x = 0 \quad \forall y \quad 0 \leq y < b \\ \mathcal{CL}_3 \quad \frac{\partial \theta}{\partial x} = 0 \quad \text{en } x = \frac{L}{2} \quad \forall y \quad 0 \leq y < b \\ \mathcal{CL}_4 \quad \frac{\partial \theta}{\partial y} = \frac{\varphi_j}{\lambda} \cdot \cos j \cdot \frac{2\pi \cdot x}{L} \quad \text{en } y = b \quad \text{et } 0 \leq x \leq L/2 \end{array} \quad [\text{I.39}]$$

La solution a pour expression :

$$\theta(x,y) = \frac{\varphi_0}{\lambda} \left[\frac{y}{2} + \frac{L}{\pi^2} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i}{(2i+1)^2} \cdot \frac{\cos(2i+1) \frac{2\pi \cdot x}{L} \cdot \text{sh}(2i+1) \frac{2\pi \cdot y}{L}}{\text{ch}(2i+1) 2\pi \cdot b / L} \right] \quad [\text{I.40}]$$

La figure I.25 illustre un profil type de cette solution.

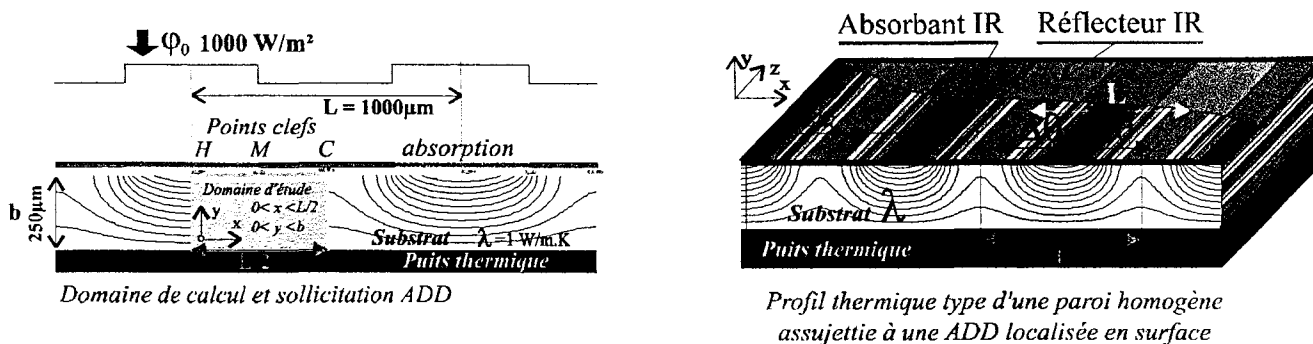


Figure I.25– Profil thermique au sein d’une structure ADD sollicitée par un flux ϕ

Considérant une chaîne thermoélectrique idéale, de conductivité $\lambda_m = \lambda$ et d’épaisseur négligeable, les températures de trois points clés situés en surface permettent alors de justifier la terminologie “différentielle”, en caractérisant les propriétés du signal utilisable : à la frontière entre zones absorbantes et réfléchissantes (point M), et au centre de ces dernières, respectivement sous les jonctions chaudes (point H) et froides (point C). Soit :

$$\left. \begin{aligned} \theta_H = \theta(0, b) &= \frac{\phi_0}{\lambda} \left[\frac{b}{2} + \frac{L}{\pi^2} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i}{(2i+1)^2} \text{th}(2i+1) \cdot \frac{2\pi b}{L} \right] && \text{jonction chaude} \\ \theta_M = \theta\left(\frac{L}{4}, b\right) &= \frac{\phi_0}{2} \cdot \frac{b}{\lambda} && \text{à la frontière des zones} \\ \theta_C = \theta\left(\frac{L}{2}, b\right) &= \frac{\phi_0}{\lambda} \left[\frac{b}{2} - \frac{L}{\pi^2} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i}{(2i+1)^2} \text{th}(2i+1) \cdot \frac{2\pi b}{L} \right] && \text{jonction froide} \end{aligned} \right\} \quad [I.41]$$

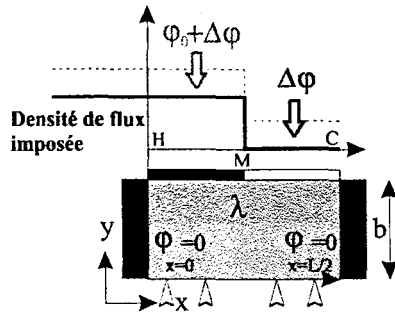
Les températures affectant les jonctions chaudes et froides présentent une symétrie autour de la valeur centrale, cette dernière étant équivalente à la valeur qui résulterait d’une absorption homogène de la moitié de la densité de flux incident. La température centrale décrit un comportement de mode commun et l’écart thermique exploitable [$\Delta\theta = \theta_H - \theta_C$] est régi par un mode différentiel réjectant toute perturbation affectant d’égale façon les conditions limites en surface, ainsi que les fluctuations de faible amplitude de la température de référence T_0 .

En résumé, la différence de température $\Delta\theta$, entre deux thermojonctions d’une association thermoélectrique de même conductivité que le substrat, infiniment fine, et disposée sur ce dernier, aurait pour valeur ;

$$\Delta\theta = \frac{2\phi_0 L}{\lambda \pi^2} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i}{(2i+1)^2} \text{th}(2i+1) \frac{2\pi b}{L} \quad [I.42a]$$

En supposant une interaction, de flux conductif, superposée à l’énergie incidente, la densité de flux prise en compte par le collecteur constitue une composante constante ($\Delta\phi$) additionnée au signal “idéal” de sollicitation. La figure I.26 schématise ce cas de figure. La

modification de densité de flux imposée engendre une composante constante $\delta\theta$ dont l'action se superpose à la solution Eq[I.41] d'origine.



soit: $\delta\theta = \frac{\Delta\phi \cdot b}{\lambda}$

La relation Eq[I.40] devient :

$$\begin{aligned} \theta'(0, b) &= \theta(0, b) + \delta\theta \\ \theta'(L/4, b) &= \theta(L/4, b) + \delta\theta \\ \theta'(L/2, b) &= \theta(L/2, b) + \delta\theta \end{aligned}$$

Figure L26– Réjection d'une perturbation de densité de flux d'égale amplitude sur chaque demi-cellule

La température de l'interface $\theta_M = \theta(L/4, b)$, constitue un "mode commun" du champ de température superficiel. En effet :

$$\begin{aligned} \forall \Delta\phi : \quad \theta_M &= \frac{1}{2} \cdot [\theta(0, b) + \theta(L/2, b)] \\ \Delta\theta &= \frac{1}{2} \cdot [\theta(0, b) - \theta(L/2, b)] \end{aligned}$$

La différence de température $\Delta\theta$ Eq[I.42a] reste invariante et constitue un "mode différentiel" justifiant la terminologie du "principe d'absorption différentielle distribuée".

La propriété précédente démontre l'immunité de la configuration par rapport à toute composante conductive de la chaleur.

Le comportement d'une telle configuration vis à vis d'une condition de Fourier de troisième espèce peut être étudié séparément. En effet, la symétrie reste conservée lorsque l'on adjoint une condition limite supplémentaire représentative de l'action du coefficient d'échange (h) observé en surface^[17p129]. L'écart thermique entre jonctions chaudes et froides s'exprime alors :

$$\Delta\theta = \frac{2 \cdot \phi_0 \cdot L}{\lambda \cdot \pi^2} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i}{(2i+1)^2} \cdot \frac{th(2i+1) \cdot 2 \cdot \pi \cdot b / L}{1 + \frac{h \cdot L}{\lambda} \cdot \frac{th(2i+1) \cdot 2 \cdot \pi \cdot b / L}{(2i+1) \cdot 2 \cdot \pi}} \quad [I.42b]$$

Le caractère différentiel de ce résultat est marqué par une action du coefficient d'échange d'autant plus réduite que la longueur du motif L est raccourcie. Au sens de la définition Eq[I.37] il apparaît que :

$$\lim_{L \rightarrow 0} \mathcal{F}_h \rightarrow 0,138 \cdot \frac{L}{\lambda} \quad (\text{K} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{W}^{-1}) \quad [I.43]$$

C.2.2.5.2 ADD sur un substrat recouvert par une chaîne thermoélectrique

Le comportement d'une structure réelle peut être modélisé en prolongeant l'analyse précédente à la recherche des températures à l'interface entre le substrat et un second milieu le recouvrant, d'épaisseur notée e , dont la conductivité thermique λ_m est représentative de l'action conjuguée des thermoéléments et du milieu alterne (absorbant et réflecteur). L'équation de Laplace indéfinie est alors considérée dans les deux domaines, compte tenu de la continuité du champ de température et de la conservation de la composante transverse du flux thermique. Le problème bidimensionnel se résume par :

Milieu 1 : considérations du problème [I.39] avec ses trois conditions limites CL_1 , CL_2 , et CL_3 .
Milieu 2 :

$$\left. \begin{aligned} & \frac{\partial^2 \theta}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \theta}{\partial y^2} = 0 \\ & b \leq y \leq b + e \end{aligned} \right\} \text{avec: } \begin{aligned} & CL_{5a} \text{ Continuité du champ de } T ; \quad \theta_2(x, b) = \theta_1(x, b) \\ & CL_{5b} \text{ Conservation de l'énergie ; } \quad \lambda_1 \left. \frac{\partial \theta_1}{\partial y} \right]_{y=b} = \lambda_m \left. \frac{\partial \theta_2}{\partial y} \right]_{y=b} \\ & CL_6 \quad \left. \frac{\partial \theta_2}{\partial y} \right]_{y=b+e} = \frac{\varphi_j}{\lambda_m} \cdot \cos j \cdot \frac{2\pi \cdot x}{L} \end{aligned} \quad [I.44]$$

La figure I.27 illustre les données du problème de la structure dilithique. Les conditions de symétrie rapportées à la périodicité spatiale des longueurs de motifs cellulaires, restent inchangées par rapport à l'étude précédente où l'analyse se fait sur une demi-cellule aux extrémités de laquelle des conditions adiabatiques latérales sont imposées pour rendre compte de la récurrence du champ thermique.

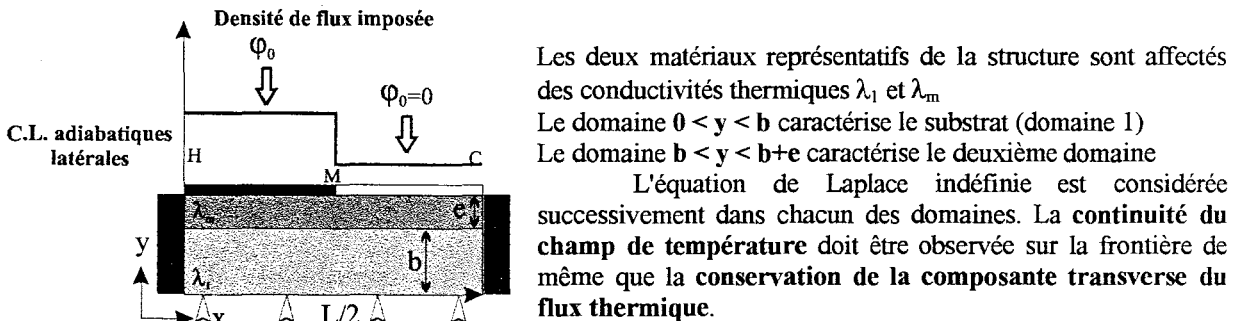


Figure I.27– Structure dilithique : figuration des conditions aux limites externes

La résolution complète, détaillée en référence^[17pp146-150], conserve le caractère différentiel. A l'interface, en $y = b$, la simplification pour $[e \ll b]$ conduit à un écart thermique utilisable :

$$\Delta \theta = \frac{2 \cdot \varphi_0 \cdot L}{\lambda \cdot \pi^2} \cdot \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i}{(2i+1)^2} \cdot \frac{th(2i+1) \cdot 2\pi \cdot \frac{b}{L}}{1 + \kappa \cdot \left(sh(2i+1) \cdot 2\pi \cdot \frac{e}{L} \right) \cdot \left(th(2i+1) \cdot 2\pi \cdot \frac{b}{L} \right)} \quad [I.45]$$

Cette solution, pour $e \rightarrow 0$ et $\kappa = \lambda_m / \lambda = 1$, converge vers la représentation idéalisée Eq[I.42a]. On peut alors rendre compte, en régime stationnaire et de manière beaucoup plus concise que par l'analyse numérique, des propriétés et performances auxquelles peuvent prétendre les radiomètres ADD avec en pratique des valeurs de b de l'ordre de 50 à 400 μm et de e comprises entre 0,5 et 5 μm ^[20,35].

C.2.3 Optimisation des performances et qualités intrinsèques

C.2.3.1 Optimisation de la sensibilité

L'optimisation de la sensibilité découle directement de celle du *gradient tangentiel utilisable* \mathcal{G}_t rapporté à la conduction thermique : compte tenu des relations Eq[I.29] et Eq[I.45] la fonction \mathcal{G}_t s'exprime :

$$\mathcal{G}_t = \frac{2}{\lambda \cdot \pi^2} \cdot \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i}{(2i+1)^2} \cdot \frac{th(2i+1) \cdot 2\pi \cdot \frac{b}{L}}{1 + \frac{\lambda_m}{\lambda} \left(sh(2i+1) \cdot 2\pi \cdot \frac{e}{L} \right) \left(th(2i+1) \cdot 2\pi \cdot \frac{b}{L} \right)} \quad [I.46]$$

où le comportement thermique des thermoéléments et des matériaux de recouvrement est assimilé à une conductivité thermique équivalente notée λ_m (en W/m.K) avec b et e désignant les épaisseurs respectives du substrat et du matériau équivalent à la chaîne thermoélectrique disposée en surface.

La relation précédente montre qu'il importe de travailler avec des constituants présentant la plus faible conductivité thermique λ_m possible, et que le cas particulier de *l'adaptation* ($\lambda_m = \lambda$) présente des propriétés singulières permettant en théorie de faire converger vers zéro les longueurs de cellule en gardant une valeur optimale de la fonction.

C.2.3.2 Limite en sensibilité d'une structure idéale

Les radiomètres ADD présentent actuellement des sensibilités de l'ordre de 5 $\mu\text{V/W.m}^2$. Compte tenu de la relation Eq[I.42a], le cas de l'adaptation réalisé conjointement avec une très faible épaisseur des thermoéléments, ici sans préjuger de la résistance interne ni du compromis épaisseur_détectivité spécifique pourrait conduire à des structures idéales dont la sensibilité convergerait vers l'expression :

$$\mathcal{S}_{Max} = \mathcal{L}_e \cdot \Delta\alpha \cdot \frac{1}{\lambda_s} \cdot \frac{2}{\pi^2} \cdot \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i}{(2i+1)^2} \approx \mathcal{L}_e \cdot \Delta\alpha \cdot \frac{0,185}{\lambda_s} \quad [I.47]$$

Soit, à titre d'exemple, une piste méandrique de 10 μm de largeur répartie sur un substrat de surface 0,25 cm^2 ($\mathcal{L}_e = 1,25$ m) et de conductivité thermique $\lambda = 0,5$ W/m.K : considérant un conducteur thermoélectrique tel que $\Delta\alpha = 50$ $\mu\text{V/K}$ et $\lambda_m = \lambda$, cette structure thermiquement adaptée présenterait une sensibilité supérieure à 20 $\mu\text{V/W.m}^2$.

Cette dernière valeur est avantageusement comparable aux réalisations classiques et montre clairement l'intérêt du développement de nouveaux matériaux thermoélectriques caractérisés par de faibles conductivités thermiques^[57].

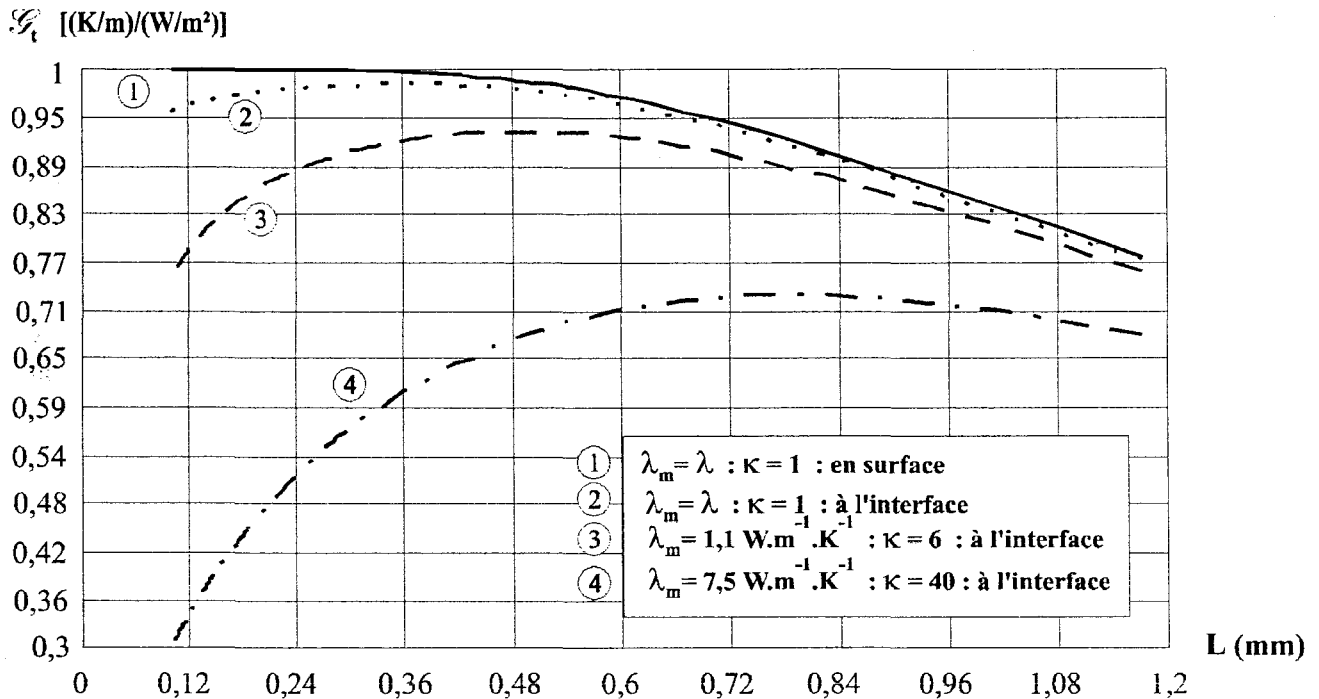


Figure L.28— Structure ADD réalisables comparées au modèle de comportement idéal pour $b=200 \mu\text{m}$, $e=1 \mu\text{m}$ et $\lambda=0,185 \text{ W/m.K}$

Dans cette perspective, la figure L.28 illustre, compte tenu de la relation Eq[I.46], les valeurs de S_t à la surface d'un substrat polymère, caractérisé par une conductivité thermique $\lambda=0,185 \text{ W/m.K}$, d'épaisseur $b=200 \mu\text{m}$ et recouvert d'assemblages présentant respectivement trois valeurs de κ , avec $e=1 \mu\text{m}$. A l'interface, au contact de la piste thermoélectrique, le cas de l'adaptation ($\lambda_m=\lambda$), conduisant à un contraste thermique $\kappa=1$ approche la limite prévue par l'équation Eq[I.47] calculée en surface.

C.3 Applications des radiomètres ADD

D'une manière générale, les radiomètres ADD sont parfaitement adaptés à des applications nécessitant la mesure d'un flux radiatif en vue de mesurer ou contrôler une température sans contact.

C. 3.1 Détection de présence

Un détecteur IR couplé à un élément optique permet l'obtention de signaux électriques dont le traitement "intelligent" apporte l'information recherchée au milieu d'un environnement le plus souvent accompagné de perturbations thermiques. Montés au foyer de réflecteurs paraboliques les radiomètres ADD ont fait l'objet de divers travaux^[47,48,D15]. Il convient de

souligner néanmoins, qu'aucune étude quantitative concluante n'a été publiée dans ce cadre, pour évaluer les limitations physiques du principe, en termes de NEPD par exemple.

De fait, l'interprétation téléologique ou exégétique des références citées permet de considérer un champ d'investigation quasiment vierge, compte tenu d'un manque certain d'analyse des propriétés optiques des réflecteurs utilisés, et de l'aspect rudimentaire des radiomètres ADD développés dans le cadre de l'art antérieur (de 1992 à 1996).

Actuellement les microtechnologies sont en mesure de permettre le développement de structures performantes^[44,59,60] caractérisées par des dimensions réduites ($5 \times 5 \text{ mm}^2$) et une sensibilité significative $\mathcal{S} \approx 10 \mu\text{V}/\text{W.m}^{-2}$, dont le couplage avec des éléments d'optique infrarouge doit conduire à une analyse fine des signatures thermiques.

Au-delà des difficultés technologiques rencontrées il importe donc de mesurer l'impact économique de systèmes de détection à faible coût, permettant de contribuer à la résolution du difficile problème de *«lever le doute entre une présence vivante et un environnement thermiquement bruité»*. C'est vers cet objectif que les études actuelles sont dirigées, au travers notamment des travaux de A.Ebongue^[44].

C.3.2 Mesure de température sans contact

La mesure des températures sans contact constitue l'une des principales applications dédiées des radiomètres ADD. Les études et réalisations actuelles visent à la détermination des limites de tels systèmes et de l'intérêt de leur introduction sur le marché compte tenu du contexte économique.

En raison de leur dynamique, les radiomètres ADD permettent d'envisager la mesure et le contrôle de processus industriels dans le domaine des hautes températures, conjointement à l'application des **méthodes thermofluxmétriques** développées au laboratoire.

C. 3.2.1 Radiomètres appliqués à la mesure de déséquilibre thermique

Considérant le cas particulier d'un détecteur thermique (au revêtement parfaitement absorbant sur l'ensemble du spectre $\epsilon_c=1$) et dont la surface de mesure est en influence totale avec une cible à température T_p , la densité de flux échangée s'exprime :

$$\varphi = \sigma_r \cdot (T_p^4 - T_c^4) \quad \text{pour } \epsilon_c=1 \quad (\text{W/m}^2) \quad [\text{I.48}]$$

Il n'y a ni linéarité ni bi-univocité entre une valeur donnée du flux échangé et la différence de température entre cible et capteur. En supposant fixée la température du détecteur proche de la température ambiante,

$$\left[\frac{d\varphi}{dT_p} \right]_{T_p} = 4 \cdot \sigma_r \cdot T_p^3 \approx 5,73 \text{ W/m}^2\text{K} \quad \text{à } T_c = 20^\circ\text{C}$$

Compte tenu de la sensibilité \mathcal{S} et en notant V_c la tension mesurée en sortie,

$$\frac{\partial V_c}{\partial T_p} = \frac{\partial V_c}{\partial \varphi} \cdot \frac{\partial \varphi}{\partial T_p} \approx \mathcal{S} \cdot 5,73 \text{ W/m}^2\text{K}$$

ou encore : $dV_c \approx 5,73 \cdot \mathcal{S} \cdot dT$ [I.49]

soit en pratique, une variation élémentaire de $5 \mu\text{V}$ pour un degré d'écart entre l'environnement et un capteur présentant une sensibilité réduite à $1 \mu\text{V/W.m}^2$.

Cette valeur est dans l'ordre de grandeur des réalisations de L.Camberlein^[18] caractérisant la première génération de microcapteurs montés sur substrat de verre. Les travaux actuels de A.Ebongué^[44] conduisent, après transposition sur substrat de polyimide kapton[®], à une décade supplémentaire en performance, soit à une résolution de l'ordre de $60 \mu\text{V}$ par degré.

C. 3.2.1.1 Evaluation pratique

Le problème pratique consiste à évaluer la résolution en tension du conditionneur de signal compte tenu de la structure et la longueur des liaisons, la résistance interne du détecteur et le module amplificateur. Une évaluation raisonnable de la limitation du système en conditions in situ par une résolution de $5 \mu\text{V}_{\text{eff}}$, conduit alors à une résolution en température de l'ordre de $0,1 \text{ }^\circ\text{C}$.

C. 3.2.1.2 Evaluation théorique

Les considérations classiques Eq[I.41] ramènent la valeur minimale de la mesure à celle du bruit de Johnson dont l'expression Eq[I.31] à température ambiante s'écrit :

$$U_N \approx 12,7 \cdot 10^{-11} \cdot \sqrt{R} \text{ à } T_c = 20 \text{ }^\circ\text{C} \quad (\text{V}_{\text{eff}}) \quad [\text{I.50}]$$

Compte tenu de la relation Eq[I.49], la valeur minimale de température de résolution notée NETD, (**Noise Equivalent Temperature Difference**) s'exprime :

$$NETD_{(20^\circ\text{C})} = \frac{U_N}{5,73 \cdot \mathcal{S}} \approx 2,22 \cdot 10^{-11} \cdot \frac{\sqrt{R}}{\mathcal{S}} \quad (\text{K}) \quad [\text{I.51}]$$

Ainsi, à titre d'exemple, un détecteur ADD présentant une sensibilité $\mathcal{S} = 10 \mu\text{V/W.m}^2$ et une résistance interne de $40 \text{ k}\Omega$ est affecté d'un $NETD \approx 0,45 \text{ mK}$. Cette valeur est comparable à l'évaluation propre aux produits TPS 424^[D14], dont les paramètres mesurés au laboratoire conduisent à $R \approx 45 \text{ k}\Omega$, $\mathcal{S} \approx 5 \mu\text{V/W.m}^2$ soit un $NETD \approx 0,94 \text{ mK}$.

Remarques :

L'influence de la surface présentée par un radiomètre ADD sur les grandeurs précédentes est résumée dans le **tableau I.4** défini pour une transformation modifiant la surface du capteur par multiplication **d'un facteur noté δ** [17, 2ème partie].

Sensibilité :	$\mathcal{S}' = \delta \cdot \mathcal{S}$	($\mu\text{V}/\text{Wm}^{-2}$)	
“Responsivity” :	$\mathcal{R}' = \mathcal{R}$	(mV/W) :	Invariance
Dynamique :	$Dy' = Dy + 5 \text{Log}_{10}(\delta)$	(dB)	
Résistance électrique :	$R' = \delta \cdot R$	(Ω)	
Tension de Nyquist :	$U'_N = U_N \cdot \delta^{+1/2}$	($n\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$)	
Puissance éqv. de bruit :	$\text{NEP}' = \text{NEP} \cdot \delta^{+1/2}$	($n\text{W}/\sqrt{\text{Hz}}$)	
Délect. spécifique :	$D^* = D$	($\text{cm} \cdot \text{W}^{-1} \cdot \sqrt{\text{Hz}}$)	Invariance
NEPD :	$\text{NEPD}' = \delta^{-1/2} \cdot \text{NEPD}$	($\text{mW} \cdot \text{m}^{-2}/\sqrt{\text{Hz}}$)	
Température éqv. au bruit :	$\text{NETD}' = \delta^{-1/2} \cdot \text{NETD}$	(K)	
Immunité au coef. d'échange :	$\mathcal{A}' = \mathcal{A}$	($\text{K} \cdot \text{m}^2/\text{W}$)	Invariance
Constante de temps :	$\tau' = \tau$	(ms)	Invariance

Tableau I.4– Transformation des propriétés d'un radiomètre ADD par simple multiplication de la surface globale de mesure

Bien que résultant d'opérations élémentaires, ces propriétés de transformation sont essentielles vis à vis de la conception d'un capteur, au regard du cahier des charges d'une application donnée. Les technologies classiques de circuit imprimé bénéficient de ces propriétés avec la possibilité de réaliser des capteurs de surfaces significatives à faible coût. Des résolutions de gravure limitées à 40 μm et des surfaces de l'ordre de quelques cm^2 suffiraient à obtenir des sensibilités supérieures à 50 $\mu\text{V}/\text{W} \cdot \text{m}^{-2}$.

La raison du choix des paramètres “ \mathcal{R} et NEP ” systématiquement préférés à “ \mathcal{S} et NEPD ” par les concepteurs de *microstructures à faibles surfaces*, apparaît ici sans équivoque comme souvent dictée par l'impossibilité technologique de réaliser de grandes surfaces de mesures. En fait, seule l'application destinée au capteur doit conduire à la recherche de paramètres descriptifs donnés.

D'une manière plus large, les relations Eq[I.33] et Eq[I.49], conduisent à généraliser la relation Eq[I.51], par l'association directe des concepts de NEPD et NETD , dont les évolutions sont du même type pour une variation de surface de mesure du capteur :

$$\text{NETD} = \frac{\sqrt{\Delta f}}{4 \cdot \sigma_r \cdot \varepsilon_c \cdot T_p^3} \text{NEPD} \quad (\text{K}) \quad [\text{I.52}]$$

La qualité d'un système de mesure en large spectre (*broadband radiation thermometers*³¹) en termes de résolution en température, est naturellement fonction du filtrage temporel (propriété du système caractérisant le détecteur par son temps de réponse et le conditionneur) et de la température absolue de la cible (propriété extérieure au système).

Il résulte de ces considérations que la grandeur NETD est une grandeur secondaire vis à vis de la qualification énergétique en termes de NEPD : c'est pourquoi dans les publications citées en bibliographie, objets de nos travaux, nous avons systématiquement insisté sur la définition et l'optimisation du NEPD des radiomètres ADD.

D Modélisation analytique des transferts au sein d'un système de mesure

D.1 Paramètres descriptifs d'un système de mesure

La disposition générique commune à l'ensemble des systèmes de mesure de température sans contact que nous avons développés peut être représentée à l'aide des éléments de la **figure I.29**.

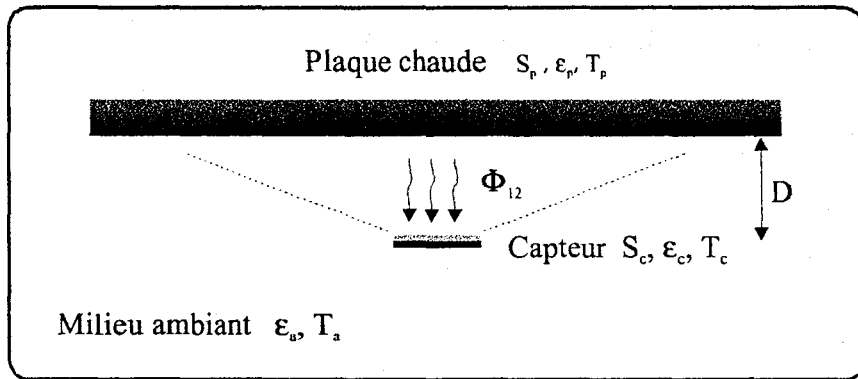


Figure I.29– Eléments du dispositif de mesure

Sur cette représentation imagée, le capteur est placé en regard d'une plaque de grandes dimensions dont on souhaite déterminer la température. Pour modéliser le comportement de ce système, il est nécessaire d'associer aux deux éléments en présence, le milieu ambiant dans lequel s'effectue la mesure, celui-ci ayant un effet significatif sur les échanges radiatifs s'y produisant. A cet effet, le schéma de la **figure I.30**, résume ces interactions que nous désignerons par la suite sous le terme *d'interaction tripartite*.

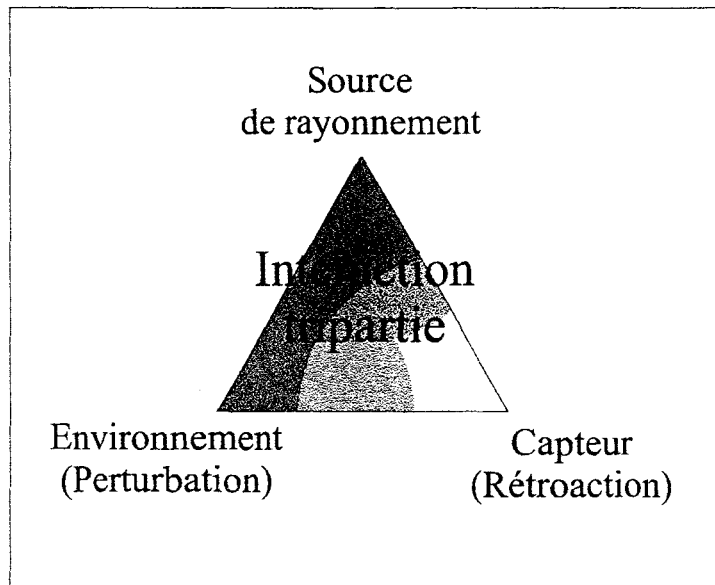


Figure I.30– Echanges radiatifs entre les trois éléments constitutifs d'un système de mesure

Le diagramme général de la **figure I.30**, schématise les relations d'échange caractérisant un système de mesure de rayonnement, quel qu'il soit. La source représentée au sommet, rayonne une densité de puissance P , le capteur en reçoit une certaine quantité P' relative aux conditions d'émissivité et d'influence géométrique (facteur de forme). Il émet à son tour une densité de puissance P_r , dont une partie est liée à sa propre émission, relative à sa température absolue, et l'autre partie, à la puissance incidente réfléchiée sur sa surface, selon la relation :

$$P_r = (1 - \rho_c) \cdot \sigma_r \cdot T_c^4 + \rho_c \cdot P' \quad (\text{W/m}^2)$$

L'environnement quant à lui, possède un comportement analogue à un corps noir, c'est à dire qu'il absorbe une partie de la chaleur des éléments principaux (source et capteur), et émet uniquement son énergie thermique $P_a = \sigma_r \cdot T_a^4$. Les équations de bilan de toutes les interactions locales peuvent être regroupées sous le terme d'**interaction tripartite**.

D.2 Résistances radiatives et résistances de surface (réseaux d'Oppenheim)

L'étude de l'interaction tripartite étant complexe en utilisant les lois du rayonnement, nous avons été amenés à utiliser un modèle équivalent permettant d'en simplifier l'expression.

Une analogie électrique permet de représenter un système thermique sous l'aspect d'un schéma électrique, plus simple à analyser pour les praticiens du génie électrique. La méthode des réseaux radiatifs a été introduite en 1956 par A.K.Oppenheim^[13,29] et obéit à un formalisme de type thermodynamique beaucoup plus général^[22,23].

D.2.1 Analogie électrique

La similitude dans le comportement d'un système thermique et d'un système électrique, permet de faire l'analogie suivante entre les grandeurs respectivement extensives et intensives de deux domaines énergétique^[22] : $\Phi \Leftrightarrow I$ et $T \Leftrightarrow U$

Il est ainsi possible d'introduire la notion de résistance thermique pour les modes de transport de la chaleur par conduction, convection, et rayonnement. Dans ce cas précis, la grandeur intensive n'est plus la température T , mais devient l'émittance $M = \sigma_r \cdot T^4 \Leftrightarrow U$. Corrélativement, les radiosités résultant de la généralisation de l'émittance aux corps gris^[annexe 1], conduisent à une équivalence semblable.

Afin de schématiser simplement les échanges radiatifs au sein de l'interaction tripartite, il est nécessaire d'introduire les notions de résistance géométrique et de résistance de rayonnement.

En considérant un système réduit à deux éléments, de manière générale, le flux échangé s'écrit conformément aux considérations du **paragraphe I.B.1** sur chaque élément :

$$\Phi_{12} = S_1 \cdot F_{12} \cdot (M_1 - M_2) \quad (\text{W/m}^2) \quad [I.53]$$

L'emploi de l'analogie électrique pour décrire cet échange, donne une relation semblable à la loi d'Ohm. Par conséquent, compte tenu des notations, il vient :

$$\Phi_{12} = S_1 \cdot F_{12} \cdot (M_1 - M_2) \Leftrightarrow I_{12} = \frac{1}{R_{12}} (U_1 - U_2)$$

L'influence géométrique du facteur de forme F_{12} , peut ainsi être modélisée sur le schéma électrique équivalent par une *résistance spatiale*, caractérisant l'échange de flux entre les deux surfaces :

$$R_{spatiale} = \frac{1}{S_1 \cdot F_{12}} \quad (m^{-2}) \quad [I.54]$$

La **figure I.31** illustre une représentation schématique de ce concept appliqué à la description de la relation Eq[I.53] :

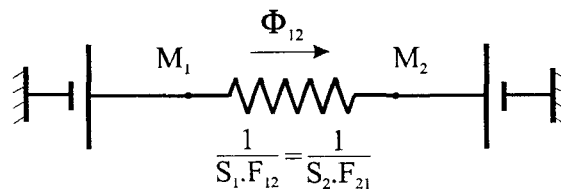


Figure I.31– Résistance équivalente de rayonnement ou résistance spatiale

Considérons à présent les transferts de rayonnement incident sur une surface grise considérée homogène ; le flux net perdu par celle-ci s'exprime à l'aide de la notion de radiosit^[annexe 1] :

$$\Phi_{net} = S \cdot (J - E) \quad (W) \quad [A.11]$$

avec par définition de la radiosité : $J = (1 - \rho) \cdot M + \rho \cdot E$

En pratique, pour caractériser l'échange en surface, on exprime le flux net en fonction de la radiosité J et de l'émittance M qui serait observée si l'objet était un corps noir, ces deux grandeurs formant des potentiels engendrant un transfert d'énergie interne.

$$\Phi_{net} = S \cdot \frac{1 - \rho}{\rho} \cdot (M - J) \quad (W)$$

En utilisant l'analogie électrique appliquée à cette relation, il est à nouveau possible de schématiser, sur un schéma électrique équivalent, l'action relative du coefficient de réflexion par une *résistance de surface* équivalente, d'expression :

$$R_{surface} = \frac{\rho}{S \cdot (1 - \rho)} = \frac{(1 - \varepsilon)}{S \cdot \varepsilon} \quad (m^{-2}) \quad [I.55]$$

Cette grandeur, s'annulant pour une surface d'émissivité unité, se représente en termes d'élément de réseau par le schéma illustré sur la **figure I.32**.

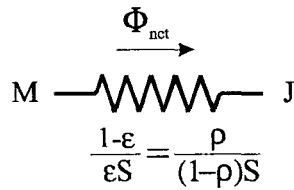


Figure I.32– Résistance équivalente de surface ou résistance d’émission des corps gris

Après avoir décrit les équivalences entre un système électrique et un système thermique permettant de modéliser ces derniers à l’aide d’un schéma électrique simple constitué de source “de tension” et de résistances de rayonnement ou de surface, nous pouvons à présent rendre compte des interactions existant au sein de *l’interaction tripartite* sous la forme d’un schéma électrique équivalent.

D.3 Modèle équivalent adapté à la description du système de mesure

Afin de simplifier le formalisme, nous supposons que la source est de grande dimension devant celle du capteur, et que ces éléments ne présentent pas de partie concave. De plus, le champ de température est supposé homogène à la surface des éléments. Les conditions d’échange radiatif sont alors régies par deux couples de paramètres importants ; l’émissivité de chacun des corps et leurs facteurs de forme^[8,13] vis à vis de l’environnement.

D.3.1 Schéma équivalent descriptif des échanges radiatifs

Le schéma radiatif équivalent^[8,13] au dispositif de la **figure I.29**, obtenu conformément aux considérations décrites dans le **paragraphe I.D.2**, et relatives aux réseaux radiatifs décrits par Oppenheim, est représenté sur la **figure I.33**. Ce schéma constitue un *modèle* caractérisant les échanges radiatifs et se justifie chaque fois que les conditions d’échange entre le capteur et la cible ne permettent aucune simplification, c’est à dire lorsque la distance séparant le capteur de la cible grise devient significative par rapport à l’ombre projetée en regard de celle-ci.

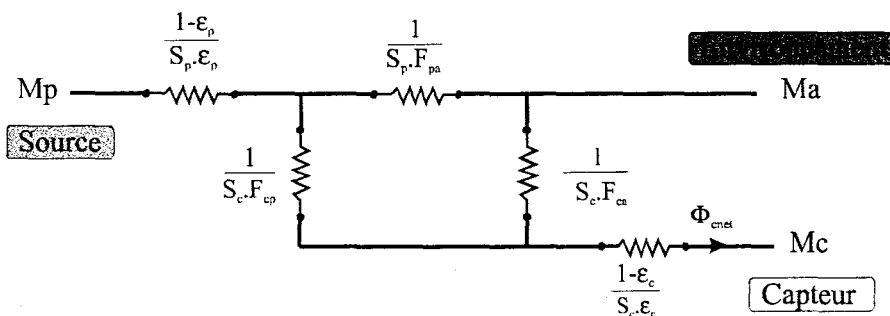


Figure I.33– Modèle descriptif des échanges radiatifs

Remarque :

Le milieu ambiant d'émittance M_a peut être assimilé à un corps noir, conformément au critère généralement retenu en instrumentation^[14,15] ; cela signifie qu'il rayonne uniquement une énergie thermique relative à sa température T_a et que tout rayonnement émis vers lui est intégralement absorbé. Ainsi, l'environnement est généralement affecté d'une émissivité ε_a unité. Par conséquent, sa résistance radiative de surface est nulle et ne figure pas sur le schéma de la figure I.33.

D.3.2 Détermination des facteurs de forme

Les surfaces ne présentant pas de partie concave, n'ont pas d'influence sur elles-mêmes, par conséquent, les facteurs de forme associés sont nuls :

$$F_{pp} = F_{cc} = F_{aa} = 0$$

Les facteurs de forme régissant les échanges radiatifs entre les trois éléments représentatifs du système sont alors liés par les relations de contraintes suivantes :

$$F_{cp} + F_{ca} = 1 \tag{I.56}$$

$$F_{pc} + F_{pa} = 1 \tag{I.57}$$

et conformément à la règle de réciprocité :

$$S_c \cdot F_{cp} = S_p \cdot F_{pc} \tag{I.58}$$

Afin de limiter le nombre de facteurs de forme à déterminer, il est possible à l'aide de ces trois relations, d'exprimer tous les facteurs de forme relatifs au système, en fonction du seul terme F_{cp} , en effet :

la relation Eq[I.56] permet d'écrire : $F_{ca} = 1 - F_{cp} \tag{I.59}$

les relations Eq[I.57] et Eq[I.58] permettent d'écrire : $F_{pa} = 1 - \frac{S_c}{S_p} \cdot F_{cp} \tag{I.60}$

D.3.3 Détermination de l'expression du flux incident

Le flux net échangé entre le radiomètre et son environnement au travers de sa surface s'exprime conformément au schéma de la figure I.33 en appliquant les lois de Kirchoff entre les points J_c et M_c par la relation :

$$\Phi_{Cnet} = \frac{S_c \cdot \varepsilon_c}{1 - \varepsilon_c} \cdot (J_c - M_c) \tag{I.61}$$

La détermination de Φ_{Cnet} nécessite au préalable le calcul des expressions respectives des radiosités J_p et J_c considérées aux nœuds du réseau électrique équivalent de la figure I.33.

La radiosité J_p relative à la surface de la cible, s'obtient aisément en appliquant le théorème de Millman^[annexe 2] au point J_p .

$$J_p = \frac{\frac{S_p \cdot \varepsilon_p}{1 - \varepsilon_p} M_p + S_p F_{pa} \cdot M_a + S_c F_{cp} \cdot J_c}{\frac{S_p \cdot \varepsilon_p}{1 - \varepsilon_p} + S_p F_{pa} + S_c F_{cp}}$$

La règle de réciprocité Eq[I.18] géant les facteurs de forme permet de reformuler cette relation en fonction de la seule surface S_p , permettant ainsi, une simplification significative de son expression :

$$J_p = \frac{\frac{\varepsilon_p}{1 - \varepsilon_p} M_p + F_{pa} \cdot M_a + F_{pc} \cdot J_c}{\frac{\varepsilon_p}{1 - \varepsilon_p} + F_{pa} + F_{pc}}$$

La règle d'addition des facteurs de forme définie par la relation Eq[I.19], appliquée au dénominateur permet également de simplifier celui-ci, puisque $F_{pa} + F_{pc} = 1$ ($F_{pp} = 0$, la surface ne présentant aucune partie concave).

$$J_p = \frac{\frac{\varepsilon_p}{1 - \varepsilon_p} M_p + F_{pa} \cdot M_a + F_{pc} \cdot J_c}{\frac{\varepsilon_p}{1 - \varepsilon_p} - 1}$$

Après développement et simplification, la radiosité J_p s'exprime :

$$J_p = \varepsilon_p \cdot M_p + (1 - \varepsilon_p) \cdot [F_{pa} \cdot M_a + F_{pc} \cdot J_c] \quad [I.62]$$

Le même raisonnement, appliqué cette fois, au point J_c permet d'obtenir l'expression de la radiosité J_c relative à la surface du radiomètre. Après simplification, celle-ci s'écrit :

$$J_c = \varepsilon_c \cdot M_c + (1 - \varepsilon_c) \cdot [F_{ca} \cdot M_a + F_{cp} \cdot J_p] \quad [I.63]$$

A partir de ces deux relations, nous pouvons exprimer la radiosité J_c en fonction des seuls paramètres régissant l'interaction tripartie.

$$J_c = \frac{\rho_c \varepsilon_p F_{cp} \cdot M_p + \rho_c [F_{ca} + \rho_p F_{cp} F_{pa}] \cdot M_a + \varepsilon_c \cdot M_c}{1 - \rho_p \rho_c F_{cp} F_{pc}}$$

En remplaçant J_c par son expression dans la relation Eq[I.61], nous obtenons, après développement et simplification, l'expression du flux net échangé :

$$\Phi_{Cnet} = S_c \cdot \varepsilon_c \cdot \left[\frac{\varepsilon_p F_{cp} \cdot M_p - (1 - \rho_p F_{cp} F_{pc}) \cdot M_c + (F_{ca} + \rho_p F_{cp} F_{pa}) \cdot M_a}{1 - \rho_c \rho_p F_{cp} F_{pc}} \right] \quad (W) \quad [I.64a]$$

Il ressort de l'expression précédente, que pour une configuration quelconque impliquant une source affectée des caractéristiques $[M_p, S_p, \varepsilon_p]$ et disposée à proximité d'un détecteur $[M_c, S_c, \varepsilon_c]$ telle que l'illustre la représentation imagée de la **figure I.30**, la densité de flux échangée sur la surface active de ce dernier, représentative du signal obtenu, s'exprime par la superposition de trois termes conformément à la relation Eq[I.64b] :

$$\varphi_c = \frac{\varepsilon_c}{1 - \rho_c \rho_p \frac{S_c}{S_p} F_{cp}^2} \cdot \left\{ \underbrace{[\varepsilon_p \cdot F_{cp}] \cdot M_p}_1 - \underbrace{\left[1 - \rho_p \frac{S_c}{S_p} F_{cp}^2 \right]}_2 \cdot M_c + \underbrace{\left[1 - F_{cp} \left(1 - \rho_p \left(1 - \frac{S_c}{S_p} \right) F_{cp} \right) \right]}_3 \cdot M_a \right\} \quad (W/m^2) \quad [I.64b]$$

- Le premier terme caractérise exclusivement la source, dont l'émittance est par exemple prépondérante en photométrie du visible où les températures de couleurs sont élevées.
- Le second terme caractérise l'action rétroactive du capteur vis à vis de la source. L'expression entre crochets est généralement proche de l'unité puisque $S_c \ll S_p$.
- Enfin, le troisième terme représente l'action perturbatrice de l'environnement sur le système et sa valeur devra être maintenue la plus petite possible.

Des conditions optimales requièrent la satisfaction d'au moins une des deux conditions : $\rho_p \rightarrow 0$ ou $S_c \ll S_p$, corrélativement avec la condition d'influence maximale $F_{cp} \rightarrow 1$, condition dont la seule observation ramène le facteur entre crochet à $\rho_p \cdot \left(1 - S_c / S_p \right)$: ainsi, **le caractère réflecteur de la source, constitue un handicap significatif**, affectant de manière générale, tous les systèmes de mesure de température sans contact.

D.4 Conditions particulières conduisant à la dégénérescence du modèle (figure I.33)

Le modèle représenté sur la **figure I.33** et décrit par la relation Eq[I.64], est relativement compliqué à mettre en œuvre, puisqu'il nécessite la prise en compte de nombreux paramètres. Moyennant des hypothèses quant aux paramètres d'émissivité et d'interaction géométrique, il est possible d'effectuer certaines simplifications conduisant à une version simplifiée de ce modèle.

D.4.1 Conditions d'influence totale

En pratique, le radiomètre est généralement placé à proximité immédiate d'une cible dont les dimensions sont importantes. Nous pouvons considérer dans ces conditions, que le flux parvenant à sa surface provient intégralement de la cible, le facteur de forme F_{cp} traduisant cette interaction est alors maximal ; $F_{cp} = 1$.

Dans ces conditions, le milieu ambiant n'influence plus directement le signal reçu par le radiomètre, ce qui se traduit, conformément à la relation Eq[I.59], par $F_{ca}=0$. Néanmoins, l'environnement reste "visible" par réflexion sur la cible lorsque celle-ci n'est pas un corps noir ($\rho_p \neq 0$), conformément aux remarques précédentes. L'émissivité, quant à elle, reste toujours présente dans l'expression du flux, la condition d'influence totale, n'influant en rien sur sa valeur.

Compte tenu de ces considérations, le schéma radiatif équivalent, issu du schéma général de la **figure I.33** se simplifie, suite à l'attribution d'une valeur quasi infinie à la résistance radiative décrivant l'interaction entre le capteur et l'environnement, et devient le schéma représenté sur la **figure I.34**.

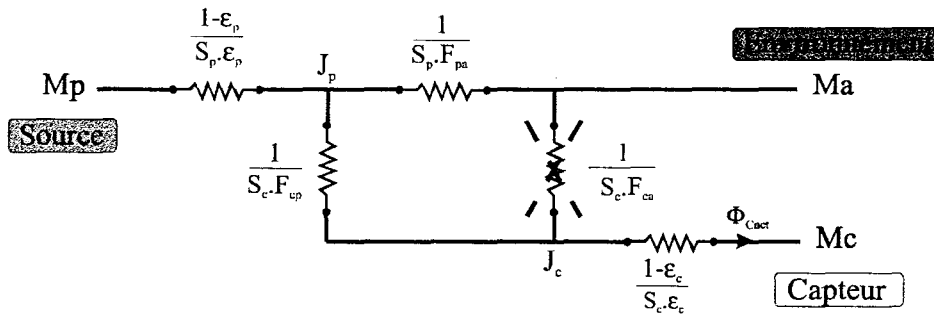


Figure I.34– Schéma équivalent en influence quasi totale

La distance entre la source et le récepteur étant très faible, le facteur de forme F_{cp} est proche de l'unité ; par conséquent, le facteur de forme F_{ca} est nul, conformément à la relation Eq[I.59]. Cette condition se traduit sur le schéma équivalent, par l'absence d'action directe de l'environnement sur le capteur modélisée par la résistance de surface $1/S_c F_{ca}$.

La densité de flux échangée s'exprime dans ce cas, par la relation :

$$\varphi_c = \frac{\varepsilon_c}{1 - \rho_p \cdot \rho_c \cdot F_{pc}} \cdot \left[\varepsilon_p \cdot M_p - (1 - \rho_p \cdot F_{pc}) \cdot M_c + \rho_p \cdot F_{pa} \cdot M_a \right] \quad (\text{W/m}^2) \quad [\text{I.65}]$$

Si de plus, la surface S_c du capteur est très petite par rapport à la surface S_p de la cible, (soit un rapport $S_c/S_p \approx 0$), l'expression se simplifie davantage, ne laissant plus intervenir que les grandeurs émittances et émissivités.

$$\varphi_c = \varepsilon_c \cdot \left[\varepsilon_p \cdot M_p - M_c + (1 - \varepsilon_p) \cdot M_a \right] \quad (\text{W/m}^2) \quad [\text{I.66}]$$

Ce dernier critère ($S_c/S_p \approx 0$) souligne l'intérêt des réalisations de radiomètres miniaturisés à l'aide des microtechnologies.

D.4.2 Conditions idéales d'échange

Lorsqu'un radiomètre est placé en condition d'influence totale avec une cible assimilable à un corps noir ($\epsilon_p=1$), sa résistance radiative de surface est nulle : par conséquent, il n'y a plus de réflexion du milieu ambiant sur sa surface. Il ne reste alors que deux résistances sur le schéma équivalent de la **figure I.33**, qui devient ainsi celui de la **figure I.35**.

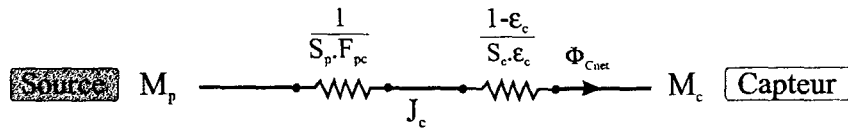


Figure I.35– Schéma équivalent idéal

Dans ces conditions d'échanges très simples, le flux net mesuré par le capteur s'exprime :

$$\varphi_{Cnet} = \epsilon_c \cdot [M_p - M_c] \quad (\text{W/m}^2) \quad [I.67]$$

L'expérience montre^[I.D.7.2.2, chap.III] que cette relation très simple est généralement suffisante pour fixer les ordres de grandeurs à 20% près lorsque la cible présente une émissivité assez élevée ($\epsilon > 0,75$).

D.5 Schéma équivalent adapté aux conditions d'étalonnage

La caractérisation des radiomètres, nécessite la parfaite connaissance des conditions d'échange radiatif au sein du système. L'utilisation d'une disposition telle que celle illustrée sur la **figure L.29** n'étant pas possible pour des raisons de précision et de stabilité des résultats, le milieu environnant est remplacé par une plaque de grande dimension, maintenue à température constante par une circulation d'eau. Dans ces conditions, le schéma de la **figure I.34**, n'est plus parfaitement adapté car la plaque utilisée possède une émissivité différente de l'unité. Il convient alors de placer une résistance de surface traduisant l'action de ϵ_a dans la branche M_a . Le schéma équivalent du système d'étalonnage devient alors, compte tenu de ces modifications, celui représenté sur la **figure I.36**.

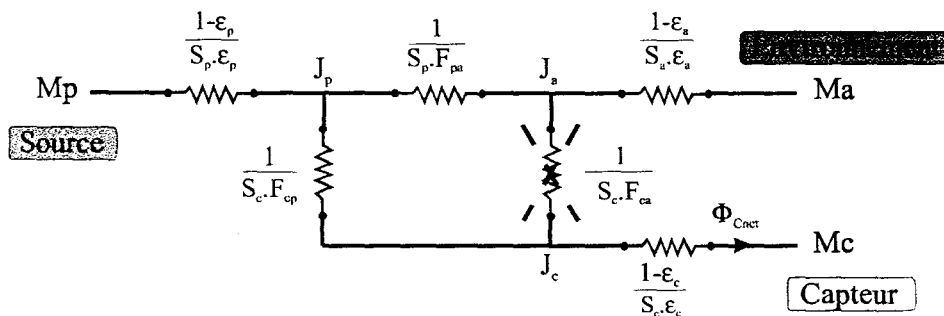


Figure I.36– Schéma équivalent adapté aux conditions d'étalonnage

En condition d'étalonnage, le capteur est placé très près de la source de rayonnement ($D < 1$ cm), les conditions d'influence totale décrites au **paragraphe I.D.4.1** sont alors vérifiées. Par conséquent, le facteur de forme F_{ca} est nul conformément à la relation Eq[I.59].

Les radiosités J_p , J_c et J_a aux différents points du schéma s'obtiennent, conformément à la méthode de calcul menée au **paragraphe I.D.3.3**, en appliquant le théorème de Millman^[annexe 2] aux différents nœuds du schéma équivalent de la **figure I.36**. Les expressions obtenues, compte tenu des simplifications effectuées sont alors les suivantes :

$$\begin{cases} J_p = \varepsilon_p \cdot M_p + (1 - \varepsilon_p) \cdot [F_{pa} \cdot J_a + F_{pc} \cdot J_c] \\ J_c = \varepsilon_c \cdot M_c + (1 - \varepsilon_c) \cdot [F_{cp} \cdot J_p] \\ J_a = \varepsilon_a \cdot M_a + (1 - \varepsilon_a) \cdot [F_{ap} \cdot J_p] \end{cases}$$

Les expressions des radiosités J_p , J_c et J_a aux différents nœuds du schéma conduisent finalement à l'expression du flux net à l'aide de la relation Eq[I.61] :

$$\Phi_{Cnet} = S_c \cdot \varepsilon_c \cdot \left[\frac{\varepsilon_p F_{cp} \cdot M_p - (1 - \rho_p (F_{cp} F_{pc} + \rho_c F_{ap} F_{pa})) \cdot M_c + \rho_p F_{cp} F_{pa} \varepsilon_a \cdot M_a}{1 - \rho_c \rho_p (F_{cp} F_{pc} + F_{ap} F_{pa})} \right] \text{ (W)} \quad \text{[I.68]}$$

Ce dernier résultat sera discuté et exploité au cours du **paragraphe II.B** relatif à l'analyse de l'étalonnage d'un radiomètre ADD.

D.6 Remarque concernant l'expression du signal délivré par un radiomètre ADD

Un capteur thermique constitué à partir d'une thermopile plane permet de traduire le flux radiatif incident sur sa surface en une tension électrique^[L.C1]. Cette fem, se déduit naturellement de l'expression du flux Φ_{Cnet} décrite par les relations Eq[I.62], Eq[I.63] et Eq[I.65], associées aux trois déclinaisons étudiées du modèle du système de mesure.

$$V_c = \mathcal{S} \cdot \varphi_c \quad (\mu\text{V})$$

où φ_c désigne la densité de puissance incidente sur la surface active du capteur :

$$\varphi_c = \frac{\Phi_{Cnet}}{S_c} \quad (\text{W/m}^2)$$

la grandeur \mathcal{S} caractérise la sensibilité du radiomètre (*sensitivity* pour les ouvrages anglo-saxons), elle s'exprime en $\mu\text{V/W.m}^{-2}$ et fait l'objet des procédures d'étalonnages décrites au **paragraphe II.B.2.1**.

Si l'on considère la tension de sortie d'un capteur, rapportée à un signal incident considéré totalement absorbé et défini en flux net, alors les performances sont définies en responsivité (*responsivity* pour les ouvrages anglo-saxons) et exprimées en $\mu\text{V/W}$. Il importe cependant de souligner que cette grandeur désigne en fait une grandeur intensive caractérisant la technologie du capteur au sens d'une grandeur structurale –invariante de surface–^[34] dont l'interprétation a le sens physique suivant :

$$\mathcal{R} = \frac{V_c}{\Phi_{cnet}} = \frac{1}{S_c} \cdot \frac{V_c}{\varphi_c} = \frac{\mathcal{S}}{S_c} \quad (\mu\text{V/W}) \quad [\text{I.69}]$$

La responsivité correspond ainsi à la sensibilité d'un capteur ramenée à une unité de surface constitutive de sa structure. En d'autres termes, tout se passe comme si on caractérisait la fem délivrée par un capteur de 1 m² recevant une densité de puissance unité. Une telle définition permet d'avancer des chiffres apparemment avantageux (sur le plan commercial) vis à vis de structures technologiquement limitées à de très faibles surfaces, tels que les radiomètres montés sur membranes ou cantilever^[20,34].

La réalité, rencontrée dans le cas de mesures radiatives, est souvent représentative d'un environnement non contrôlé, où le plan de mesure du radiomètre est soumis à un éclairage énergétique (W/m²) de valeur généralement faible. Ainsi, la description en termes de sensibilité (μV/W.m²) est la plus appropriée à la caractérisation des radiomètres, ces derniers étant considérés sans fenêtre de protection (altérant la gamme spectrale) ni optique de concentration. Il n'y a, de manière générale, qu'en présence de ce dernier élément que le flux collecté correspond à une valeur significative, exprimable en termes de flux net, et justifiant alors l'emploi de la responsivité pour choisir un capteur.

Les considérations précédentes, soulignent qu'en plus de la nécessité de rechercher des capteurs à forte sensibilité, les résultats d'une mesure sont de fait mutuellement conditionnés par les dimensionnements et positions des éléments, compte tenu de l'influence des facteurs de forme.

D.7 Domaine de validité du modèle précédent

Chacune des configurations caractéristiques affectant le modèle présenté précédemment, suppose des conditions d'échange particulières, portant sur les facteurs de forme ou bien sur les émissivités. Afin de vérifier le domaine de validité de notre analyse, nous avons procédé à une étude comparative portant sur l'influence de l'émissivité de la cible et sur l'influence des facteurs de forme, intervenant lorsque la distance entre le capteur et la cible augmente. A cet effet, un radiomètre ADD "standard" (1x1 cm² ^[17p51]) réalisé au laboratoire et présentant une sensibilité $\mathcal{S}=2,6 \mu\text{V/W.m}^2$ est placé devant une plaque homogène en température, conformément au schéma de la **figure I.37**. L'ouverture angulaire du capteur est en pratique limitée à 150 degrés, en raison des caractéristiques superficielles du polyimide Kapton[®] constituant le matériau absorbant de ce capteur thermique. Cette propriété est analysée plus en détail au **paragraphe II.B.5**.

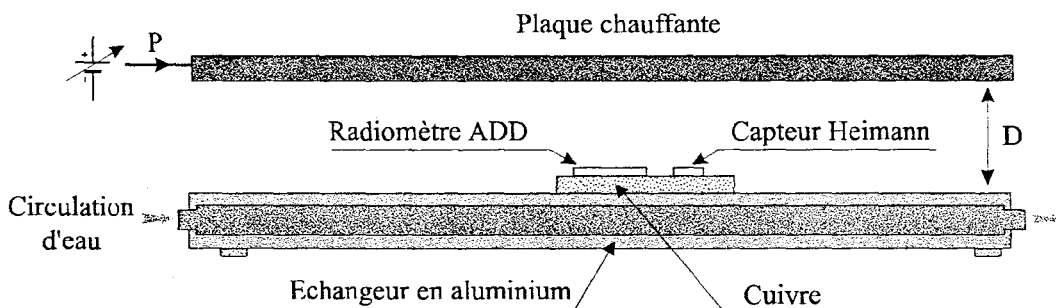


Figure I.37– Banc de caractérisation des échanges énergétiques

D.7.1 Influence des facteurs de forme

Les conditions précédentes ainsi que la **figure I.14** conduisent naturellement à prévoir que l'influence des facteurs de forme devient significative lorsque la distance séparant le capteur de la cible augmente. Lorsque la part de l'environnement sur le flux reçu par le capteur augmente, la fem résultante diminue, comme l'illustre la **figure I.38** relevée pour une plaque portée à environ 100°C et présentant une émissivité sensiblement égale à l'unité. Ce graphique présente conjointement au relevé expérimental, l'évolution prévue par le modèle dans deux configurations particulières ; conditions générales d'échange, puis en conditions d'échange idéales.

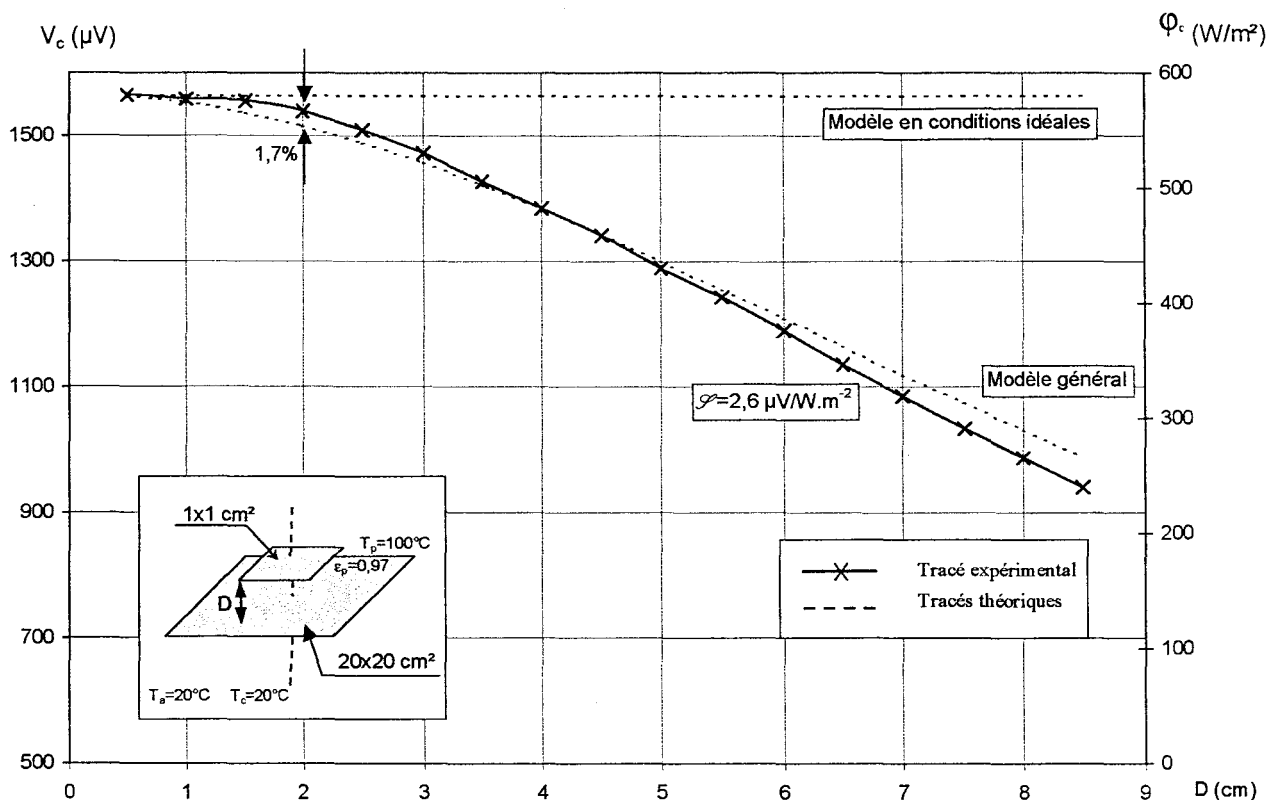


Figure I.38— Mise en évidence de l'influence du facteur de forme F_{cp} , pour une plaque de $20 \times 20 \text{ cm}^2$ et un radiomètre ADD standard de 1 cm^2

L'évolution de la courbe expérimentale met bien en évidence l'influence du milieu ambiant sur la densité de flux net reçu par le capteur. La variation relative de la fem entre 1 et 1,5 cm reste faible ($< 2\%$), compte tenu du facteur de forme F_{cp} très proche de 1 en dessous de 1,5 cm. La courbe donnant l'évolution de la fem à partir de la relation Eq[I.64], reproduit assez fidèlement l'allure relevée expérimentalement : en effet, à des distances significatives, le modèle théorique prévoit une Fem résultante un peu plus élevée, la différence n'étant que de 5%, à une distance de 8 cm. Nous avons vérifié que ce décalage est introduit par les inhomogénéités de température sur les bords de la plaque, marqués par des écarts de l'ordre de 5°C .

La faible différence d'ouverture angulaire entre le capteur (150°) et le modèle théorique (180°) n'introduit pas d'erreur significative pour les grandes valeurs angulaires du flux incident pour lesquels, le capteur ou tout autre récepteur lambertien reste finalement peu sensible. A noter l'erreur importante introduite par l'utilisation impropre du modèle en conditions idéales décrit par l'expression Eq[I.67] : en effet, à une distance de 5 cm, par

exemple, l'erreur commise sur l'estimation du flux net ϕ_c atteint déjà 20%. Celui-ci reste néanmoins tout à fait utilisable à une distance D inférieure à 1,5 cm, où l'erreur résultante n'excède pas 0,3%.

D.7.2 Influence de la valeur de l'émissivité

Afin de comparer les prévisions du modèle théorique aux valeurs expérimentales, pour différentes émissivités de la source, nous avons réalisé des plaques chauffantes présentant trois émissivités différentes (0.97, 0.75, 0.5). Ces valeurs sont obtenues à l'aide de mires à "micro pavage", présentant des motifs alternés noirs et brillants, comme illustré sur la **figure I.39**. Ce système, développé au laboratoire par F.Raucoules^[16], permet de constituer un jeu de sources présentant en pratique des émissivités dont la valeur peut être choisie dans la gamme [0.2 à 0.95].

D.7.2.1 Réalisation des mires étalons

Une mire est constituée d'une feuille de constantan de 25 μm d'épaisseur présentant une émissivité faible ($\epsilon_{\text{brillant}}=0,2$), recouverte d'un film photosensible laminé à chaud ($\epsilon_{\text{noir}}=0,95$). L'ensemble est exposé à un rayonnement U.V. au travers d'un masque dont le motif représente un damier au rapport de remplissage $S_{\text{noir}}/S_{\text{brillant}}$ déterminé selon la loi empirique :

$$\epsilon_{\text{eq}} = (S_{\text{noir}} \cdot \epsilon_{\text{noir}} + S_{\text{brillant}} \cdot \epsilon_{\text{brillant}}) / (S_{\text{noir}} + S_{\text{brillant}}) \quad [\text{I.70}]$$

Après révélation, l'ensemble est à nouveau exposé aux U.V. afin de durcir la résine non insolée. Ce traitement permet de stabiliser la résine et garantit une émissivité stable dans le temps.

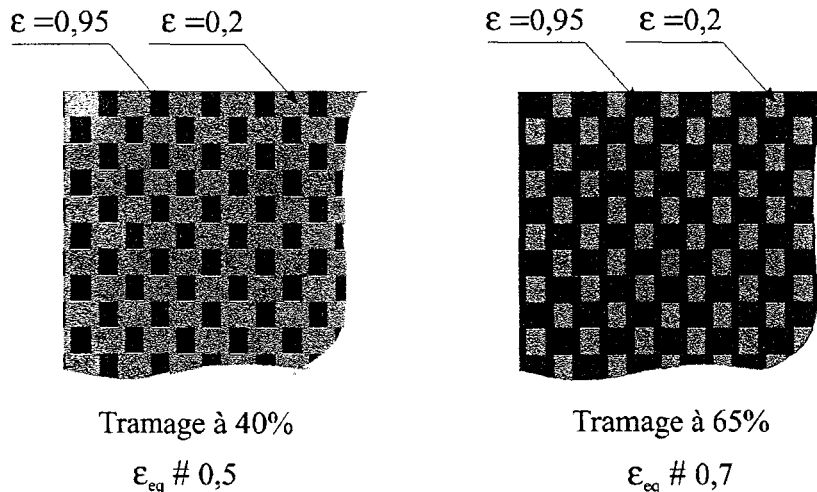


Figure I.39– Structure des mires à "micro pavage"

Les mires ainsi obtenues sont ensuite testées en vue d'en déterminer l'émissivité. A cet effet, le banc de mesure de la **figure I.37** est ajusté à $D=8$ mm, et la plaque isotherme est successivement recouverte de l'échantillon à tester puis d'une feuille de constantan d'émissivité connue, puisque recouverte d'une feuille adhésive de référence "Black Tape,

THI-2B, TESCO (Japon)”, dont l'émissivité est connue précisément ($0,93 < \varepsilon < 0,94$), pour une longueur d'onde λ située dans la gamme [1,5 μm ..30 μm].

Le signal de ces sources est traité à l'aide d'un capteur thermofluxmétrique étalonné au préalable en régime de conduction thermique. Ce capteur est lui-même recouvert de l'adhésif de référence, permettant de quantifier l'échange radiatif à l'aide de la relation Eq[I.66]. La comparaison des situations $\varepsilon_p = 0,935$ et $\varepsilon_p = \varepsilon_{mire}$ conduit à la connaissance de l'émissivité de la mire à environ 2%, à l'aide de la relation suivante :

$$\varepsilon_{mire} = \frac{V_{ref} + V_{mire}}{k \cdot \sigma \cdot \varepsilon_{ref} (T_p^4 - T_c^4)} - \varepsilon_{ref} \quad [I.71]$$

- où
- V_{ref} désigne la tension aux bornes du capteur lorsque $\varepsilon_p = 0,935$
 - V_{mire} désigne la tension aux bornes du capteur lorsque $\varepsilon_p = \varepsilon_{mire}$
 - ε_{ref} désigne l'émissivité de la feuille adhésive étalon ($\varepsilon_{ref} = 0,935$)

Nous avons pu de cette manière réaliser des mires dans une gamme [$0,3 < \varepsilon_{mire} < 0,97$].

Remarque :

En pratique, avant toute mesure mettant en œuvre ces mires étalons, il convient de procéder à une mesure de température à l'aide d'un pyromètre industriel, par exemple, le modèle IR 74007 commercialisé par la société Bioblock[®][D120], affecté de l'émissivité de la mire déterminée selon ce procédé. Cette précaution permet de vérifier que l'émissivité ε_{mire} de celle-ci n'a pas évoluée, suite par exemple à une oxydation de la surface de la feuille de constantan.

D.7.2.2 Evaluation expérimentale du rôle de l'émissivité sur la mesure

En vue de déterminer l'influence de la valeur de l'émissivité de la source sur la mesure, un radiomètre ADD est placé sur le banc de caractérisation représenté sur la **figure I.37**. La distance D séparant le radiomètre de la plaque est maintenue constante à D=0,5 cm, assurant l'indépendance de la mesure vis à vis des paramètres géométriques (conditions d'influence totale). La température du capteur est maintenue à 20 °C et celle de la plaque est ajustée dans la gamme [20..100 °C], pour chaque valeur de l'émissivité [0,5, 0,75, 0,97].

Les tracés de la **figure I.40** représentent l'évolution de la fem délivrée par un radiomètre ADD placé face à une plaque (D=0,5 cm) présentant successivement trois émissivités ε_p différentes, respectivement [0,5, 0,75, 0,97]. Sur le graphique est aussi porté, l'évolution des différentes situations de notre modèle pour les émissivités correspondantes. Les tracés théoriques, sont définis à partir des relations Eq[I.67] et Eq[I.65], correspondant respectivement aux conditions idéales et aux conditions d'influence totale pour un capteur doté d'une sensibilité $\mathcal{S} = 2,6 \mu\text{V}/\text{W}\cdot\text{m}^2$.

Le modèle établi dans des conditions d'influence totale et décrit par la relation Eq[I.67] donne satisfaction avec une erreur relative inférieure à 1% pour une plaque d'émissivité $\epsilon_p=0,97$. Cette expression ne faisant pas intervenir l'émissivité de la plaque cible ϵ_p induit, pour les valeurs inférieures d'émissivité, une erreur très importante, commise par l'utilisation impropre de cette hypothèse. Elle atteint par exemple, 50% pour une émissivité $\epsilon_p=0,5$ à une température de 90 °C.

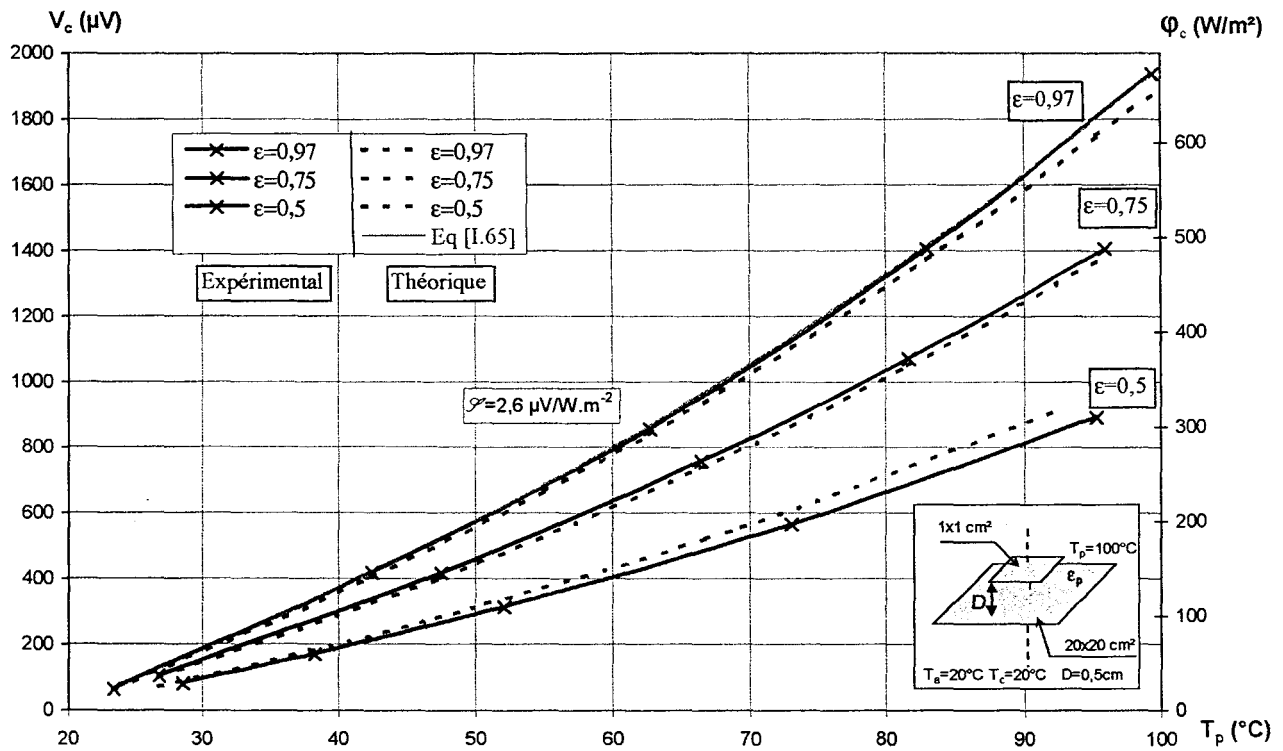


Figure I.40– Influence de l'émissivité d'une plaque 20x20 cm² pour les valeurs 0.97, 0.75, 0.5

Le modèle établi en conditions d'influence totale, quant à lui, rend compte des variations du signal obtenu en fonction de l'émissivité. Ainsi, l'équation Eq[I.65] peut-elle être systématiquement mise en application dans un système de mesure de la température sans contact, dès que les conditions d'influence totales ($F_{\text{op}} \approx 1$) sont vérifiées.

Remarque :

L'erreur ramenée à l'ensemble des mesures reste inférieure à 8%, lorsque le radiomètre est maintenu à température ambiante $T_c=20^{\circ}C$ et que la température de la cible est maintenue à $T_p=95^{\circ}C$.

Résumé des points établis :

L'application de l'effet thermoélectrique de Seebeck à la réalisation de thermocouples plaqués conduit au développement de thermopiles planaires, utilisables dans le domaine des mesures thermiques. Les performances de diverses associations peuvent être rapidement évaluées et comparées à l'aide de la notion *d'effectivité thermoélectrique*. Cette dernière grandeur souligne l'intérêt des associations de conducteurs présentant un fort contraste de conductivité électrique vis à vis de l'optimisation des structures plaquées.

Nous rappelons les principes de détermination des facteurs de forme permettant de quantifier les échanges énergétiques tributaires de l'influence mutuelle de différentes surfaces disposées en regard les unes des autres. Vis à vis des réalisations décrites dans le **chapitre III**, ce concept est essentiel puisqu'il dicte les performances de mesure.

Une synthèse des résultats principaux relatifs à la conception des radiomètres ADD fait l'objet du **paragraphe I.C**. L'état d'avancement des réflexions sur ce sujet conduit actuellement à la maîtrise d'une microtechnologie générique transférable dans l'industrie (A.Ebongué^[44]). La structure cohésive^[I.C.2.2.4.2] des radiomètres ADD permet de rejeter les échanges thermiques conductifs et convectifs pour la seule prise en compte des échanges radiatifs. Leurs caractéristiques les destinent particulièrement au contrôle thermique des appareils domestiques ou des systèmes relevant de la domotique.

Enfin, à partir de l'analyse des réseaux radiatifs équivalents d'Oppenheim^[29], nous définissons un modèle analytique équivalent, représentatif des conditions d'échange dans un système subordonné à l'*interaction tripartite* "**environnement_capteur_cible**". L'exploitation de ce modèle conduit à la détermination de l'erreur commise sur la mesure de température d'une cible compte tenu du bilan d'échange observé par le radiomètre.

CHAPITRE II

Réalisation et mise en œuvre des radiomètres thermiques

La première partie de ce chapitre est consacrée à l'environnement technologique des radiomètres ADD au regard des réalisations plus anciennes bâties autour de thermopiles planaires, destinées à la mesure de transferts thermiques par conduction. Les techniques de réalisations propres aux technologies circuit imprimé (CI.) sont décrites en détail. De telles structures sont aisément transposables en microtechnologie ; à cet égard, les travaux de L.Camberlein^[18] en 1995, et actuellement, ceux de A.Ebongué^[44], témoignent de leur intérêt pratique pour la discrimination du fond thermique bruité et de la signature du vivant.

Les radiomètres sont caractérisés en termes de sensibilité à l'aide d'un banc d'étalonnage spécialement développé à cet effet. Il permet la détermination du paramètre \mathcal{S} caractéristique de la sensibilité du détecteur au rayonnement infrarouge incident. Le diagramme de rayonnement est déterminé dans un espace à trois dimensions, afin d'identifier et quantifier la zone de visée des capteurs, facilitant la disposition relative du radiomètre et de sa cible.

Les faibles signaux issus des radiomètres doivent être traités par une instrumentation adaptée, apte à amplifier fortement le signal sans toutefois introduire de composante parasite de bruit additionnelle. A ce propos, l'étude critique des circuits d'interfaçage est menée afin de spécifier et de minimiser les sources de perturbation génératrices d'erreur de mesure. Les fortes valeurs de gain généralement requises nécessitent une amplification construite autour de circuits amplificateurs opérationnels.

Enfin, dans une deuxième partie, nous traitons le problème de la détermination de la température sans contact, à partir de l'information *flux incident* délivrée par le radiomètre. Pour cela, nous présentons, une méthode, dite "directe", en ce sens qu'elle ne fait appel à aucun contrôle sur le capteur (chauffage), et utilise les seules informations flux et température relevées sur le détecteur. L'information délivrée par le radiomètre étant relative au bilan d'échange entre sa surface active et son environnement de mesure, il est nécessaire de corriger la mesure en lui adjoignant une cellule de compensation permettant de rendre le signal exploitable indépendant de la température du capteur. A cet effet, une discussion quantitative des techniques de compensation, avec deux exemples pratiques, est menée.

Suite à la complexité apparente de la méthode précédente nécessitant un circuit de compensation, nous présentons une méthode de "zéro" permettant de s'affranchir des caractéristiques du radiomètre. Cette méthode modifie l'équilibre thermique résultant du bilan d'échange radiatif entre le radiomètre et son environnement de mesure, afin d'assurer un bilan résultant nul. Lorsque cette condition adiabatique est réalisable, la température de la cible est alors simplement déterminée à partir de celle du radiomètre.

A Techniques de réalisation des radiomètres ADD

Le laboratoire développe deux types de capteurs de flux thermique complémentaires l'un de l'autre. Ce sont les capteurs de flux "conductif", sensibles aux trois mécanismes de transfert de la chaleur^[19] et les radiomètres ADD sensibles uniquement au rayonnement thermique. Ils sont tous deux construits autour d'une thermopile planaire à gradients thermiques distribués. Ces thermopiles peuvent être fabriquées, soit en utilisant les techniques couramment utilisées dans l'industrie électronique pour la réalisation des circuits imprimés (CI), soit à l'aide des microtechnologies (μT).

A.1 Technologies classiques (CI.)

Le substrat utilisé est une feuille de polyimide kapton[®] sur laquelle est collée une fine feuille de constantan, comme illustré sur la **figure II.1**. Les épaisseurs de substrat peuvent varier de 50 μm à 200 μm selon le type de capteur (souple ou rigide). Le constantan quant à lui est habituellement utilisé en épaisseurs allant de 2,5 μm à 5 μm , pour les radiomètres, et de 10 μm à 25 μm pour les autres capteurs.

Afin de réaliser les éléments thermoélectriques plaqués, une fine couche de cuivre est déposée sur la feuille de constantan par voie électrolytique. Le choix de ce métal est dicté par la valeur significative du pouvoir thermoélectrique du couple Constantan_Cuivre ($\Delta\alpha=38 \mu V/K$) ainsi que par la facilité à déposer du cuivre sur du constantan par voie électrolytique. La feuille à cuivrer est placée dans une solution acide constituée d'un mélange d'acide sulfurique et de sulfate de cuivre ($So_4H_2+ So_4Cu$). Un courant électrique continu est injecté dans la feuille, à une densité de 4 mA/cm², par exemple, permettant d'obtenir un dépôt de 1 μm de cuivre après une durée d'opération de l'ordre de 30 minutes.

L'épaisseur du dépôt à réaliser est régie par les considérations du **paragraphe I.A.4**. Son optimisation, permettant l'obtention de performances optimales dans le processus de conversion de l'énergie radiative reçue en énergie électrique, a fait l'objet des publications^[17,20].

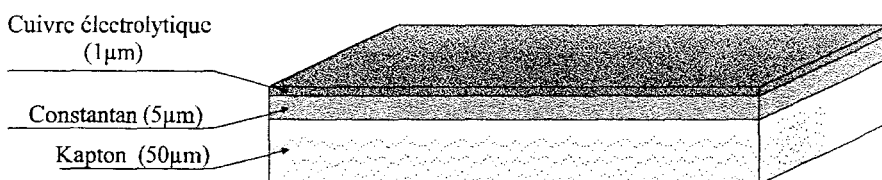


Figure II.1– Matériaux de base pour la réalisation des capteurs selon les technologies classiques (CI.)

A.2 Principe de réalisation des masques (Technologie CI.)

Les masques sont réalisés au laboratoire à partir du logiciel de CAO AUTOCAD[®]. Le fichier de traçage obtenu est transmis vers un phototraceur optique Roland[™] qui, à l'aide d'une *plume lumineuse* (fibre optique) de 0,18mm de diamètre insole directement le film positif (film Kodak[®] Accumax 2000). Par suite de la nature de l'émulsion photosensible, le film obtenu (positif) n'est pas directement utilisable et il convient ensuite d'effectuer une

opération d'inversion photographique à l'aide d'un film d'inversion (Typoclar[®] TCG 18). Le masque négatif ainsi obtenu est alors directement utilisable pour des capteurs dont la largeur de piste dépasse 200 μm . La résolution de la table de photo traçage, ne permettant pas de descendre au-dessous de cette valeur, il est nécessaire, pour des détecteurs présentant une largeur de piste inférieure, d'avoir recours à une opération de "photo réduction". Pour cela, le tracé positif sur le film est réalisé à l'échelle 10:1, puis à l'aide du banc de photo réduction, le masque est ramené à l'échelle 1:1.

A.3 Gravure des pistes (Technologie CI.)

Après un nettoyage minutieux (acétone, cuve à ultrasons, alcool isopropylique, ...), le support est recouvert d'une émulsion photosensible. La résine utilisée est un film sec "Laminar[®] UF 10 haute résolution" de couleur bleue, laminé à chaud sur le substrat. L'émulsion de type négatif, impose l'emploi de masques négatifs du motif à réaliser. L'épaisseur du film de résine (environ 7 μm) autorise la gravure de pistes pouvant être réduite jusqu'à 60 μm de largeur.

Un premier masquage obtenu par exposition à un rayonnement UV du film sec à travers un masque négatif du circuit est suivi du développement (Laminar[®] AX75). Ensuite une attaque acide non sélective au perchlorure de fer permet d'obtenir le circuit de la **figure II.2**, constitué d'une piste de constantan en forme de grecque recouverte uniformément d'une fine couche de cuivre.

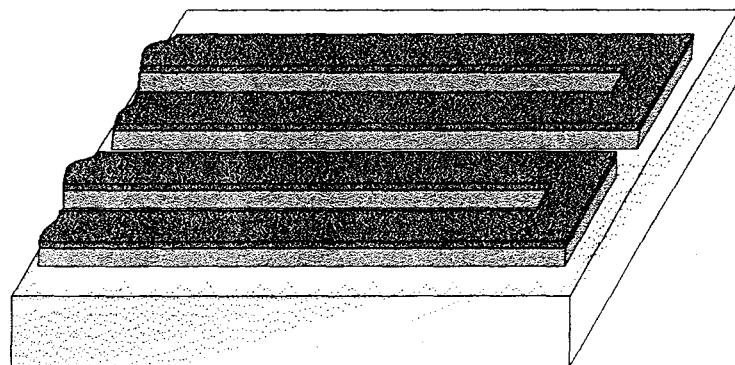


Figure II.2– Gravure des pistes

A.4 Obtention des cellules thermoélectriques (Technologie CI.)

Après gravure, la résine restant sur les pistes est éliminée par immersion du capteur dans un bain de soude caustique (5 minutes à 40 °C). Le circuit est ensuite nettoyé à l'acétone avant de recevoir un nouveau film de résine.

Un second masquage suivi cette fois d'une attaque acide sélective au peroxodisulfate d'ammonium permet d'éliminer une partie du cuivre sans altérer la piste de constantan. Cette opération permet de former des circuits thermoélectriques plaqués^[L.A.4], qui associés à la piste de constantan nue, forment les thermoéléments.

Après cette opération, le circuit ressemble à la **figure II.3a** ou **II.3b**, sur lesquelles on peut voir la piste recouverte de plots de cuivre uniformément répartis, formant les différentes jonctions thermoélectriques, pour les deux configurations couramment utilisées au laboratoire.

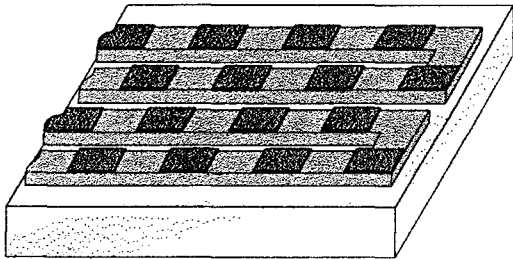


Figure II.3a– Placage ‘en quinconce’ pour la réalisation des radiomètres ADD

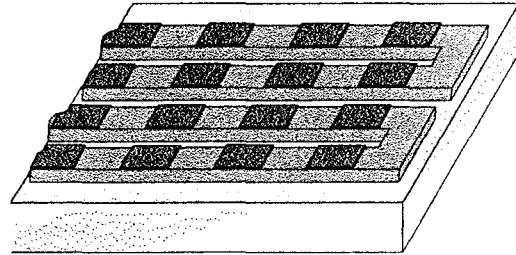


Figure II.3b– Placage ‘en regard’ pour la réalisation des fluxmètres conductifs standards^[63]

La disposition en quinconce des dépôts de cuivre permet d’obtenir une addition des fems élémentaires de chaque thermocouple pour une sollicitation thermique disposée en lignes alternativement chaudes et froides (**figure II.4a**). En contrepartie, une disposition des zones de placage en regard les unes des autres, impose une sollicitation en quinconce (**figure II.4b**).

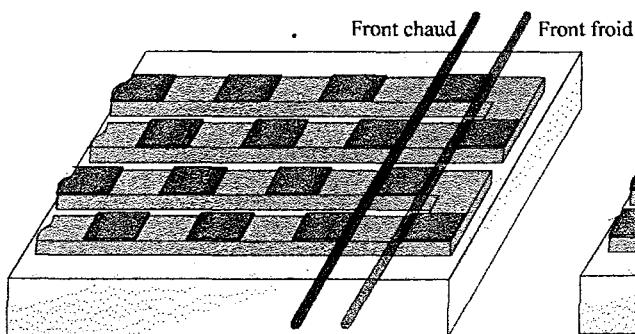


Figure II.4a– Sollicitation thermique en ligne de la thermopile aux placages disposés en quinconce

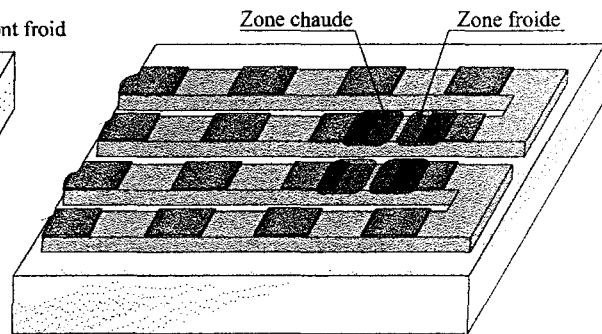


Figure II.4b– Sollicitation thermique en damier de la thermopile aux placages disposés en regard^[17,pp134-137]

A.5 Les deux types de capteurs réalisés (CI.)

A ce stade de la fabrication, les deux types de capteurs ne diffèrent que par leurs caractéristiques dimensionnelles et l’agencement en “quinconce” ou en “regard” des placages. Les capteurs de flux total, généralement plus grands, sont réalisés avec des matériaux plus épais, leur garantissant une meilleure résistance mécanique compatible avec les applications du génie civil.

C’est la technique permettant la création d’un gradient de température au niveau des cellules thermoélectriques qui va rendre le capteur sensible à un flux thermique bien précis. La thermopile est alors associée à un ensemble appelé collecteur^[17,pp32-39] ayant pour rôle de convertir la grandeur physique en sollicitation thermique localisée au niveau des jonctions chaudes.

A.5.1 Fluxmètres thermiques conductifs (capteurs de flux total)^[D114]

Dans ce type de capteur, le gradient thermique est obtenu à l'aide d'un collecteur comportant un plan de plots de cuivre (épaisseur 60 μm) dirigeant le flux thermique vers une des jonctions du thermoélément (**figure II.7**), l'autre jonction étant isolée par une feuille de kapton®. L'isolation électrique est assurée par une fine feuille de kapton® (14 μm) interposée entre les cales et la piste thermoélectrique.

De par cette structure, ce type de capteur est principalement sensible au flux de conduction, mais il est aussi sensible aux mouvements de convection résultant de l'échange de chaleur entre sa face active et le fluide environnant.

Il peut également être sensible au flux radiatif, dans la mesure où sa surface présente une émissivité élevée. A l'inverse, un traitement de surface adapté (dépôt d'une fine couche de métal brillant : aluminium, or, ...), permet de s'affranchir complètement de cette composante radiative.

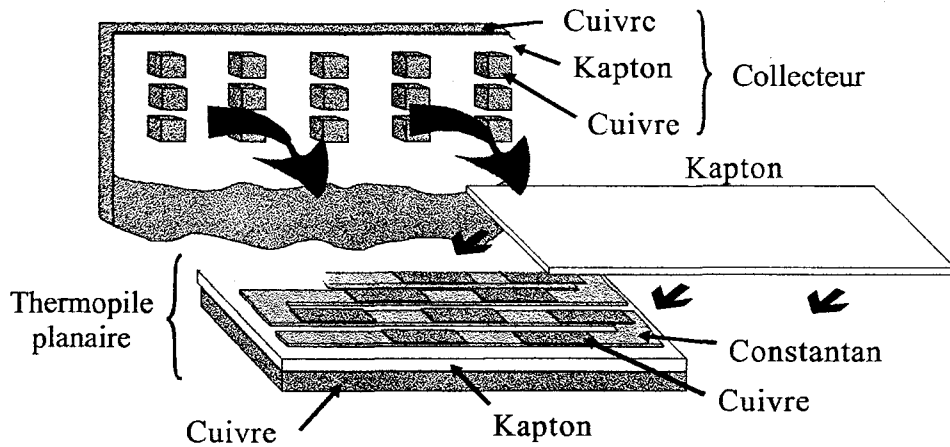


Figure II. 5- Collage final d'un capteur de flux conductif (modèle standard faibles contraintes)

La **figure II.6** représente une vue en écorché d'un capteur conductif 50x50mm² réalisé au laboratoire en technologie kapton. Cette photographie permet de voir les différentes couches constitutives d'un capteur. Toutefois, l'épaisseur reste faible en regard des autres dimensions, puisqu'elle n'excède pas 0,2 mm.

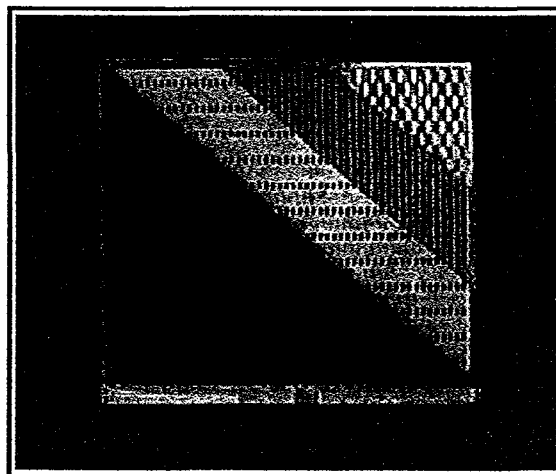


Figure II.6- Vue écorchée d'un capteur de flux conductif (50x50 mm²)
(reproduite avec l'aimable autorisation de la SARL CAPTEC)

La représentation en coupe d'une cellule thermoélectrique de la **figure II.7** précise le principe de l'écoulement du flux de chaleur et de la constriction des lignes de flux thermique à travers la structure du capteur.

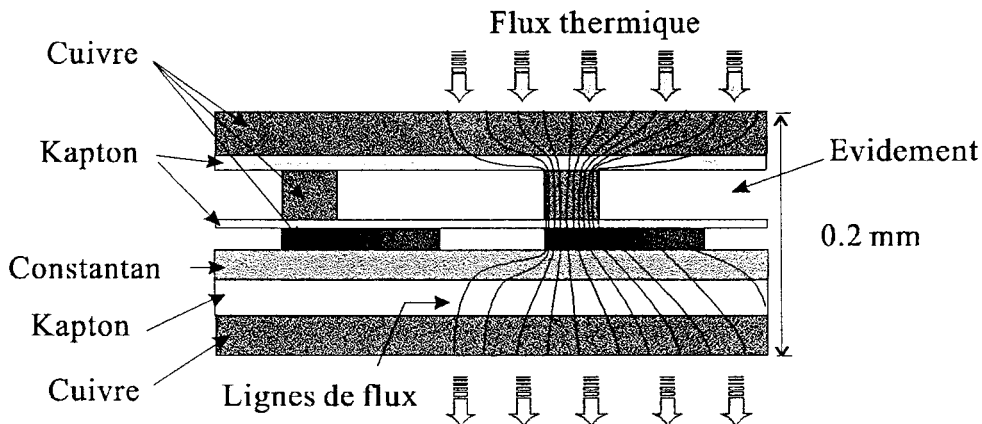


Figure II.7– Trajet du flux à travers le capteur

Les lignes de flux thermique s'établissent à travers la cellule via le plot en cuivre, très conducteur de la chaleur ($\lambda \approx 400 \text{ W/m.K}$), alors que le reste de la cellule est isolé à l'aide de la colle époxy assurant l'assemblage du capteur ($\lambda \approx 0,5 \text{ W/m.K}$). Elles n'atteignent pas directement la partie froide de la cellule, permettant l'établissement d'un gradient de température tangentiel. Ce gradient thermique reste relativement faible ($\approx 50 \text{ K/m}$), mais la périodicité et la symétrie de son motif permettent, compte tenu de la disposition en série d'un grand nombre de cellules élémentaires, de recueillir une fem de l'ordre de 5 à 10 μV aux bornes du capteur pour une densité de puissance traversant celui-ci de 1 W/m^2 .

Remarque :

Les capteurs de flux conductifs, ne font pas en tant que tels l'objet de ce travail : néanmoins, leur utilisation en radiométrie, moyennant un traitement de surface adapté et un montage judicieux permettant de s'affranchir des autres modes de transfert de la chaleur, présente un intérêt certain. Particulièrement, lorsque le capteur doit opérer en atmosphère grasse et salissante, dans laquelle, les performances d'un radiomètre standard se détériorent rapidement suite à un dépôt de substance opaque sur sa surface ou bien sur l'optique de focalisation. Le radiomètre construit à l'aide d'un fluxmètre conductif est quant à lui insensible à ce paramètre, puisque le dépôt ne contribue, sauf cas exceptionnel, qu'à augmenter son émissivité, donc son pouvoir d'absorption du rayonnement infrarouge.

A.5.2 Technologie des radiomètres ADD^[21]

De manière générale, les thermopiles sont des détecteurs de type thermique dont l'utilisation reste limitée en raison de leur forte sensibilité aux courants de convection. Ces derniers ont en fait des effets très largement supérieurs au bruit de Johnson rapporté au calcul de la détectivité spécifique^[51]. Comme nous l'avons montré au précédent chapitre, une thermopile classique présente ses thermoéléments disposés sur une membrane ou un cantilever ; une telle structure, *comportant des évidements*, demande à être protégée sous atmosphère isolante (Xénon ou Krypton) et nécessite ainsi une fenêtre de protection généralement constituée de silicium ou de saphir^[10]. Ces structures, à l'image de la **figure II.8**

et de la **figure I.21** présentent alors une épaisseur significative et une complexité improprie à une production industrielle à faible coût.

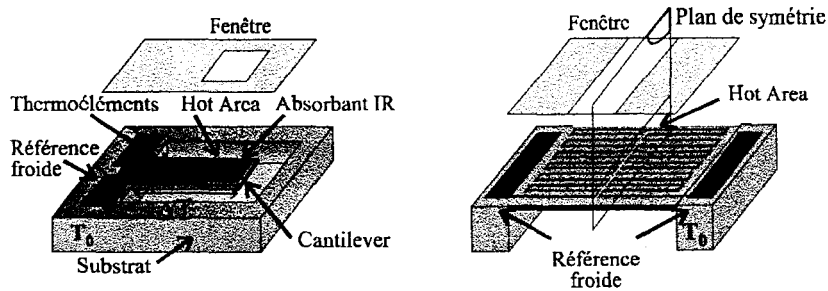


Figure II.8– Structure classique de radiomètres comportant des évidements (Cantilever et membrane)

Les radiomètres à *Absorption Différentielle Distribuée* (ADD), quant à eux, font appel à une structure cohésive (ne comportant donc aucun évidement) permettant de réduire notablement les inconvénients précédents. Ils sont réalisables à l'aide des techniques classiques des circuits imprimés ou de la micro technologie^[18]. La **figure I.22** représente une structure générique de radiomètre ADD. La thermopile planaire, agencée à la surface du substrat, comporte ses thermojonctions froides et chaudes dans un même plan de mesure, et à la différence des structures classiques présentant peu de thermojonctions affectées d'une différence de température maximisée ($\Delta\theta \approx 1^\circ\text{C}$), nous imposons une densité élevée de thermocouples planaires affectés de très faibles accroissements de température ($\Delta\theta \approx 0,2^\circ\text{C}$ pour un rayonnement de 1 kW/m² par exemple).

A.5.2.1 Radiomètres ADD réalisés à l'aide des techniques classiques (CI.)

Les radiomètres ADD fonctionnent avec le même type de thermopile que les fluxmètres thermiques conductifs, mais cette fois, le gradient thermique est créé à partir du flux radiatif incident à la surface du capteur. Le collecteur est simplement composé d'une feuille de polyimide kapton[®] partiellement recouvert de sections réfléchissantes. La photo de la **figure II.9** représente un ensemble de radiomètres réalisés jusqu'en 1998 sur des substrats de kapton ou de verre.

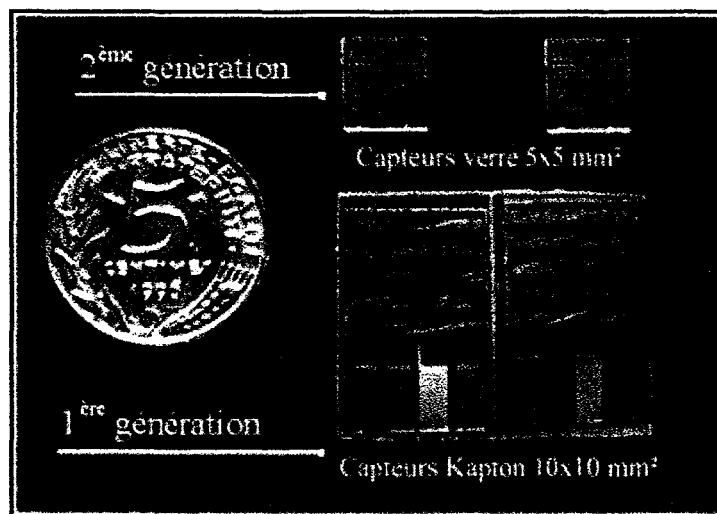


Figure II.9– Radiomètres ADD réalisés en technologie CI. (1^{ère} génération)^[61] et en technologie μT . (2^{ème} génération)^[18,44]

Ainsi, un absorbant de rayonnement IR est disposé sur les jonctions chaudes, les jonctions froides, quant à elles, sont recouvertes d'un réflecteur de rayonnement IR. Cette opération est assurée en pratique, par une feuille de kapton CB® dont les propriétés spectroscopiques assurent une absorption sur tout le spectre IR. L'ensemble est recouvert d'une fine pellicule d'or (0,4 µm) déposée par pulvérisation cathodique sur une feuille de kapton. Une gravure sélective à l'eau régale (35% vol. de HNO₃ + 65% vol. HCl) permet de constituer un réseau de bandes alternativement absorbantes et réfléchissantes (figure II.10).

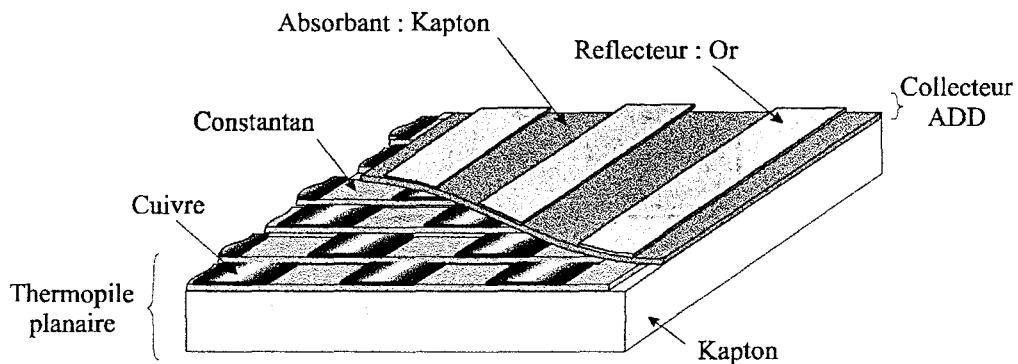


Figure II.10– Vision simplifiée des sollicitations thermiques à la surface de la thermopile

A.5.2.2 Radiomètre ADD en micro technologie (µT.)

La transposition aux réalisations en microtechnologie a été réalisée au laboratoire par L.Camberlein^[18] en 1995. Dans cette seconde génération de détecteurs, le couple thermoélectrique alors utilisé, Constantan_Or, permet d'obtenir un pouvoir thermoélectrique très proche de celui du couple Constantan_Cuivre, et de ne pas nuire à la propreté du bâti de métallisation. Les dimensions de l'élément actif sont réduites à 3x3 mm², pour une sensibilité de l'ordre de $\mathcal{S} \approx 0,6 \mu\text{V}/\text{W}\cdot\text{m}^2$ et une résistance électrique interne de l'ordre de $R=7 \text{ k}\Omega$ permettant une intégration aisée dans presque n'importe quel système électronique. Les caractéristiques de cette première génération de microcapteurs sont modestes vis à vis des réalisations actuelles : cependant leur sensibilité est du même ordre de grandeur que les réalisations de l'époque selon les méthodes conventionnelles (CI.) avec $\mathcal{S} \approx 1 \mu\text{V}/\text{W}\cdot\text{m}^2$ pour une surface pourtant 10 fois plus importante.

A.5.2.2.1 Tracé des masques en microtechnologie (µT.)

Les opérations lithographiques sont réalisées par les services techniques de l'IEMN en raison de l'extrême finesse des pistes, rendant sensible aux poussières l'ensemble des opérations de gravure. Les masques en oxydes métalliques sur support verre sont réalisés à l'aide du logiciel de CAO "MASTEK" et d'un phototraceur "DRAFTEK".

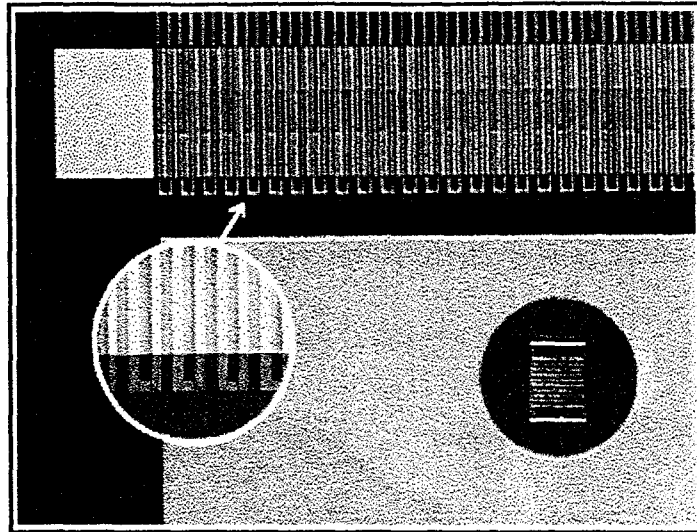


Figure II.11– Vue détaillée de la structure d'un radiomètre ADD réalisé en technologie couche mince (Photographie aimablement communiquée par A. Ebongué^[44])

A.5.2.2.2 Réalisation (μ T.)

Le substrat initialement retenu était constitué de verre, bien que sa conductivité thermique ($\lambda \approx 1$ W/m.K) soit beaucoup plus élevée que celle du kapton ($\lambda \approx 0,15$ W/m.K). Il supporte a priori mieux les phases de recuit nécessaires à l'obtention de dépôts métalliques de bonne qualité. Les travaux de A.Ebongué^[44] ont démontré par la suite la possibilité d'opérer sur un support polyimide.

Après un nettoyage minutieux du substrat, un dépôt de constantan de l'ordre de $1 \mu\text{m}$ d'épaisseur est réalisé. Puis, une gravure sélective acide permet d'obtenir une piste de constantan de $10 \mu\text{m}$ de large en forme de grecque.

Les plots d'or sont ensuite déposés sur la piste selon la technique de "lift off"^[59]. L'ensemble du capteur est ensuite recouvert d'une couche de nitrure de silicium (Si_3N_4) assurant tout à la fois, une protection du capteur contre les agents extérieurs, une bonne isolation électrique et une absorption efficace du rayonnement infrarouge.

Un nouveau dépôt (flash d'or de 350 nm), toujours selon la technique du "lift off", permet de constituer le réseau de bandes alternativement réfléchissantes et absorbantes permettant de créer le gradient thermique nécessaire au fonctionnement du capteur.

Enfin, une gravure ionique réactive (GIR) permet de dégager les plots de connexions recouverts de nitrure de silicium durant les phases précédentes de réalisation.

Une nouvelle génération (3^{ème} génération) de ces capteurs sur support polyimide est en cours de réalisation. Ces nouveaux capteurs, permettant d'atteindre des sensibilités de l'ordre de $13 \mu\text{V/W.m}^{-2}$, pour une surface active de $5 \times 5 \text{ mm}^2$, font l'objet du travail de thèse de A.Ebongué^[44].

B Caractérisation des propriétés et étalonnage des radiomètres ADD

En vue de déterminer les caractéristiques des capteurs utilisés, une procédure d'étalonnage est nécessaire. Pour cela, nous avons développé un banc d'étalonnage spécifique utilisé au laboratoire. Sa représentation schématique est illustrée sur la **figure II.12**.

B.1 Description du banc d'étalonnage et principes généraux

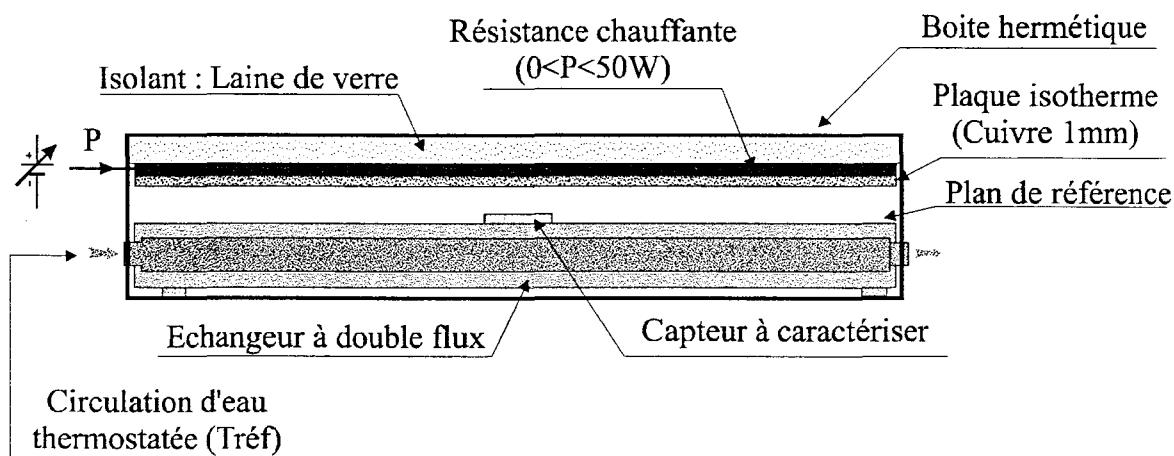


Figure II.12– Banc d'étalonnage utilisé pour les radiomètres thermiques

La partie supérieure du banc a pour fonction de générer un éclairement énergétique contrôlé, compte tenu d'une émissivité connue ($\varepsilon \approx 0,97$) et d'une régulation de température assurée à l'aide d'un correcteur PID à commande linéaire limitant les perturbations électriques induites dans la structure du capteur.

L'élément chauffant est constitué d'une résistance plane comprenant une piste de constantan de 12Ω recouverte d'une feuille de kapton de $14 \mu\text{m}$ d'épaisseur. L'ensemble est collé sur une plaque de cuivre de 1 millimètre d'épaisseur, dont la conductivité thermique ($\lambda \approx 400 \text{ W/m.K}$) garantit l'homogénéité en température de la face inférieure présentée au regard du capteur à étalonner.

L'émissivité élevée est assurée par la superposition de deux couches constituées respectivement d'une peinture noire ($\varepsilon \approx 0,93$) et d'un dépôt de noir de fumée ($\varepsilon \approx 0,97$). Cette double association permet l'obtention d'une bonne homogénéité de l'émissivité sur l'ensemble de la surface. La face supérieure de l'élément chauffant est recouverte d'un matériau isolant (laine de verre) permettant de minimiser les pertes thermiques et conduisant à une diminution de la consommation énergétique nécessaire au maintien de la température de consigne, réglable entre la température ambiante et $130 \text{ }^\circ\text{C}$.

L'utilisation d'un régulateur PID à sortie linéaire (classe A) pour la commande de l'élément chauffant, entraîne une dissipation de chaleur importante aux faibles températures de consigne : Néanmoins, son utilisation est nécessaire, pour d'une part, garantir une régulation précise de la température de la plaque et d'autre part, pour éviter les parasites HF prenant naissance lors de la commutation d'un système à commande tout ou rien.

La partie inférieure comprend un échangeur massif en aluminium, dans lequel circule de l'eau maintenue à température ambiante. Sa surface supérieure a subi un traitement analogue à la surface active de la plaque supérieure, assurant une émissivité élevée ($\varepsilon \approx 0,97$), contribuant à minimiser les réflexions de la source sur le plan de référence.

Le capteur à étalonner est appliqué au contact de l'échangeur à l'aide d'une pâte thermoconductrice (graisse silicone, $\lambda \geq 4$ W/m.K) permettant d'assurer à la fois un collage léger, suite à sa viscosité, et un bon contact thermique. L'ensemble est enfermé dans une boîte hermétique afin de minimiser les mouvements de convection pouvant perturber la mesure, ou bien d'introduire différents gaz (H_e , H_2 , CO_2) dont on cherche à caractériser l'influence.

La température des plaques est mesurée à l'aide de deux thermocouples de type K (association Chromel_Alumel), avec une précision de $\pm 0,25$ °C. D'autre part, afin de s'affranchir des tolérances d'étalonnage des appareils, la mesure des températures est réalisée avec le même conditionneur de signal thermométrique.

B.1.1 Influence sur la mesure de flux de l'émissivité du plan de référence

En pratique, la valeur de l'émissivité du plan de référence ne nécessite pas d'être déterminée de manière rigoureuse. En effet, la relation Eq[1.68] permettant la détermination de la densité de flux incidente sur la surface du capteur mène pour $\varepsilon_p = 0,97$ aux tracés de la **figure II.13** réalisés pour trois tailles de la source de rayonnement [30×30 cm², 20×20 cm², 15×15 cm²], en regard d'un capteur standard de dimensions 1×1 cm² distant de 1 cm ; soit les rapports de surface [900/1, 400/1, 225/1].

Il résulte de cette analyse que pour un système d'étalonnage constitué de deux plaques de 15×15 cm² distantes de 1 cm, la densité de flux incidente sur un radiomètre de 1×1 cm², ne varie que de 1,8% lorsque le plan de référence est considéré comme absolument réfléchissant ($\varepsilon = 0$), puis absolument absorbant ($\varepsilon = 1$). En pratique, l'écart d'émissivité du plan de référence, suite notamment aux salissures, n'excède pas 20 %, ce qui conduit à une variation du flux incident pour les mêmes conditions d'étalonnage inférieure à 0,4 %.

Remarque :

Les différences entre les valeurs de la densité de flux constatées sur la **figure II.13** entre les différents couples de plaques n'excèdent pas 4%. Ces différences proviennent d'une interaction plus marquée entre les deux plaques lorsque les surfaces deviennent plus importantes ; la perturbation locale créée par le capteur devient alors de plus en plus négligeable.

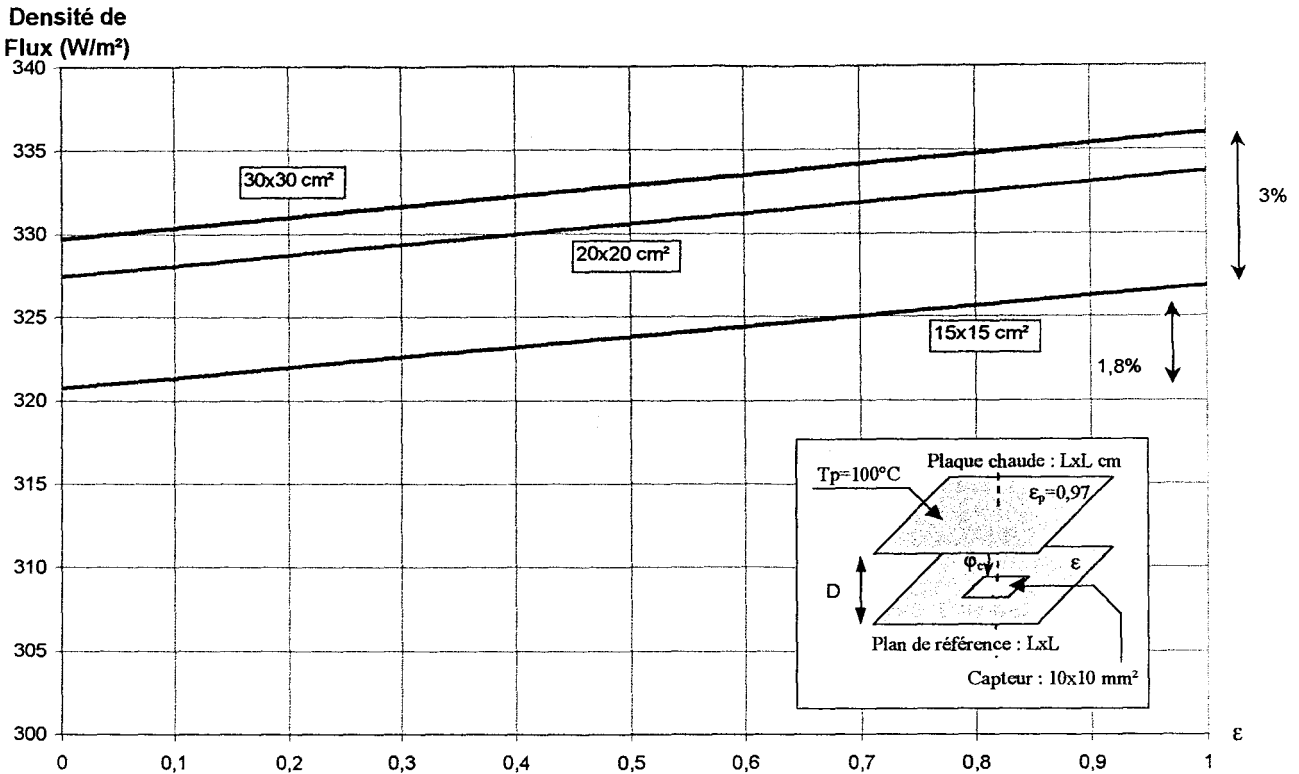


Figure II.13– Influence théorique de l'émissivité du plan arrière disposé au contact du capteur

B.2 Réalisation pratique et procédure d'étalonnage

La **figure II.14** représente une photographie du banc de caractérisation, permettant notamment de préciser la position du radiomètre à étalonner ainsi que la position des différents capteurs de température. Le radiomètre est collé sur l'échangeur à l'aide d'un fluide conducteur réduisant l'influence du contact thermique. Dans ces conditions, compte tenu de sa très faible épaisseur ($<0,2$ mm), sa température et celle de la plaque sont considérées comme identiques.

L'ensemble est maintenu fermé hermétiquement durant toute l'opération afin de limiter à leur minimum les courants de convection, perturbant le champ de température homogène. La plaque est portée à une température de $100\text{ }^{\circ}\text{C}$, valeur assurant une fem significative tout en préservant l'élément chauffant. Le capteur est quant à lui, maintenu à température ambiante ($20\text{ }^{\circ}\text{C}$) à l'aide d'une circulation d'eau thermostatée provenant d'un circuit fermé d'une capacité de 30 litres assurant une température constante durant toute la phase de caractérisation.

La mise en œuvre du banc d'étalonnage demande une période d'environ 10 minutes durant laquelle la plaque chauffante et le plan de référence atteignent leur température de fonctionnement, respectivement de $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ et $20\text{ }^{\circ}\text{C}$. Une fois celles-ci stabilisées, la caractérisation ne demande que quelques minutes. Le radiomètre est tout d'abord placé sur le plan de référence, puis le couvercle est refermé. Après un délai d'environ une minute permettant au système de retrouver ses conditions d'équilibre thermique, la mesure peut être effectuée.

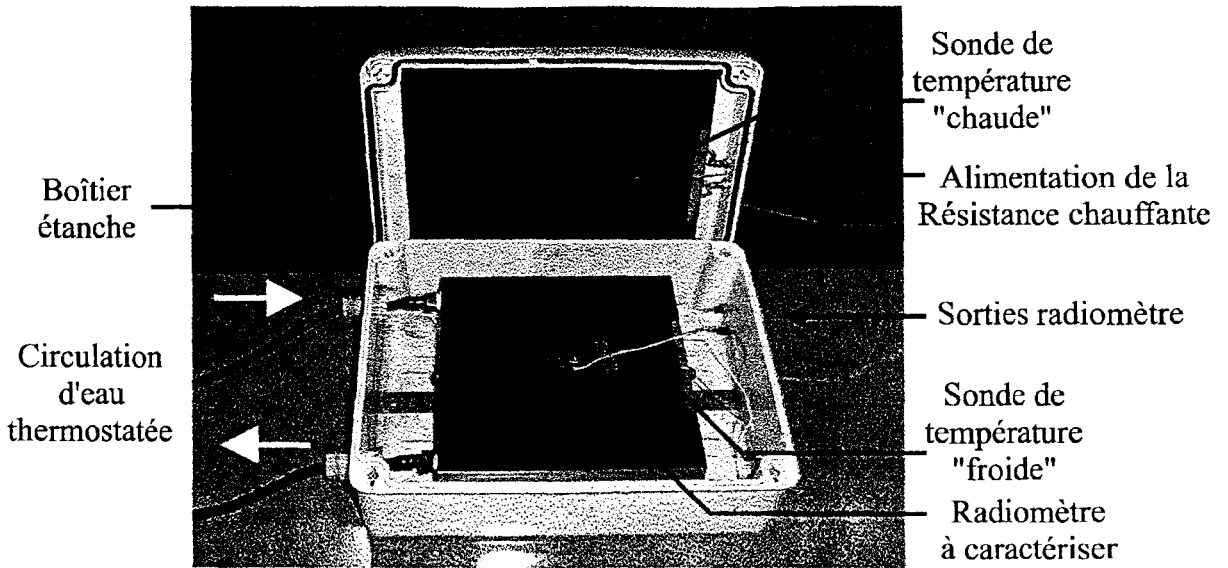


Figure II.14– Photographie du banc d'étalonnage utilisé au laboratoire

B.2.1 Définition de la sensibilité d'un capteur

Lorsque la distance séparant les deux plaques est imposée relativement faible ($D < 1\text{cm}$), le capteur se trouve dans des conditions d'influence totale, conformément au résultat de la **figure I.14** du chapitre I. Le modèle développé au **paragraphe I.D.4.2** permet alors d'établir dans ces conditions idéales, la relation donnant la fem aux bornes du capteur en fonction de la température des deux plaques :

$$V_c = \mathcal{S}_{(\epsilon_c)} \sigma_r (T_p^4 - T_c^4) \quad (\text{V}) \quad [\text{II.1}]$$

La détermination de la grandeur \mathcal{S} caractérisant le capteur à partir de cette relation, nécessite la connaissance de l'émissivité ϵ_c équivalente au plan du radiomètre. Sa détermination étant délicate dans une procédure susceptible d'être renouvelée pour chaque capteur, il est possible de définir une sensibilité équivalente ramenée à un élément de référence présentant les caractéristiques d'un corps noir. A cet effet, en termes de définition du mesurande, objet de la procédure d'étalonnage, les conditions idéales précédemment discutées conduisent à une représentation fonctionnelle équivalente au sens de la relation Eq[II.1].

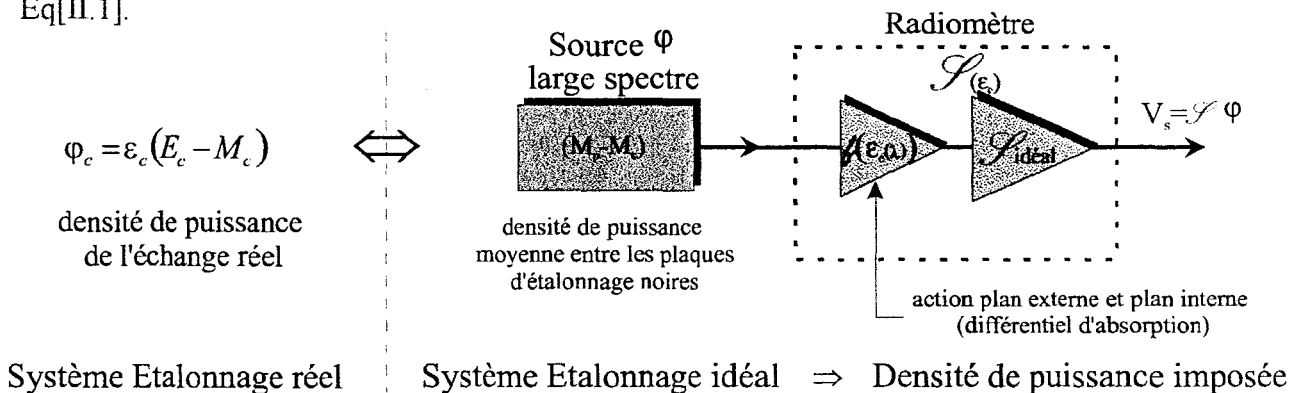


Figure II.15– Représentation fonctionnelle de l'étalonnage d'un radiomètre ADD

Sur un plan “analyse de système”, la relation $\frac{V_c}{\varphi}$ où $\varphi \leftrightarrow (E_c - M_p)$ définit une sensibilité propre à la thermopile en présence d’un bilan d’échange caractérisé par une densité de puissance φ que l’on observerait localement au centre des zones parfaitement absorbantes d’un capteur idéal. Une telle définition est essentielle tant sur le plan théorique pour permettre de qualifier une thermopile à l’aide de modélisations numériques ou analytiques^[I.C.], que sur un plan pratique, dans le cas idéal où φ constituerait un apport énergétique quasi monochromatique (source cohérente : LASER, MASER), réglable en outre sur toute la gamme spectrale (constitution d’un spectre blanc).

L’action du différentiel d’absorption caractérisant le revêtement collecteur du radiomètre entraîne, vis à vis du bilan réel des échanges radiatifs, la prise en compte d’une émissivité équivalente propre au capteur. Il importe donc, dans un premier temps, d’en définir une expression simple puis d’évaluer les conséquences liées à la comparaison entre une structure idéale présentant des réflecteurs et absorbants parfaits et une structure réelle.

B.2.2 Emissivité apparente d’un radiomètre ADD idéal. Qualification du comportement sur un plan externe

Le radiomètre ADD étant constitué d’une thermopile planaire recouverte par un collecteur constitué d’une juxtaposition de bandes alternativement brillantes et absorbantes, tel que le précise la **figure II.16**, nous devons avant toute chose, nous assurer que l’interaction géométrique (facteur de forme) entre les éléments de l’interaction tripartite reste sensiblement la même pour tous les motifs en forme de bandes constituant le capteur.

Cette étude découle directement des résultats exposés au **paragraphe I.B.3.3.2**. Il en ressort, pour le décalage de 0,5 cm (soit $L_c/2$) d’un capteur de surface 1x1 cm² disposé en regard d’une plaque de 20x20 cm², que la variation reportée sur le facteur de forme ($F_{cp} \approx 0.99$) n’excède pas 4.10^{-4} , c’est à dire 0,04 %. On peut donc admettre sans difficulté l’invariance du facteur de forme caractérisant les bandes du collecteur pour un radiomètre en situation d’étalonnage.

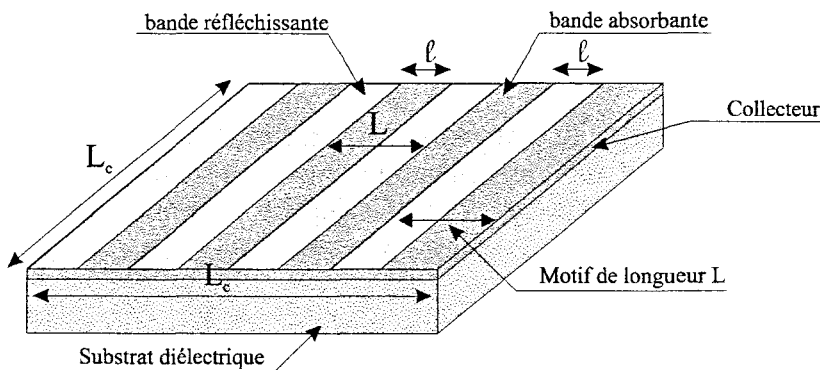


Figure II.16– Vue simplifiée d’un radiomètre ADD permettant l’analyse thermique fondamentale de son fonctionnement^[I.C.35]

B.2.2.1 Détermination de ε_c par le calcul du bilan de flux net échangé

On applique à présent, le modèle régissant les échanges radiatifs, sur une bande de surface dS et d'émissivité ε_{ba} ou ε_{br} . En situation d'étalonnage (influence totale), le facteur de forme F_{cp} est très proche de l'unité, et sa valeur exacte est aisément obtenue à l'aide des tracés de la **figure I.14**; ainsi, pour une plaque $15 \times 15 \text{ cm}^2$ située à 1 cm de distance d'un capteur de $1 \times 1 \text{ cm}^2$, $F_{cp} = 0,98$.

Dans ces conditions particulières, le flux échangé par une bande élémentaire s'écrit, conformément à la relation Eq[I.66] :

$$\Phi_b = dS_b \cdot \varepsilon_b \cdot [\varepsilon_p \cdot M_p - M_b + (1 - \varepsilon_p) \cdot M_a]$$

où l'indice b désigne une bande élémentaire de capteur

L'émissivité de la source étant sensiblement égale à l'unité ($\varepsilon_p \approx 0,98$), la relation peut se simplifier et devient :

$$\Phi_b = dS_b \cdot \varepsilon_b \cdot (M_p - M_b) \quad [\text{II.2}]$$

Considérons un motif rapporté à un radiomètre ADD : ce motif comprend par constitution l'association de deux zones respectivement absorbante et réfléchissante. Dans des conditions idéales, compte tenu des hypothèses sur le corps gris, il est possible de considérer chaque bande affectée d'une émissivité totale respective ε_{ba} ou ε_{br} . Il est montré par ailleurs ^[17, pp 132-134] qu'une telle configuration est optimale lorsque les bandes possèdent une largeur identique égale à la demi-longueur d'une cellule de la thermopile plane, chaque zone cumulant alors une surface effective égale à la moitié de la surface active du détecteur.

En considérant un capteur constitué d'un nombre identique de bandes absorbantes et réfléchissantes d'émissivité respective ε_{ba} ou ε_{br} , le flux net échangé à la surface d'un tel radiomètre se décline en deux composantes relatives respectivement aux zones réfléchissantes (Φ_{br}) et aux zones absorbantes (Φ_{ba}) :

$$\Phi_{br} = \sum_n S_n \cdot \varepsilon_{br} \cdot (M_p - M_{br}) = \frac{S_c}{2} \cdot \varepsilon_{br} \cdot (M_p - M_{br}) \quad [\text{II.3}]$$

$$\Phi_{ba} = \sum_n S_n \cdot \varepsilon_{ba} \cdot (M_p - M_{ba}) = \frac{S_c}{2} \cdot \varepsilon_{ba} \cdot (M_p - M_{ba}) \quad [\text{II.4}]$$

Il convient en pratique de rechercher les caractéristiques d'un élément équivalent au capteur, ayant même surface, mais présentant une émissivité homogène et une température de surface isotherme. Cette dernière considération demande en fait à examiner les émittances M_{br} et M_{ba} pour définir à quelles conditions le critère d'isothermie est vérifié.

L'étude de la conduction tridimensionnelle dans une structure ADD^[7] montre qu'en pratique, la différence de température entre les centres respectifs des zones absorbantes et réfléchissantes est de l'ordre de $0,2 \text{ }^\circ\text{C/kW.m}^2$, de sorte que dans des conditions normales d'utilisation (éclairage énergétique inférieur à dix fois la constante solaire), les émittances totales ne diffèrent jamais de plus de 2%, lorsque la face inférieure du capteur est maintenue à température ambiante. L'hypothèse d'isothermie superficielle étant applicable les émittances vérifient la relation $M_{br} \approx M_{ba} = M_c$. Un élément équivalent ayant une surface identique à

celle du capteur et présentant une émissivité homogène ε_c , fait l'objet d'un bilan d'échange de flux net défini par la contribution des deux composantes selon la relation :

$$\Phi_{C_{net}} = \Phi_{br} + \Phi_{ba} = S_c \cdot \varepsilon_c \cdot (M_p - M_c) \quad [II.5]$$

Ainsi, l'émissivité équivalente a pour valeur :

$$\varepsilon_c = \frac{\varepsilon_{br} + \varepsilon_{ba}}{2} \quad [II.6]$$

Remarque :

Au sens général de la **figure II.16**, et compte tenu de la complexité liée à l'aspect spectral des émissivités, il est conceptuellement essentiel de respecter le découplage entre l'analyse de ε_c et la recherche du facteur $\mathcal{S}_{idéal}$, fonction structurale de la thermopile découlant du **paragraphe I.C**. Il convient toutefois de rappeler qu'une première approche du problème spectral est traitée par S.Sakly^[69], approche dont les conséquences expérimentales sont traitées par H.Randrianarisoa^[25].

Il résulte des considérations précédentes que, sur le plan externe, un radiomètre ADD présente une émissivité *composite* apparentée au comportement de "mode commun" caractérisant les absorptions respectives des bandes réparties sur le collecteur. En ce sens, l'analyse de la **figure I.26** conduisait à expliciter la terminologie de "mode commun". Il est ainsi manifeste qu'un **radiomètre ADD idéal** doit présenter une émissivité équivalente de 0,5. Ainsi, la *qualification du radiomètre sur le plan externe* conduit à représenter l'action globale du capteur sur le milieu extérieur, constitué *en général* par l'environnement à caractériser, ou *en particulier* par le système d'étalonnage.

B.2.3 Qualification des propriétés ADD sur un plan externe et sur un plan interne : radiomètres ADD non idéaux

L'analyse comparée selon ces deux critères permet de quantifier la dégradation causée par les salissures et le vieillissement d'un détecteur initialement idéal.

B.2.3.1 Plan externe

Le détecteur placé sur l'échangeur entraîne une perturbation locale (mais non significative d'un point de vue global) du transfert radiatif. Cette perturbation représente le comportement du capteur sur un plan externe, c'est à dire l'interaction moyenne entre la surface du plan de mesure et la densité de puissance incidente. A l'équilibre thermique, l'absorption d'une partie de cet apport énergétique (sensiblement 50 %, puisque $\varepsilon_c \approx 0,5$) est convertie en transfert de chaleur sensible échangée au travers du plan de base de la thermopile. Nous avons montré dans un premier temps au **paragraphe II.B.2.2.1** qu'une structure idéale de radiomètre ADD présente une émissivité $\varepsilon_c = 0,5$, propriété généralement admise intuitivement. Ce comportement est ensuite quantifié vis à vis de structures non idéales, de telle sorte qu'il devient possible d'écrire l'interaction globale *bipartie* entre un

élément équivalent au détecteur et son système réel d'étalonnage basé sur les lois du rayonnement du corps noir.

B.2.3.2 Plan interne

Bien que la définition d'un élément équivalent permette la connaissance des transferts de chaleur évalués au travers du plan de référence de la thermopile, il convient de remarquer que le détecteur ne saurait s'accommoder par principe d'un revêtement homogène d'émissivité ε_c . En effet, le mécanisme de base repose sur le **différentiel d'absorption** de chaleur induit au niveau des éléments absorbants et réfléchissants du collecteur.

La qualification du détecteur sur le plan interne vise à rapporter vis à vis de ε_c la partie "active" de la densité de puissance incidente participant à la génération de la tension Seebeck. C'est en ces termes que les modèles analytiques développés au **paragraphe I.C.2.2.5**, explicitant le comportement différentiel sur le plan interne des transferts thermiques par conduction, sont applicables.

B.2.3.3 Indice de dégradation

En assimilant le masquage partiel de la surface de mesure par des traces de gel silicone ou de poussière, à une altération respective des émissivités ε_{ab} et ε_{br} , un indice de salissure peut être défini. En effet, un étalonnage réalisé à deux reprises, avant mise en service d'un radiomètre puis après son usage prolongé en milieu agressif, met en évidence une dégradation des performances, dont la quantification résulte d'un bilan en termes de flux net absorbé.

L'absorption différentielle entraîne la considération du flux absorbé de manière efficace, source de sollicitation effective de la thermopile planaire : il vient compte tenu des considérations de la **figure II.16** et du **paragraphe I.C.2.2.5**.

$$\Phi_{abs_{utile}} \Leftrightarrow \varphi_0 \cdot S_c \left(\frac{\varepsilon_{ba} - \varepsilon_{br}}{2} \right)$$

compte tenu des relations Eq[II.3] et Eq[II.4], l'absorption de mode commun, décrite par l'analyse sur le plan externe se traduit par le flux net :

$$\Phi_{abs_{Global}} \Leftrightarrow \varphi_0 \cdot S_c \left(\frac{\varepsilon_{ba} + \varepsilon_{br}}{2} \right)$$

Le rapport du flux net utile au signal thermoélectrique au flux net réellement absorbé conduit naturellement à quantifier un indice de dégradation

$$I_d = \left| \frac{\Phi_{abs_{utile}}}{\Phi_{abs_{Global}}} \right| = \left| \frac{\varepsilon_{ba} - \varepsilon_{br}}{\varepsilon_{ba} + \varepsilon_{br}} \right| \quad 0 < I_d < 1 \quad [II.7]$$

Cette quantité présente **une valeur unité dans le cas d'un radiomètre ADD idéal** ($\varepsilon_{ba} = 1$ et $\varepsilon_{br} = 0$). Les travaux de H.Randrianarisoa^[25,pp117-119] ont montré que les imperfections de réalisation ou le simple contact de la surface de mesure avec les doigts pouvait entraîner des dégradations de l'ordre de 15%, soit un indice de dégradation $Id \approx 0,85$. De fait, une telle situation liée à la réalisation et à la mise en place des détecteurs à étalonner ne caractérise pas une limitation propre au système d'étalonnage.

B.3 Limitations du système d'étalonnage

Afin de mettre en évidence les limitations propres au dimensionnement des radiomètres pouvant être caractérisés par un tel dispositif, nous avons effectué la caractérisation de deux échantillons de dimensions respectives $1 \times 1 \text{ cm}^2$ et $5 \times 5 \text{ cm}^2$. L'opération est menée successivement à l'aide du dispositif précédemment décrit, pour une distance inter plaques volontairement augmentée à $D=1 \text{ cm}$ et du même dispositif doté de plaques de dimensions $30 \times 30 \text{ cm}^2$. Le tracé de la **figure II.17** reproduit les courbes de caractérisation obtenues.

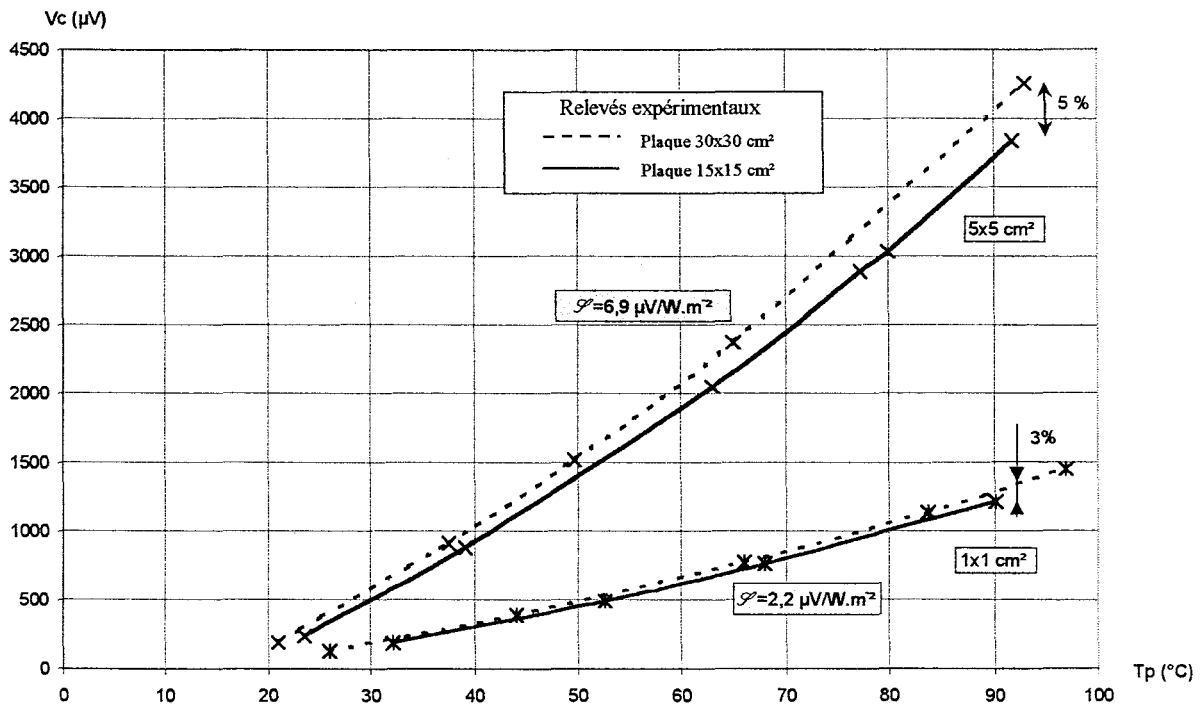


Figure II.17– Limitation pratique du système d'étalonnage pour les capteurs de grandes tailles pour une distance $D=1 \text{ cm}$ ($T_c=19 \text{ }^\circ\text{C}$)

Il apparaît une erreur de l'ordre de 5% sur la mesure du bilan radiatif déterminant la valeur de la sensibilité du capteur $5 \times 5 \text{ cm}^2$. Cette erreur est due à une réduction significative de la valeur du facteur de forme, dans les conditions d'influence avec la plaque de surface $15 \times 15 \text{ cm}^2$.

B.4 Exemples de résultats

La procédure d'étalonnage précédemment décrite est reconduite pour plusieurs points de mesure pour des températures de plaque comprises dans la gamme $[20..100 \text{ }^\circ\text{C}]$. Les

valeurs obtenues permettent d'obtenir les courbes d'étalonnage illustrées sur la **figure II.18** pour un capteur réalisé en technologie "laminé-collé" sur support kapton ($1 \times 1 \text{ cm}^2$) et deux autres réalisés en microtechnologie montés respectivement sur substrat de verre ($5 \times 5 \text{ mm}^2$) et de kapton. De tels tracés permettent de rendre compte de la bonne linéarité des radiomètres ADD. Cette dernière résulte, notamment, de la faible différence de température affectant la structure entre les jonctions chaudes et les jonctions froides, typiquement de l'ordre de $0,2 \text{ °C/kW.m}^{-2}$.

Compte tenu de la résistance de contact non nulle, la précision de la mesure des températures est de l'ordre de 1 °C . De ce fait, la précision reportée sur la sensibilité obtenue est de l'ordre de 5% .

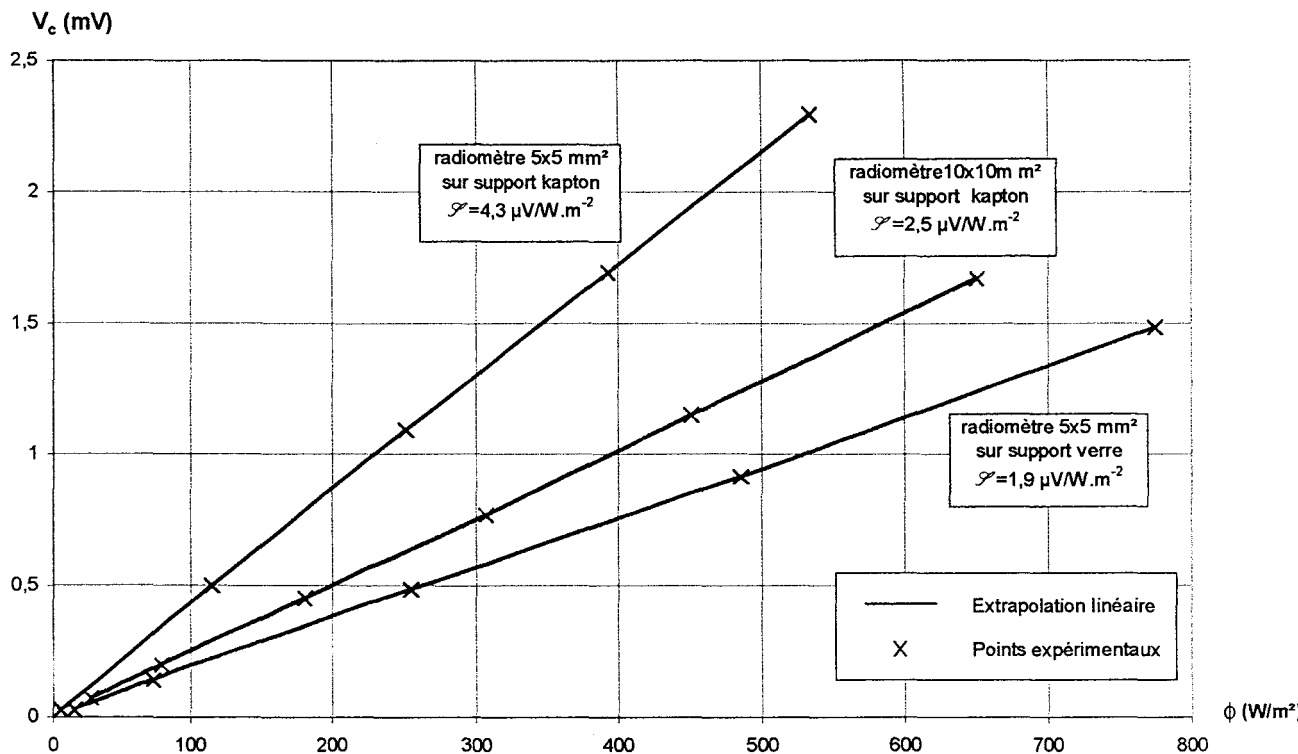


Figure II.18– Courbe d'étalonnage des radiomètres ADD

Afin d'évaluer la linéarité de la réponse du radiomètre en fonction de la température, une deuxième procédure de mesure a été réalisée sur les mêmes échantillons, en maintenant pour chaque point de mesure, la différence ($T_p^4 - T_c^4$) constante ; ainsi le suivi du relevé de la fem aux bornes de ces derniers renseigne directement sur l'éventuelle dérive de la sensibilité du radiomètre.

La stabilité de la sensibilité globale du capteur est ainsi mise en évidence sur la **figure II.19** représentative de la situation précédente, respectée pour une gamme de température [$20..80 \text{ °C}$] imposée au capteur. Cette stabilité est intrinsèquement obtenue grâce aux faibles différences de température caractérisant la **structure ADD**.

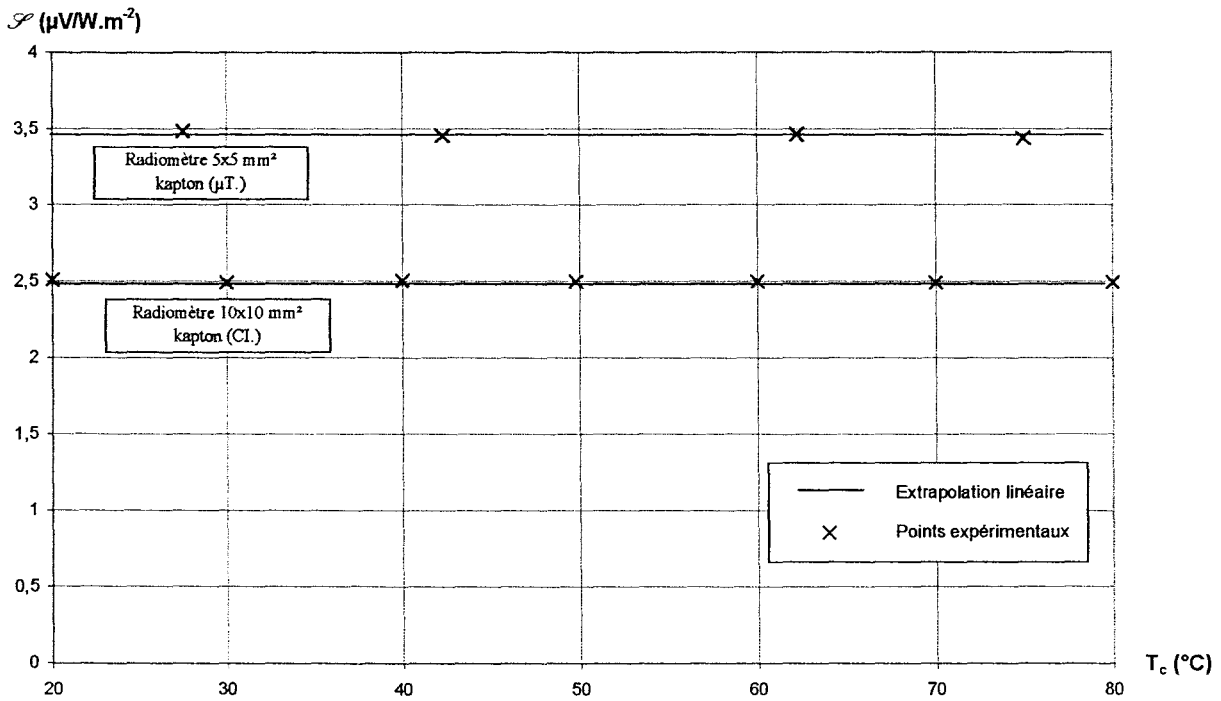


Figure II.19– Evolution de la sensibilité vis à vis de la température du capteur (CI. et μT .)

B.4.1 Valeurs typiques des sensibilités mesurées pour diverses technologies de radiomètres ADD

Pour les capteurs couramment utilisés au laboratoire depuis 1997, les ordres de grandeurs des sensibilités rencontrées sont les suivants :

Capteur	S ($\mu\text{V}/\text{W}\cdot\text{m}^2$)	R ($\text{k}\Omega$)	NEPD _(20°C) ($\text{W}\cdot\text{m}^{-2}\cdot\text{Hz}^{-1/2}$)	NETD (mK)	Dynamique (dB)
	T=20 °C				
A	2,5 à 3,5	2	$1,89\cdot 10^{-3}$	0,33	84
B	0,6 à 0,8	7	$15,2\cdot 10^{-3}$	2,15	80
C	3,5	45	$7,7\cdot 10^{-3}$	1,35	70
D	7 à 13	28	$2,37\cdot 10^{-3}$	0,37	85
E	10	70	$3,36\cdot 10^{-3}$	0,59	78

Avec les équivalences suivantes :

- A. Radiomètres ADD 1^{ère} génération réalisés sur support kapton^[61,39], surface 10x10 mm²
- B. Radiomètres ADD 2^{ème} génération réalisée sur support en verre^[18], surface 3x3 mm²
- C. Thermopile Heimann (TPS 434)^[D14]
- D. Radiomètres ADD 3^{ème} génération réalisés par A. Ebongué^[44], surface 5x5 mm²
- E. Thermopile DTS^[D17]

Tableau II.1– Caractéristiques de quelques radiomètres

B.5 Détermination du diagramme de rayonnement

B.5.1 Détermination globale à deux dimensions

Le diagramme de rayonnement permet de déterminer l'angle d'ouverture optique des capteurs. Le plus fréquemment, le diagramme constitue une majoration de l'angle réellement utilisé, compte tenu d'une protection latérale du champ imposé au profit de la détectivité spécifique^[15,31]. Ces considérations définissent la taille de la zone réellement observée sur la cible par le radiomètre, zone sur laquelle la température va être moyennée. La connaissance du diagramme permet également de déterminer la distance maximale séparant le capteur et la cible, pour une mesure fiable de sa température.

Le système utilisé, est constitué d'une plaque massive en aluminium, assurant à la fois la stabilité mécanique de l'ensemble de par sa masse, et le rôle de puits thermique en maintenant le capteur en condition isotherme durant tout le processus de mesure. Cette caractéristique constitue une nette amélioration vis à vis des montages de l'art antérieur^[10], affectés d'une dérive lente observable en régime permanent.

La source infrarouge est réalisée à l'aide d'une ampoule halogène de moyenne puissance (100 W), dont le filament de tungstène, porté à environ 2000 °C, donne un maximum d'émission vers 1 μm . L'enveloppe en quartz constituant l'ampoule contribue, elle aussi, à une part de l'énergie rayonnée. Elle est portée à moyenne température (environ 200 °C), le maximum d'émission se situant vers 6 μm . Ces deux émissions combinées assurent que la majeure partie de l'énergie rayonnée se trouve dans la fenêtre spectrale^[60] de sensibilité du capteur.

Le schéma du système complet est décrit sur la **figure II.20**.

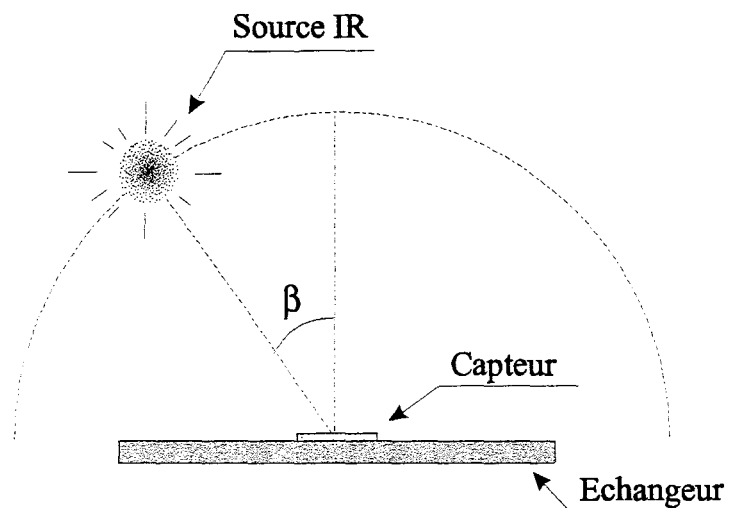


Figure II.20– Diagramme de rayonnement

Compte tenu, de l'aspect énergétique des grandeurs caractérisées, l'atténuation G_{dB} est définie par l'expression :

$$G_{dB} = 10 \cdot \text{Log} \frac{V(\beta)}{V(\beta = 0)} \quad (\text{dB}) \quad [\text{II.8}]$$

La détermination du diagramme est effectuée avec un balayage selon une seule direction par rapport à l'élément sensible. La **figure II.21** illustre les résultats obtenus pour différents types de radiomètres.

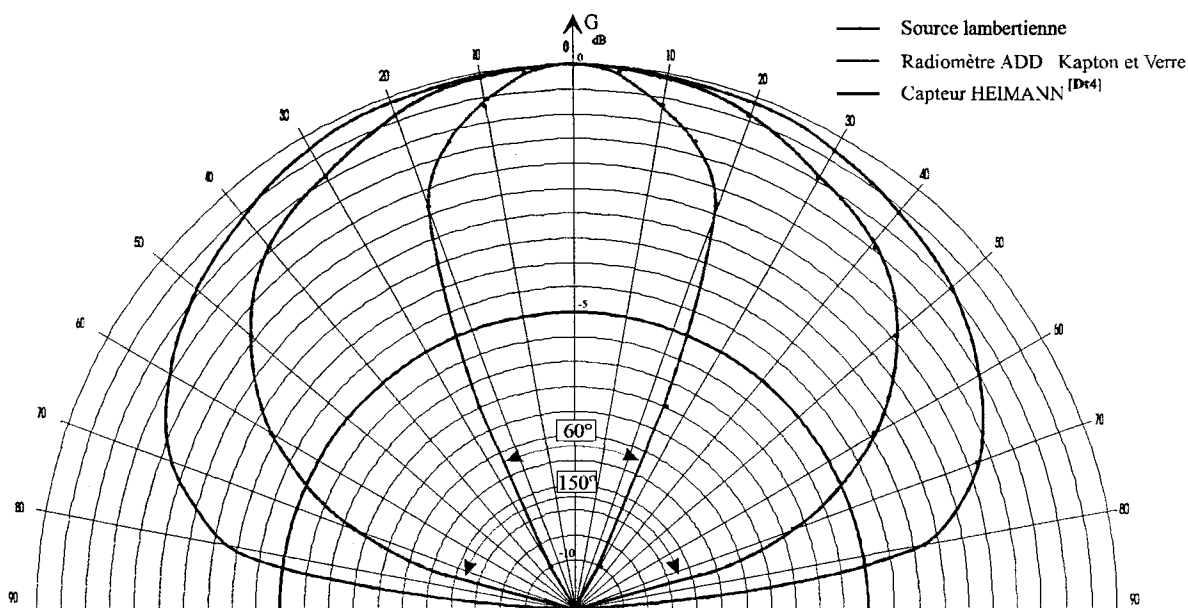


Figure II.21– Diagramme d'influence de divers radiomètres thermiques

B.5.2 Diagramme polaire à trois dimensions

Afin d'évaluer le comportement d'un radiomètre en conditions réelles de mesure, nous avons étendu les résultats précédents à la prise en compte de deux degrés de liberté caractérisant la source ponctuelle. Ainsi, le tracé précédemment établi a été reconduit pour différentes positions angulaires en site et azimut du capteur par rapport à l'axe de balayage de la source chaude, conformément à la **figure II.22**.

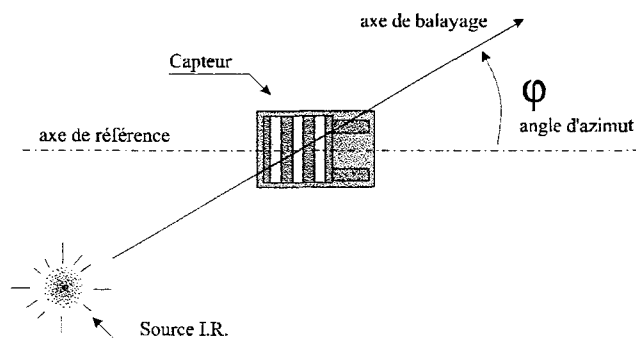


Figure II.22– Diagramme de rayonnement à 2 dimensions

Une vue globale du système de caractérisation utilisé est représentée sur la **figure II.23**, indiquant les différents angles ainsi que les positions relatives de la source IR et du radiomètre à caractériser. Sur cette photographie, l'ampoule (source IR) est sous alimentée afin de permettre une vue détaillée des éléments.

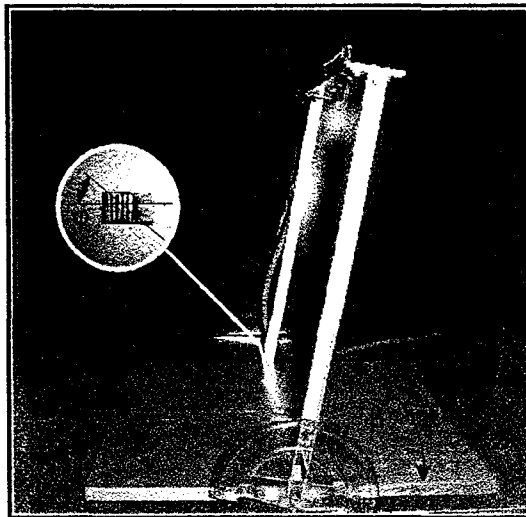


Figure II.23– Photographie du banc de caractérisation du diagramme de rayonnement

Les résultats obtenus à l'aide de ce système sont reportés sur le diagramme polaire représenté ci-dessous.

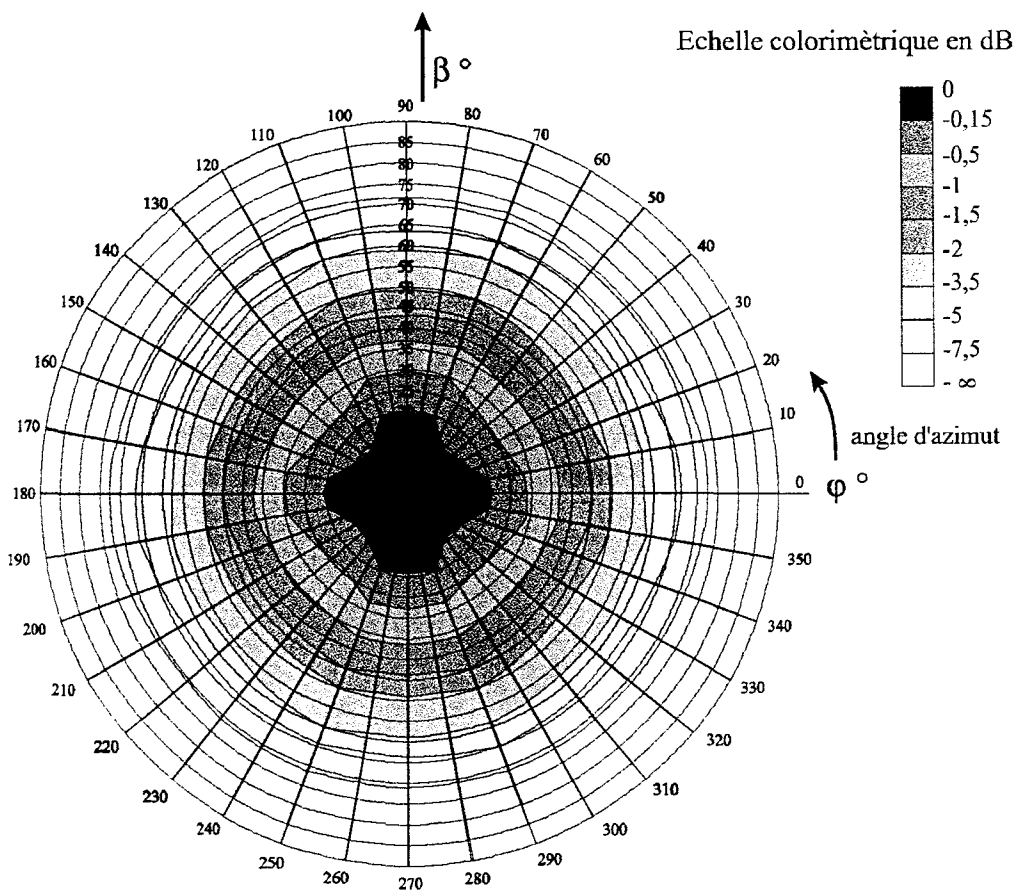


Figure II.24– Diagramme polaire projeté de la sensibilité d'un radiomètre ADD standard de 1x1 cm²

Remarques :

Les résultats reportés sur le diagramme de la **figure II.24**, indiquent qu'en pratique, les radiomètres ADD réalisés au laboratoire sont sensibles à l'énergie rayonnée provenant d'une surface sensiblement circulaire.

Les différents diagrammes obtenus sur la **figure II.21** illustrent une différence importante entre les deux familles de capteurs. Les détecteurs Heimann^[D14] sont affectés d'un angle de visée plus pointu, puisque l'angle du cône de rayonnement n'excède pas 60°, alors qu'il atteint 150° pour le radiomètre à absorption différentielle distribuée^[19,20]. Cette différence réside essentiellement dans la présence du boîtier dont la fenêtre de protection limite l'angle de vue afin de présenter une meilleure caractéristique de détectivité spécifique ($E_q[I.34]$)^[15].

B.5.2.1 Structures montées sur membrane : TPS434 HEIMANN^[D14]

Au vu de l'angle d'ouverture étroit d'une telle structure encapsulée, ce type de détecteur se destine tout particulièrement à des applications où la distance séparant le capteur de la cible est grande. La présence du boîtier limite l'utilisation à des mesures de température sans contact effectuées exclusivement par le biais d'une *méthode directe*^[III.A]. En effet, dans l'éventualité d'une *mesure active*^[III.B], le chauffage de l'ensemble de la structure est rendu très difficile en raison des dimensions du boîtier. Ainsi, l'homogénéité en température du plan de référence de l'élément sensible ne peut pas être assurée avec un temps de réponse raisonnable ; on constate expérimentalement que la différence de température entre le sommet du boîtier et les jonctions de références induit une tension d'offset significative qui entache les mesures d'une erreur systématique, dont la valeur dépend des conditions d'échanges extérieures au boîtier.

B.5.2.2 Radiomètres ADD

Les radiomètres ADD avec leur grand champ d'ouverture, sont parfaitement adaptés pour intégrer des mesures sur de grandes surfaces. L'encapsulation des versions kapton en technologie "laminé-collé" peut cependant rester envisageable malgré leur grande surface ne pouvant pas le plus souvent être logée dans des boîtiers standards. Les radiomètres réalisés en technologie couches minces ($\mu T.$) sur substrat de verre ou de polyimide, peuvent, quant à eux, aisément trouver place dans un boîtier métallique TO 107 habituellement utilisé pour les transistors de moyenne puissance. A cet effet, un prototype *encapsulé* a été réalisé pour les besoins de l'application décrite au **paragraphe III.C.2**.

Une alternative intéressante pour réduire l'angle d'ouverture peut être trouvée pour les technologies "laminé-collé" sur kapton en plaçant le capteur au sommet d'un cône réflecteur ou au foyer d'une parabole, permettant d'accroître considérablement la distance de mesure, tout en gardant une influence minimale de l'environnement^[47,48,52].

B.6 Considération spectrale

Le spectre d'absorption du matériau constituant le collecteur, conditionne la sensibilité spectrale $\mathcal{S}(\lambda)$ du radiomètre réalisé. Afin de qualifier le comportement des différents

radiomètres réalisés au laboratoire, une étude comparative a été réalisée par H.Randrianarisoa lors de son travail de thèse^[25]. Les tracés de la **figure II.25** sont relatifs à trois technologies de capteur ; les cantilevers, les radiomètres ADD en technologie CI. et μ T. La mesure est effectuée en maintenant le radiomètre à température constante égale à 20 °C tandis que la source, un corps noir industriel^[annexe1], d'émissivité $\epsilon=0,98$, voit sa température évoluer dans la gamme [20..1200 °C].

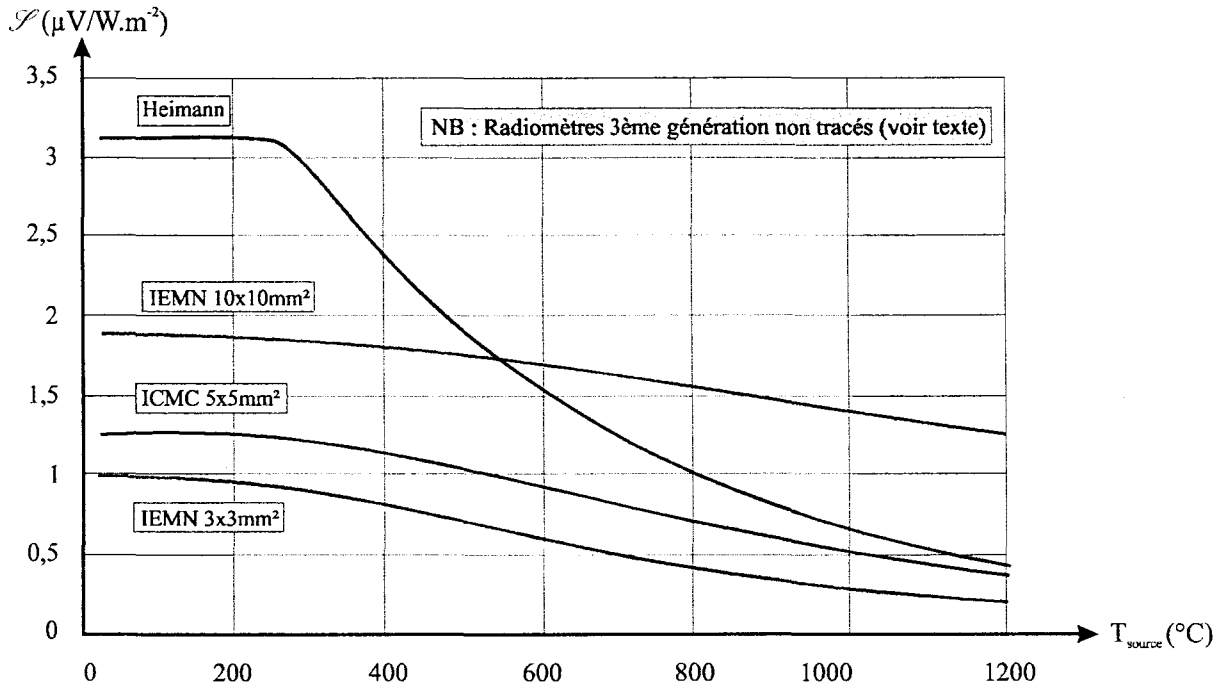


Figure II.25–Sensibilité de différents radiomètres pour une température de cible comprise dans la gamme [20 ..1200 °C]

Ces tracés nous renseignent directement sur les propriétés spectrales des matériaux utilisés ; en effet, lorsque la température de la source augmente, ses propriétés spectrales se modifient, notamment suite au déplacement du maximum d'émission vers les courtes longueurs d'ondes, conformément à la loi de Planck. Ainsi, à 300 K le maximum se situe vers 9 μm , alors qu'à 1000 K, il se situe vers 2,5 μm .

La variation significative de la sensibilité du capteur Heimann (technologie cantilever sur membrane), illustre l'effet de la fenêtre de protection. Au-delà de 250 °C (520K), une part du spectre rayonné par la source est tronquée dans sa partie la plus énergétique, entraînant une rapide décroissance de la fem délivrée par le radiomètre.

Le comportement des capteurs IEMN et ICMC (CI. et μ T), dépourvu de fenêtre est caractérisé par une lente décroissance de sa sensibilité équivalente, celle-ci étant due au matériau constituant le collecteur. Toutefois, l'emploi conjugué de verre et de nitrure de silicium (Si_3N_4), pour réaliser le collecteur des premières générations de radiomètres en microtechnologie, conduit à une décroissance plus marquée de leur sensibilité équivalente à haute température. A cet effet, la dernière génération de microcapteurs réalisée par A.Ebongué^[44], présente un collecteur en polyimide kapton[®], présentant une caractéristique similaire à celle des réalisations CI., mais avec une sensibilité notablement augmentée, puisqu'elle est en moyenne de 10 $\mu\text{V}/\text{W}\cdot\text{m}^2$.

C Technologies d'interface des radiomètres ADD.

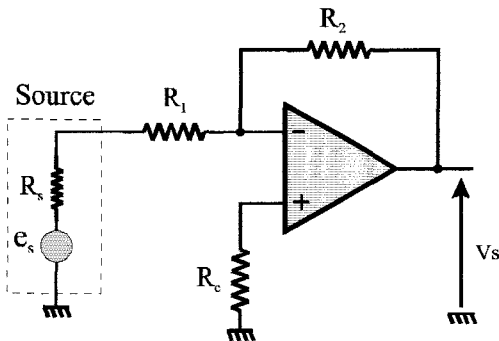
C.1 Amplification des signaux

Les faibles signaux issus du radiomètre (de quelques μV à quelques mV) doivent être fortement amplifiés avant de pouvoir être exploités par un système quel qu'il soit. L'étage amplificateur doit être conçu avec grand soin, car de ses qualités dépend la précision des mesures. La valeur significative du gain (environ 1000), ne peut être aisément réalisée que par le biais d'un amplificateur opérationnel, composant le plus apte à garantir simplement à la fois une grande résistance d'entrée et un grand gain.

C.1.1 Choix de l'amplificateur

En règle générale, compte tenu des finalités industrielles de ces travaux, l'objectif lors de la sélection d'un amplificateur opérationnel est de choisir le circuit le moins coûteux répondant aux spécifications imposées. Cela suggère que les modèles à usage général constituent le meilleur choix dans les applications pour lesquelles ils répondent au cahier des charges. Lorsqu'ils ne sont pas utilisables, cela est généralement du aux limitations de trois types : bande passante, tension de décalage et dérive dans le temps.

Amplificateur inverseur

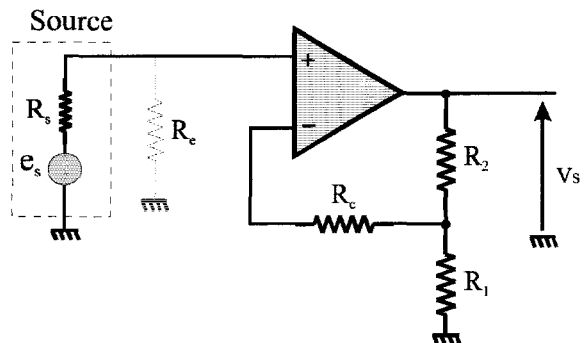


Pour $R_c=0$, la tension de sortie s'exprime :

$$V_s = -\frac{R_2}{R_1} \left[e_s + \underbrace{(R_s + R_1) \cdot i_b + \frac{R_1 + R_2}{R_2} e_{off}}_{V_d} \right]$$

Figure II.26a– Montage amplificateur inverseur

Amplificateur non inverseur



Pour $R_c=0$ la tension de sortie s'exprime :

$$V_s = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left[e_s + \underbrace{R_s i_b + e_{off}}_{V_d} \right]$$

Figure II.26b– Montage amplificateur non-inverseur

Dans ces expressions, i_b est le courant de polarisation issu des entrées du circuit intégré (valeur typique 10 à 20 nA), e_{off} représente la tension de décalage interne rapportée sur l'entrée positive (valeur typique entre 10 μV et 1 mV). L'ensemble des perturbations relatives à ces deux grandeurs est noté V_d .

Valeurs typiques des résistances pour un gain 1000 : $R_2/R_1 \# 1000$

La première limitation ne nous concerne pas dans cette application, puisque le système ne traite que des tensions sensiblement continues. A cet égard, la bande passante est volontairement limitée à [0..5 Hz] par un filtrage dans la boucle de contre réaction. Par contre la deuxième et la troisième limitation, revêtent une grande importance vis à vis de l'amplitude des signaux traités.

Quoiqu'il en soit, dans la majorité des cas, le choix final d'un amplificateur est dicté par ses caractéristiques d'offset et de dérive. Pour faire un choix, il est nécessaire d'étudier les conditions de fonctionnement du système, notamment l'impédance d'entrée qui engendre un décalage suite à l'existence de courants de polarisation non nuls dans les entrées du circuit. Les circuits réalisés sont généralement construits autour des montages amplificateurs inverseur et non-inverseur de la **figure II.26**.

C.1.2 Considérations sur l'impédance d'entrée

L'impédance d'entrée R_e de l'amplificateur est essentiellement conditionnée par la configuration du circuit. Le choix de sa valeur dépend principalement de l'erreur admise et des contraintes de charge tolérées par la source.

L'examen des schémas des montages de la **figure II.26** montre clairement que l'impédance d'entrée du montage amplificateur réalisé en configuration non-inverseur est beaucoup plus élevée. La valeur reste sensiblement égale à celle présentée en mode commun, soit typiquement $10^{11}\Omega$ pour les circuits à entrées FET tel que le LF356 (Motorola, Texas instrument, ...). La faible valeur présentée par la configuration inverseur est essentiellement due au bouclage du circuit, la masse virtuelle alors créée réduisant l'impédance d'entrée de l'amplificateur à une valeur sensiblement égale à R_1 .

Compte tenu de la résistance interne des capteurs utilisés, notamment ceux réalisés en microtechnologie pouvant atteindre 100 k Ω , l'amplificateur doit présenter une résistance d'entrée au moins égale à 1 M Ω , entraînant tout de même pour cette valeur extrême, une erreur sur le gain d'environ 10 % comme le montre la **figure II.27** : la résistance interne du montage inverseur étant conditionnée par la résistance R_1 , il s'ensuit un dimensionnement aberrant de la résistance de contre-réaction R_2 (1000 M Ω pour un gain 1000). Cette configuration ne se montre donc pas adaptée à la réalisation d'un amplificateur à fort gain et grande résistance interne.

Le montage non-inverseur, quant à lui, ne présente pas cet inconvénient, puisque la résistance interne ne dépend que du circuit intégré lui-même. Cependant, dans la pratique, son impédance est souvent limitée à l'aide d'une résistance R_e de valeur élevée (1 à 10 M Ω) afin d'obtenir une tension de sortie nulle en l'absence de signal d'entrée. Cette limitation a pour conséquence un affaiblissement du signal introduisant une erreur qu'il est toutefois facile de compenser en augmentant légèrement le gain de l'amplificateur.

Afin de fixer l'ordre de grandeur de l'erreur sur le gain imputable au choix de la résistance d'entrée R_e , nous avons représenté sur le graphique de la **figure II.27**, l'erreur résultante pour différentes résistances d'entrées.

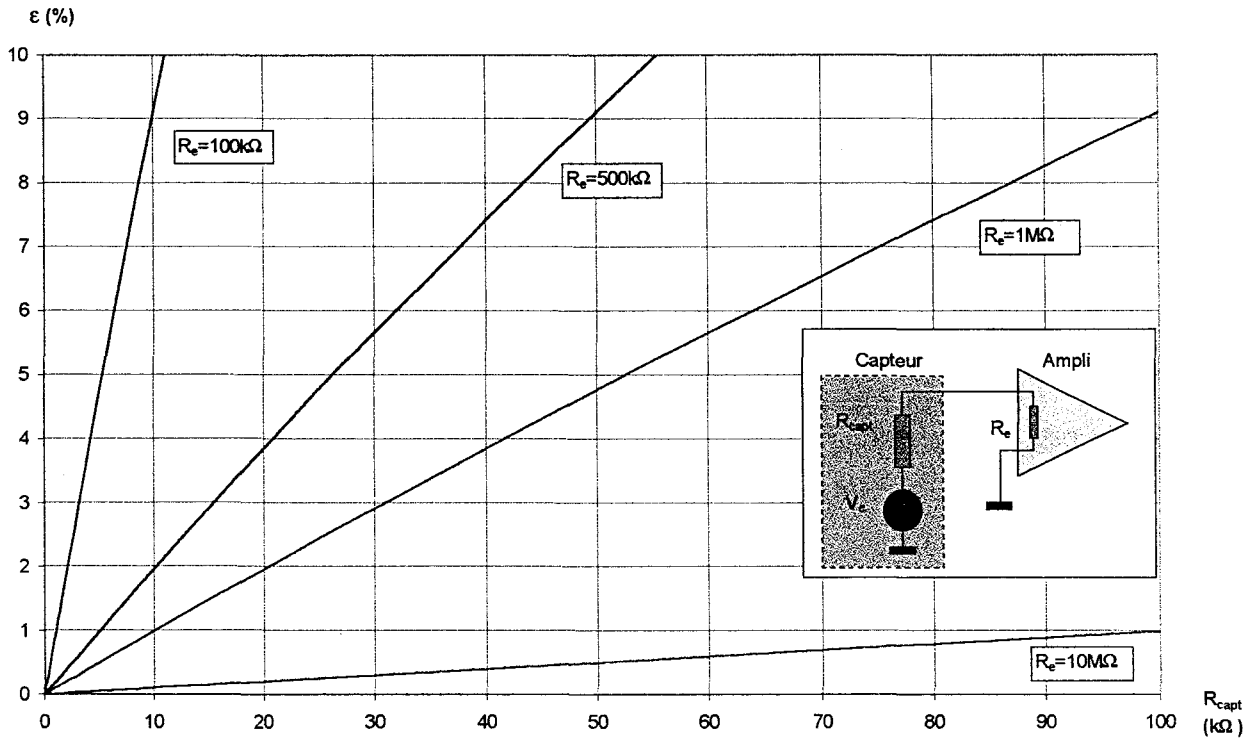


Figure II.27– Erreur sur le gain attribuable à la résistance interne de l'amplificateur

Remarque :

Le choix d'une impédance d'entrée relativement élevée est également nécessaire afin que l'amplificateur n'impose pas la circulation d'un courant trop important dans le capteur, entraînant inévitablement un échauffement de la thermopile par effet Joule ainsi qu'une perturbation de l'équilibre des thermojonctions par effet Peltier. Ces deux effets conjugués seraient susceptibles d'entraîner, au second ordre, une diminution de la valeur de la fem, induisant une erreur systématique sur la mesure.

C.1.3 Tension de décalage (tension "d'Offset")

L'erreur de décalage est constituée de deux composantes de natures différentes ; elle résulte d'une part, de la chute de tension induite dans la résistance interne de la source, suite à la circulation des courants de polarisation, et d'autre part, d'une dissymétrie des éléments constituant l'étage différentiel d'entrée du circuit intégré, provoquant une tension de décalage interne. L'action conjuguée de ces deux effets produit la tension de décalage V_d qu'il convient de minimiser.

L'action des courants de polarisation peut être facilement réduite en plaçant une résistance R_c conformément aux schémas de la **figure II.26** dont la valeur est choisie afin

d'obtenir la même impédance sur les deux entrées du circuit intégré. Ainsi, la chute de tension créée par l'action de i_b sur l'impédance d'entrée du circuit ainsi que sur la résistance interne de la source se trouve contrée par la chute de tension induite aux bornes de R_c (configuration inverseur) ou de l'ensemble R_c, R_1, R_2 (configuration non-inverseur). Les courants de polarisation n'étant pas rigoureusement identiques, il reste toujours une composante différentielle i_d à prendre en compte dans le calcul de V_s . Toutefois, sa valeur nettement inférieure à celle du courant i_b , peut être négligée dans la majorité des cas^[D112,D113].

Les relations de la **figure II.26** font apparaître l'influence de la tension d'offset globale V_d regroupant la tension de décalage interne de l'amplificateur et l'action des courants de polarisation. Sa compensation est possible sur de nombreux circuits sur lesquels, elle s'effectue le plus souvent à l'aide d'un potentiomètre ; bien que simple et efficace cette technique est sujette aux variations des conditions ambiantes (tension d'alimentation, température, chocs mécaniques) ainsi qu'à une lente dérive provoquée par le vieillissement du composant. Nous avons donc recherché une autre solution présentant de meilleures caractéristiques à long terme.

Remarque :

Les capteurs réalisés selon les technologies classiques sur kapton présentant une résistance interne inférieure à $2\text{ k}\Omega$ peuvent se passer de la résistance de compensation R_c . En revanche, les capteurs réalisés en microtechnologie, dont la résistance interne peut atteindre $100\text{ k}\Omega$ nécessitent son implantation afin de réduire l'influence des courants de polarisation. Par exemple, pour un courant $i_b=20\text{ nA}$ imposé par l'amplificateur (par exemple un OP 27) et une résistance interne de $100\text{ k}\Omega$ imposée par le détecteur, le capteur induit une tension de décalage de 2 mV à l'entrée, soit jusqu'à 2 V en sortie après une amplification à gain mille.

C.2 Amplificateurs "Chopper"

Afin de réduire l'influence de la tension de décalage e_{off} , les fabricants de circuits intégrés, notamment Linear Technology et Texas Instrument, ont conçu de nouveaux amplificateurs opérationnels de précision dits "*choppers*", caractérisés par une très faible tension d'offset. En apparence, ils ne se différencient pas des modèles classiques ; cependant, un examen plus approfondi de leur structure interne, reproduite sur la **figure II.28**, révèle un schéma plus sophistiqué mettant en œuvre deux amplificateurs interdépendants. Cette association permet d'annuler de façon dynamique et permanente la tension d'offset réduisant sa valeur effective ramenée à l'entrée, à une valeur typique de seulement $0,5\text{ }\mu\text{V}$, sans dérive notable dans le temps. Le schéma de la **figure II.28** représente l'architecture interne d'un tel circuit dans une configuration amplificateur inverseur.

Bien que ce type d'architecture soit désormais classique, l'intérêt de sa fonction de compensation d'offset, fondamental dans le domaine de l'instrumentation et des microsystèmes, justifie le rappel des principes de fonctionnement.

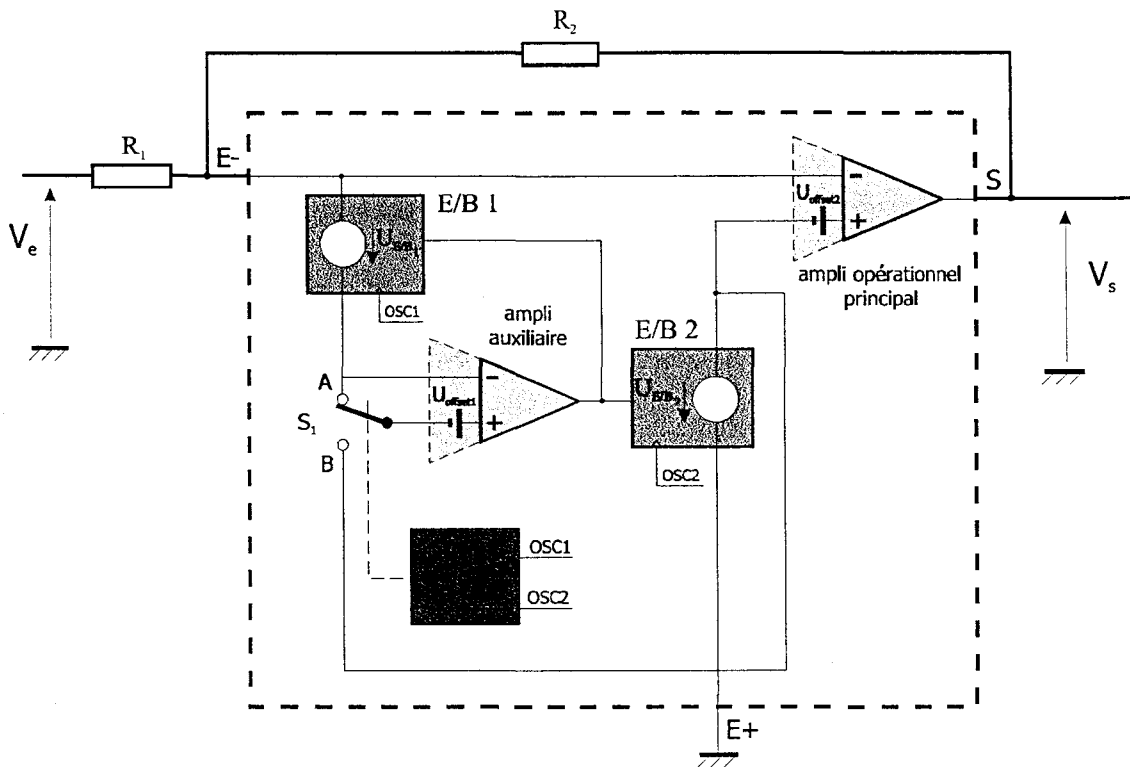


Figure II.28– Amplificateur à compensation à découpage

Le schéma de la **figure II.28** regroupe l'amplificateur principal, son homologue auxiliaire permettant d'en compenser le fonctionnement, deux échantillonneurs bloqueurs permettant de mémoriser les tensions d'offsets, et un oscillateur assurant le cadencement des différents sous-ensembles.

C.2.1 Principe de Fonctionnement

L'opération d'annulation de la tension de décalage, s'effectue en deux phases, et nécessite l'emploi d'un deuxième amplificateur opérationnel, pour compenser la tension d'offset de l'amplificateur principal. Cette association introduit inévitablement une seconde tension de décalage inhérente au circuit utilisé qu'il faudra également compenser.

a) 1^{ère} phase

Avant d'entreprendre la compensation de l'amplificateur principal, il faut au préalable compenser son homologue auxiliaire. C'est le but de cette 1^{ère} phase ; pour cela, le commutateur électronique S_1 du schéma de la **figure II.28** se trouve en position **A**. Les entrées de l'amplificateur auxiliaire (de gain unitaire), sont court-circuitées, sa sortie représente alors sa propre tension de décalage $U_{offset1}$. Celle-ci est mémorisée par l'échantillonneur bloqueur E/B 1. Le générateur de tension représenté dans le schéma de

E/B 1, prend alors la valeur $U_{E/B_1} = U_{Offset1}$. Cette tension est ensuite mise en série avec l'entrée de l'amplificateur auxiliaire, compensant ainsi la source $U_{Offset1}$.

b) 2^{ème} phase

L'amplificateur auxiliaire étant compensé, il est à présent possible d'effectuer une opération similaire sur l'amplificateur principal. L'interrupteur S_1 est maintenant en position **B**. Les entrées de l'amplificateur auxiliaire sont reliées à celles de l'amplificateur opérationnel principal. Etant compensé par E/B 1, sa sortie reproduit la tension d'offset $U_{Offset2}$ de l'amplificateur principal. Celle-ci est alors mémorisée par l'échantillonneur bloqueur E/B 2. Le générateur de tension représenté dans le schéma de E/B 2, prend alors la valeur $U_{E/B_2} = U_{Offset2}$. L'amplificateur principal, se trouve ainsi "parfaitement" compensé à son tour par E/B 2.

Ce cycle se répète plusieurs milliers de fois par seconde, si bien que l'amplificateur est compensé en permanence quelles que soient les perturbations extérieures (tension d'alimentation, température, vieillissement, ...)

En fait, bien qu'idéal sur le papier, ce système n'est pas parfait, suite à de faibles chutes de tension, notamment dans la résistance interne non nulle du commutateur électronique, ainsi qu'à l'existence d'un faible courant de décharge des capacités utilisées pour les échantillonneurs bloqueurs ; en conséquence, il reste tout de même une faible composante continue (typiquement $0,5 \mu\text{V}$, à comparer aux $1000 \mu\text{V}$ d'un amplificateur opérationnel standard de type 741).

Remarque 1 :

Bien qu'efficace pour réduire la tension d'offset d'origine interne, ces circuits étant dépourvus de réglage externe sont incapables de compenser la dérive causée par les courants de polarisation. Fort heureusement, leurs caractéristiques d'entrée étant de très bonne facture, celles ci ne connaissent qu'un courant de polarisation de l'ordre de 10 pA , soit nettement inférieur aux circuits classiques, de ce fait l'erreur constatée dans l'exemple du **paragraphe II.C.1.2** se réduit à $1 \mu\text{V}$ dans les mêmes conditions, réduisant l'erreur de décalage à une valeur acceptable.

Remarque 2 :

La technique de commutation utilisée permet également de contribuer à la réduction du bruit en $1/f$, important dans ce type de montage à circuits CMOS^[D113, D115]. Cette réduction se traduit en pratique par une stabilisation de la tension de bruit équivalente vers les basses fréquences à une valeur correspondant au bruit mesuré vers quelques kilohertz.

C.3 Calcul des composantes de bruit

Considérons le schéma de l'amplificateur non-inverseur de la **figure II.26b**, avec $R_c=0$ conformément à la **figure II.29**, les sources de bruit visibles sont les deux résistances R_1 et R_2 , le capteur proprement dit et l'amplificateur opérationnel. Les résistances introduisent un bruit de Johnson et le capteur son NEPD qui ne sera pas pris en compte dans ce calcul ; l'amplificateur opérationnel pour sa part, introduit à la fois un bruit en courant et un bruit en tension.

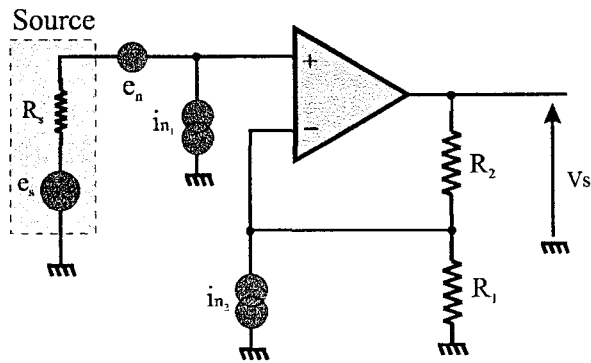


Figure II.29– Sources de bruit du montage amplificateur

Les contributions reportées à la sortie du montage pour les éléments précédemment énumérés sont regroupées dans le tableau ci dessous :

Composante	Origine	Contribution en sortie
R_1	bruit de Johnson	$\sqrt{4kT\Delta f R_1} \cdot G$
R_2	bruit de Johnson	$\sqrt{4kT\Delta f R_2}$
i_{n1}	bruit en courant de l'ampli	$i_{n1} \cdot R_s \cdot G$
i_{n2}	bruit en courant de l'ampli	$i_{n2} \cdot R_1 \cdot G$
e_n	bruit en tension de l'ampli	$e_n \cdot G$

Le bruit attribuable à R_s , n'est pas comptabilisé puisqu'il fait partie intégrante du NEPD

Avec G le gain du montage, défini par la relation : $G = 1 + R_2/R_1$
 k la constante de Boltzmann ($k = 1,38 \cdot 10^{-23} J \cdot K^{-1}$)
 Δf la bande passante.

Tableau II.2– Contributions des différentes sources de bruit

Compte tenu du caractère aléatoire des différentes sources de bruit, la composition des tensions de bruit se présente de manière géométrique (composition RMS). Il convient de rappeler que c'est en termes de valeur crête à crête (V_{pp}) que le praticien préfère caractériser les sources de bruit : en multipliant la valeur efficace (RMS) de bruit par $6,6^{[10][12]}$ la valeur crête à crête obtenue ne dépasse pas le résultat calculé dans 99,7% des cas.

Le bruit résultant des contributions précédemment mentionnées est obtenu en calculant la somme de toutes les contributions selon la relation :

$$V_{noise} \approx \sqrt{4kT\Delta f \cdot G \cdot R_2 + (in_1 \cdot R_s \cdot G)^2 + (in_2 \cdot R_2)^2 + (e_n G)^2} \quad (V_{RMS}) \quad [II.9]$$

Afin de comparer les performances en termes de bruit de différentes familles de circuits intégrés, nous considérons un amplificateur de gain 1000 construit autour du schéma de l'amplificateur non-inverseur de la **figure II.26b** à l'aide d'un composant choisi parmi trois technologies différentes (bipolaire, LinCMOS™ et Chopper). Les valeurs des composants externes sont maintenues identiques quelle que soit la configuration.

Les caractéristiques des amplificateurs opérationnels utilisés ainsi que les résultats obtenus en termes de bruit et de dynamique de sortie sont regroupés dans le **tableau II.3** représenté ci-dessous :

	Texas Instrument	Linear Technology	Texas Instrument	Analog Devices
	TLC2654**	LTC1050**	TLC2201*	OP 07
Paramètres	BP [0-10Hz] G _v =1000 R1=100 Ω, R2=100 kΩ, R _s =100 kΩ			
V _{alim} (V)	±8	±9	±8	±22
V _{offset} (entrée) (μV)	5	0,5	100	30
I _b (nA)	0,05	0,01	0,001	1
Fréq. oscil. (kHz)	10	2,5	—	—
En _{0,1-10Hz} (μV _{pp})	1,5	1,6	0,7	0,35
In _{0,1-10Hz} (fA _{pp})	83	46	12	14000
V _{noise} _{Sortie} (mV _{pp})	1,5	1,6	0,70	1,44
Dynamique (dB)	80	81	87	89
Valeurs à 25°C	** Chopper		* LinCMOS™	

Tableau II.3– Paramètres caractéristiques de l'amplificateur réalisé autour de quatre circuits différents

Les considérations précédentes indiquent clairement que, bien que les circuits CMOS soient entachés d'un bruit en tension important par rapport à leur homologue bipolaire, ils possèdent un bruit en courant extrêmement faible leur assurant finalement des caractéristiques de bruit similaires pour la conception de notre amplificateur avec les conditions imposées sur les composants externes.

La valeur de la tension de bruit reportée à l'entrée, de l'ordre du microvolt, est toutefois du même ordre de grandeur que la résolution des signaux utiles délivrés par le capteur. La conséquence directe est une réduction notable de la précision des mesures à faible signal (à température proche de l'ambiante). La recherche de sensibilité élevée, vis à vis des radiomètres, découle immédiatement de ces considérations.

La relation Eq[II.9] fait apparaître trois composantes relatives respectivement aux composants extérieurs, au bruit en courant de l'amplificateur et au bruit en tension. Afin d'estimer la part individuelle de ces contributions, nous avons reproduit dans le **tableau II.4** la part de chaque contribution rapportée au bruit total.

	TLC2654**	LTC1050**	TLC2201*	OP 07
Paramètres	BP [0-10Hz]	$G_v=1000$ $R_1=100 \Omega$, $R_2=100 \text{ k}\Omega$, $R_s=100 \text{ k}\Omega$		
$V_{\text{noise}}_{\text{Sortie}}$ (μV_{pp})	1500	1600	710	1440
$4kT\Delta f \cdot G \cdot R_s$	0,0073%	0,0064%	0,033%	0,0079%
$[(i_{n_1} \cdot R_s \cdot G)^2 + (i_{n_2} \cdot R_s \cdot G)^2]$	0,0030%	0,0008%	0,00029%	94,11%
$(e_n \cdot G)^2$	98,98%	99,99%	99,96%	5,88%
Radiomètre (R_s) $V_{\text{noise}}_{\text{Sortie}}$ (μV_{pp})	860			

Tableau II.4— Répartition des contributions de bruit

Le bruit des amplificateurs réalisés en technologie CMOS (LinCMOS et Chopper) est conditionné presque exclusivement par leur caractéristique de bruit en tension relativement importante. Le bruit de l'amplificateur bipolaire quant à lui dépend en grande partie de ses caractéristiques de bruit en courant, laissant supposer une dépendance quant à la résistance interne de la source connectée à son entrée.

Remarque :

Il est important de noter que le bruit propre aux caractéristiques électriques du radiomètre ($860 \mu\text{V}_{\text{pp}}$ ramené à la sortie) est très inférieur au bruit électronique généré par l'amplificateur qui lui est associé. Ceci limite les mesures à faible niveau d'énergie ; le terme NEPD propre au capteur ne qualifie alors plus les limites de perception du système, et il faut considérer un terme NEPD équivalent à l'ensemble radiomètre_ amplificateur.

Comme les résultats du **tableau II.4** l'indiquent, les amplificateurs réalisés en technologie CMOS présentant des courants de bruit extrêmement faibles, affichent une indépendance totale, en termes de bruit, à la résistance d'entrée du capteur. Néanmoins, leur tension de bruit résultante est supérieure à leur homologue bipolaire jusqu'à une résistance de l'ordre de $40 \text{ k}\Omega$. Le TLC 2201 (LinCMOS™), bien qu'affecté d'une tension d'offset très importante, est intéressant associé à des capteurs présentant une résistance élevée pour peu que l'application puisse se satisfaire d'une tension d'offset résiduelle (régulation).

Afin de quantifier l'influence de la résistance du radiomètre sur la tension de bruit globale de l'amplificateur, nous avons représenté sur la **figure II.30** la tension de bruit V_{noise} en fonction de la résistance interne du radiomètre pour les quatre configurations envisagées dans le **tableau II.3**.

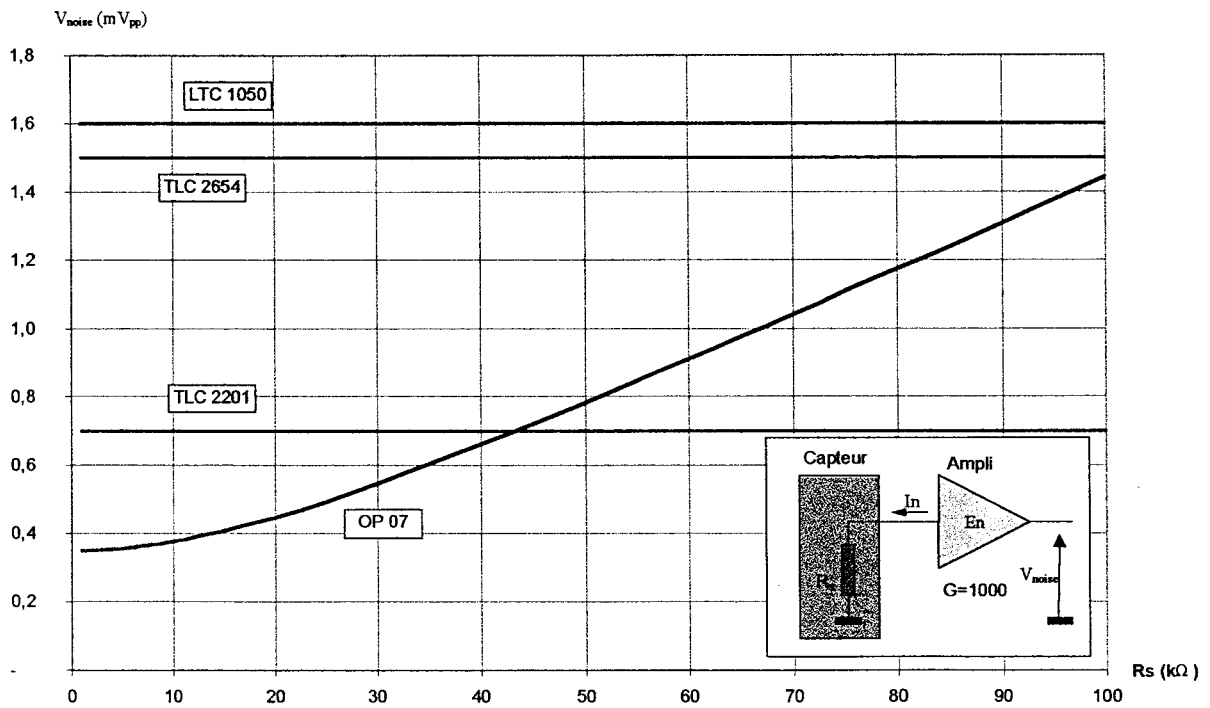


Figure II.30– Influence de la résistance du capteur sur la tension de bruit

Les modèles Chopper apparemment peu adaptés en termes de bruit, ne doivent pourtant pas être écartés bien que leurs performances ne soient pas exceptionnelles ; ils présentent le double avantage d'une indépendance à la résistance R_s (en termes de bruit en courant) et d'une compensation dynamique de la tension de décalage leur garantissant un fonctionnement stable à long terme.

C.4 Calcul de la dynamique de sortie

La dynamique de l'amplificateur est limitée essentiellement par ses propriétés de bruit et de tension de décalage. Bien que cette dernière ne limite pas directement la dynamique du circuit, puisque la sortie évolue toujours dans la même gamme $[-V_{\text{Alim}}, +V_{\text{Alim}}]$, la dissymétrie introduite limite l'excursion de la plage mesurable par le capteur dans un des deux domaines $[V_{\text{offset}(+)}..+V_{\text{Alim}}]$ ou $[-V_{\text{Alim}}.. V_{\text{offset}(-)}]$ engendrant une limitation de la gamme mesurable.

Par symétrie, il convient de conserver une gamme dont le zéro occupe le centre, par conséquent, en toute rigueur, la tension de décalage devrait être prise en compte lors du calcul de la dynamique. Néanmoins, les dispositifs de compensation étant efficaces, nous considérerons que l'amplificateur est exempt d'offset, et que seule la composante de bruit limite sa gamme utilisable.

$$Dy = 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{V_{S_{\text{max}}}}{V_{S_{\text{min}}}} \right| \leq 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{V_{\text{Alim}}}{G_v \cdot V_{e_{\text{min}}}} \right| \quad (\text{dB}) \quad [\text{II.10}]$$

Le **tableau II.3** indique, conjointement aux caractéristiques de bruit des circuits, la dynamique résultante en supposant que les tensions de décalage sont parfaitement compensées.

D Méthode de mesure "directe"

La majorité des appareils industriels de mesure de température sans contact (pyromètres) utilise ce principe^[annexe 3]. Une application mettant en œuvre cette technique est développée au chapitre suivant, pour effectuer des mesures sur des systèmes où l'émissivité varie peu. Dans le cadre de ce travail, son application permet tout d'abord de démontrer la faisabilité d'un système de mesure de la température sans contact utilisant un radiomètre thermique, puis de comparer directement les résultats à ceux obtenus à l'aide d'un appareil industriel, tel le modèle IR 74007 commercialisé par la société BIOBLOCK^{®[D20]}.

D.1 Présentation de la "méthode directe"

La fem délivrée par un radiomètre dérive de l'expression Eq[I.67] du flux net relatif au bilan d'échange radiatif observable au niveau de sa surface.

$$\varphi_{Cnet} = \varepsilon_c \cdot \sigma_r \cdot [T_p^4 - T_c^4] \quad (\text{W/m}^2) \quad [\text{I.67}]$$

Cette expression faisant intervenir la température de la cible, il est relativement facile, à partir du signal délivré par le radiomètre, de la déterminer *directement*, moyennant toutefois certaines considérations quant au terme relatif à la température de son élément sensible.

Ce principe de mesure permettant une mesure ne faisant appel à aucune action mécanique ou électrique sur le détecteur est appelé "*méthode directe*" ou "*méthode passive*".

Le schéma du système assurant la mesure de température sans contact selon ce dernier principe est représenté sur la **figure II.31**.

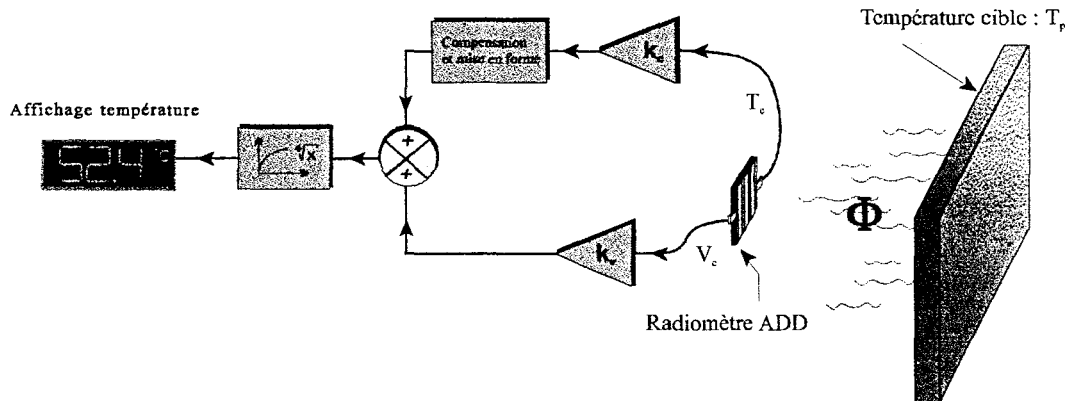


Figure II.31– Schéma synoptique de la méthode directe

Le radiomètre thermique est placé en regard de l'objet dont on souhaite déterminer la température : la température de l'élément sensible est mesurée à l'aide d'une sonde rapportée sur le boîtier ou bien intégrée (c'est le cas notamment des radiomètres fabriqués au laboratoire en technologie CI.). Cette dernière température, associée à l'information radiative, permet alors de déterminer la valeur de la température T_p de la plaque.

D.2 Détermination de la température de la cible

La température est déterminée à partir de la tension délivrée par le radiomètre. Celle-ci est représentative de l'échange de flux thermique radiatif entre la surface active du radiomètre et l'élément à mesurer. Dans un premier temps, nous allons supposer des conditions d'échanges idéales, c'est à dire un capteur placé dans des conditions d'influence totale face à une cible présentant une émissivité unité^[D.4.2], afin de déterminer la relation liant la température à la fem du radiomètre.

Dans des conditions idéales, la fem délivrée par le détecteur s'obtient aisément à partir de la relation Eq[I.67] exprimant le flux radiatif échangé entre le capteur et la cible supposée en influence totale. Compte tenu de la relation Eq[I.69], liant la tension aux bornes du radiomètre au flux net échangé, elle s'exprime :

$$V_c = \mathcal{S} \cdot \sigma_r \cdot (T_p^4 - T_c^4) \quad (V) \quad [\text{II.11}]$$

La détermination de la température de la cible à partir de cette expression s'effectue simplement en identifiant le terme T_p .

$$T_p = \sqrt[4]{\frac{V_c}{\mathcal{S} \cdot \sigma_r} + T_c^4} \quad (K) \quad [\text{II.12}]$$

Cette expression met en évidence une influence significative de la température du détecteur sur le résultat de la mesure. Le recours à une compensation analogique ou numérique, permettant de rendre le résultat indépendant à toute fluctuation de sa température, se révèle donc indispensable.

Remarque 1 :

Les conditions d'échanges entre le système de mesure et l'objet cible ne pouvant être déterminées de façon dynamique par le système électronique, le calculateur associé est figé pour une **configuration idéale** ; ainsi la température est toujours obtenue à l'aide de l'expression Eq[II.12] établie précédemment. Il conviendra donc en pratique d'assurer des conditions de mesures aussi proches que possible de ce cas idéal.

Remarque 2 :

La température du détecteur thermique est influencée par deux facteurs spécifiquement liés à la température ambiante et à la cible qui, par rayonnement peut contribuer à son échauffement. Pour s'en affranchir, il est possible, soit de contrôler la température du capteur à une valeur très supérieure à la température ambiante ($T_c^4 \ll T_p^4$), soit de mesurer sa température et d'utiliser cette information à posteriori pour corriger la valeur affichée.

D.2.1 Conditions d'influence totale

La détermination précédente de la température suppose que l'émissivité de l'objet mesuré est de valeur unité. Ce cas se rencontre rarement dans la pratique, aussi, il convient de déterminer la température mesurée dans les différentes configurations envisageables.

Dans les conditions d'influence totale, décrites au **paragraphe I.D.4.1**, à savoir une émissivité différente de 1 rapportée à la plaque chaude, un facteur de forme $F_{cp}=1$, tout en gardant une influence limitée aux trois objets décrits dans le modèle, la tension recueillie aux bornes du capteur s'exprime compte tenu de l'expression Eq[I.65] du flux net :

$$V_c = \mathcal{S} \cdot \sigma_r \cdot \left[\frac{\varepsilon_p \cdot T_p^4 + \rho_p \cdot F_{pa} \cdot T_a^4 - (1 - \rho_p \cdot F_{pc}) \cdot T_c^4}{1 - \rho_p \cdot \rho_c \cdot F_{pc}} \right] \quad \text{[II.13]}$$

L'expression de la température mesurée, s'obtient en remplaçant la tension du radiomètre par son expression précédemment établie dans la relation Eq[II.12].

$$T_{mesurée} = \sqrt[4]{\frac{1}{1 - \rho_p \cdot \rho_c \cdot F_{pc}} \cdot \left(\varepsilon_p \cdot T_p^4 + \rho_p \cdot F_{pa} \cdot T_a^4 + \rho_p \cdot \varepsilon_c \cdot F_{pc} \cdot T_c^4 \right)} \quad \text{[II.14]}$$

Si de plus, comme cela est très souvent vérifié en pratique, la surface du capteur est très petite par rapport à la surface de la plaque observée, $F_{pc} \approx 0$. Ainsi, conformément aux lois de combinaison des facteurs de forme décrites notamment par la relation Eq[I.19], cette condition entraîne $F_{pa} \approx 1$. La relation peut alors se simplifier davantage et permet l'obtention de l'expression :

$$T_{mesurée} = \sqrt[4]{\varepsilon_p \cdot T_p^4 + (1 - \varepsilon_p) \cdot T_a^4} \quad \text{[II.15]}$$

Ou encore, en écrivant l'expression de la température mesurée, non pas en fonction de l'émissivité ε_p de la cible, mais en fonction de sa réflectivité ρ_p , il vient :

$$T_{mesurée} = \sqrt[4]{(1 - \rho_p) \cdot T_p^4 + \rho_p \cdot T_a^4} \quad \text{[II.16]}$$

Cette relation essentielle en pratique fait apparaître l'influence très significative de l'environnement lorsque l'objet de la mesure est affecté d'un coefficient de réflexion non nul.

D.2.2 Conditions générales d'échange

Lorsque la distance entre le radiomètre et la cible augmente, suite à la température excessive de celle-ci ou encore pour réaliser une mesure moyenne sur une surface importante, le facteur de forme F_{cp} entre le capteur et la surface à mesurer n'est plus unitaire. Dans ces conditions, il est nécessaire de prendre en compte les différents éléments intervenant dans la mesure : en considérant des conditions générales d'échange, la fem s'exprime compte tenu de l'expression Eq[I.64a] donnant le flux net échangé en considérant le modèle dans son intégralité :

$$V_c = \mathcal{S} \cdot \sigma_r \cdot \left[\frac{F_{cp} \cdot \varepsilon_p \cdot T_p^4 + (F_{ca} + \rho_p \cdot F_{cp} \cdot F_{pa}) \cdot T_a^4 - \left(1 - \rho_p \cdot \frac{S_c}{S_p} F_\varphi^2\right) \cdot T_c^4}{1 - \rho_c \cdot \rho_p \cdot \frac{S_c}{S_p} F_\varphi^2} \right] \quad [\text{II.17}]$$

soit une température déduite conformément à l'expression Eq[II.12] :

$$T_{\text{mesurée}} = \sqrt[4]{\frac{1}{1 - \rho_p \cdot \rho_c \cdot \frac{S_c}{S_p} F_\varphi^2} \cdot \left(F_{cp} \cdot \varepsilon_p \cdot T_p^4 + (F_{ca} + \rho_p \cdot F_{cp} \cdot F_{pa}) \cdot T_a^4 + \rho_p \cdot \varepsilon_c \cdot \frac{S_c}{S_p} F_\varphi^2 \cdot T_c^4 \right)} \quad [\text{II.18}]$$

Cette relation fait apparaître une perturbation de la mesure *par le reflet du capteur sur la cible* ainsi que par l'action directe simultanée de l'environnement sur le capteur et surtout sur la cible.

D.3 Détermination des erreurs

L'expression Eq[II.18] de la température $T_{\text{mesurée}}$ constitue une situation extrême témoignant de conditions de mesures inadaptées. Dans la majorité des situations, la détermination de la température de la cible est réalisable à l'aide de la relation Eq[II.16]. C'est donc à partir de cette relation qu'il importe de quantifier les sources de perturbations ainsi que leur influence sur le résultat de la mesure.

D.3.1 Influence de la réflectivité de la cible

La grandeur ρ_p présente dans l'expression de $T_{\text{mesurée}}$ de la relation Eq[II.14] possède un poids non négligeable sur la détermination de sa valeur. Son influence peut être qualifiée par l'erreur relative qu'elle engendre sur la mesure de la température T_p :

$$\left| \frac{T_p - T_{\text{mesurée}}}{T_p} \right| = \left| \sqrt[4]{1 - \rho_p \left(1 - \frac{T_a^4}{T_p^4}\right)} - 1 \right| \quad (\%) \quad [\text{II.19}]$$

Exprimée en fonction d'un pourcentage où les températures sont exprimées selon l'échelle absolue des températures de Kelvin, l'erreur relative commise sur la mesure est illustrée sur la **figure II.32** pour quelques cas de figures rapportés à une température ambiante de 20 °C et trois températures d'objets respectivement maintenues à 100 °C, 200 °C et 800 °C, pour un coefficient de réflexion ρ_p variant de 0 (corps noir) à 1.

Les mesures de température effectuées donnent systématiquement des valeurs inférieures à la réalité et bien sur, pour $\rho_p \rightarrow 1$, les valeurs obtenues convergent vers la température T_a de l'environnement.



Erreur relative $\left| \frac{T_p - T_{\text{mesurée}}}{T_p} \right|$ ($T_p, T_{\text{mesurée}}$ en K)
(%)

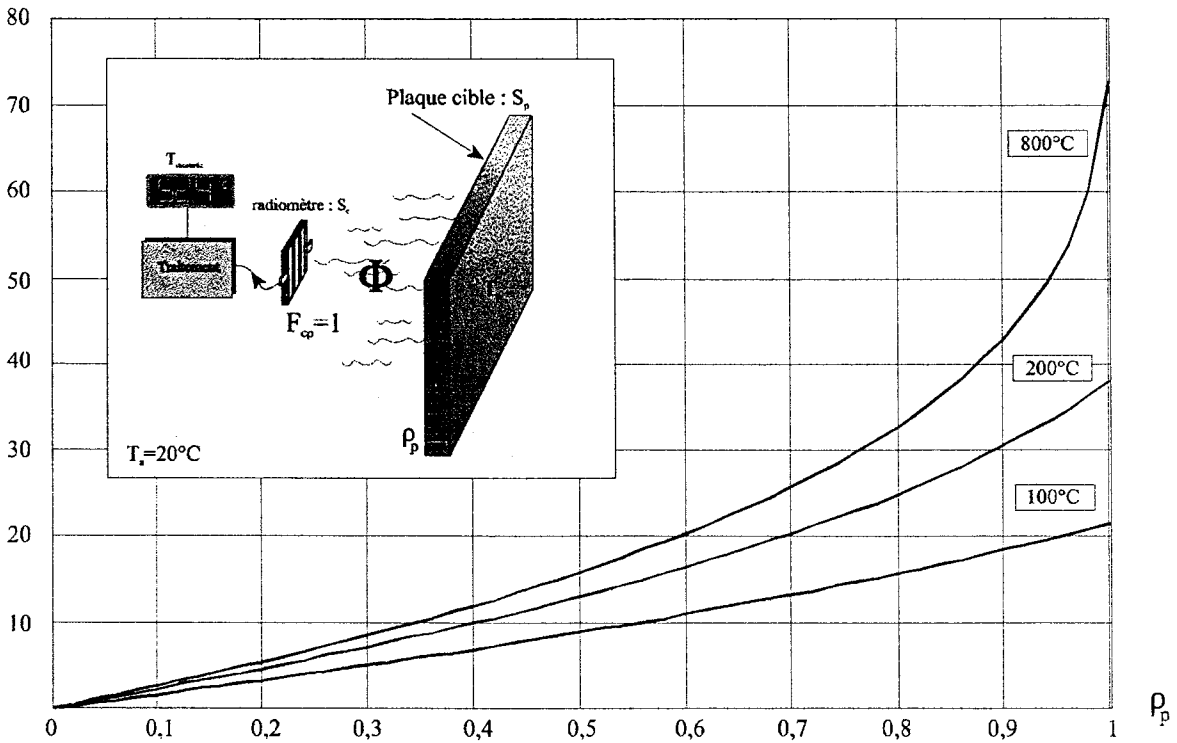


Figure II.32– Erreur relative en fonction de la réflectivité ρ_p d'une plaque maintenue à 100, 200 et 800 °C, pour une température ambiante de 20 °C ($F_{\phi}=1$)

Dans le cas de faible réflexion ($\rho_p < 0,20$), l'erreur sur la mesure peut être ramenée à la relation pratique suivante :

$$\xi = 25 \cdot \left(1 - \frac{T_a^4}{T_p^4} \right) \cdot \rho_p \quad \text{en \%} \quad (\rho_p < 0,20) \quad [\text{II.20}]$$

L'application de cette expression permet une évaluation à 8 % de l'erreur commise jusqu'à une température de l'ordre de 800 °C.

La figure II.33 reprend les cas précédemment illustrés, où l'application de la relation Eq[II.20] conduit à évaluer les erreurs entre $\rho_p=0$ et $\rho_p=0,3$. L'application de cette relation est limitée à $\rho_p=0,2$ pour les hautes températures, elle peut néanmoins encore être utilisée jusqu'à $\rho_p=0,3$ pour des températures inférieures à 150 °C pour une erreur maximale sur la mesure de 8 %.

Erreur relative $\left| \frac{T_p - T_{\text{mesurée}}}{T_p} \right|$ ($T_p, T_{\text{mesurée}}$ en K)

(%)

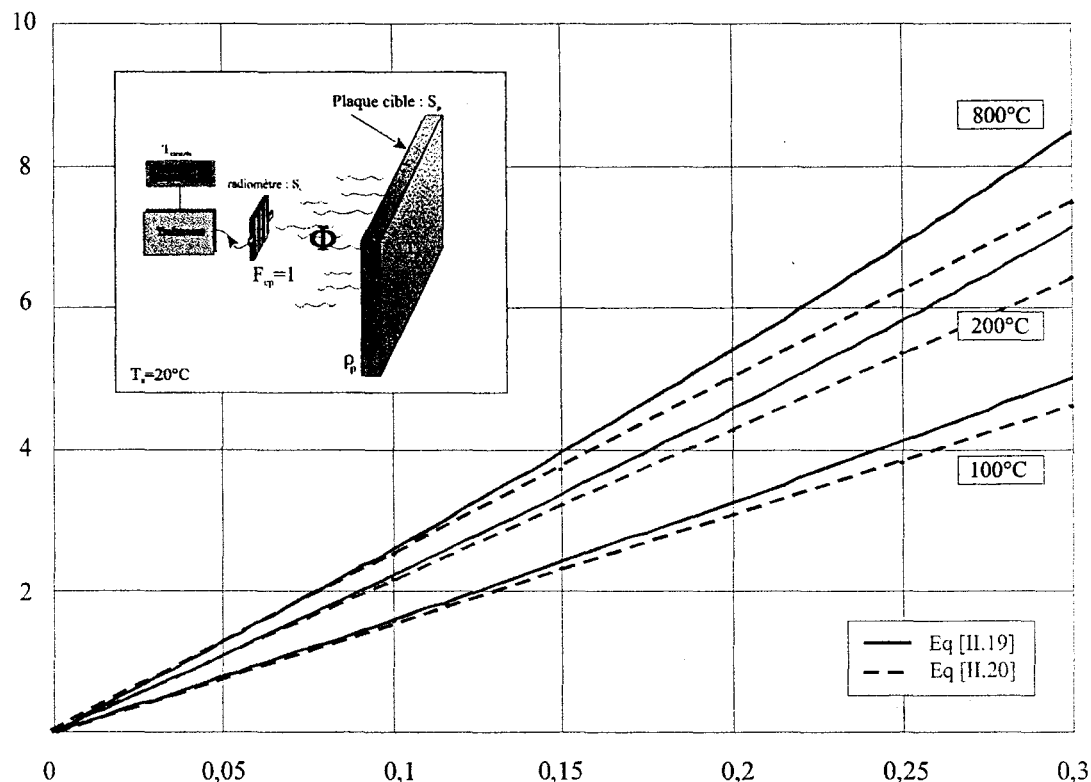


Figure II.33– Evaluation des erreurs de mesures calculées par Eq[II.19] et l’approximation Eq[II.20]

Il résulte de la relation Eq[II.19] que la minimisation des perturbations de réflexion ne peut s’obtenir que de deux manières :

- En maintenant la mesure sur sa largeur spectrale complète, le capteur peut être “entouré” d’une garde dont la température est fixée à une valeur proche de celle de la cible. La perturbation volontaire ainsi créée permet de réduire l’influence de l’environnement en apportant une contribution de température proche de celle de la cible.
- En découplant par filtrage spectral, l’action de l’environnement et celle de la cible. La partie photométrique (visible) est par exemple naturellement éliminée par les propriétés du Kapton relativement transparent pour $\lambda < 5 \mu\text{m}$ [annexe4].

D.3.2 Détermination des erreurs inhérentes aux facteurs de forme

Afin de déterminer la contribution des facteurs de forme dans les erreurs de mesures, nous allons considérer une cible d’émissivité optimale ($\varepsilon_p = 1$), l’expression de la température mesurée Eq[II.15] devient, en exprimant différents facteurs de forme en fonction du seul facteur F_{sp} :

$$T_{mesurée} = \sqrt[4]{F_{cp} \cdot T_p^4 + (1 - F_{cp}) \cdot T_a^4} \quad (K) \quad (K)$$

L'erreur relative commise sur la mesure s'exprime dans ces conditions par la relation

$$\left| \frac{T_p - T_{mesurée}}{T_p} \right| = \left| \sqrt[4]{F_{cp} + (1 - F_{cp}) \cdot \frac{T_a^4}{T_p^4}} - 1 \right| \quad [II.21]$$

Exprimée en fonction d'un pourcentage, l'erreur relative est illustrée sur la **figure II.34** pour quelques cas de figure rapportés à une température ambiante de 20 °C et trois températures d'objets respectivement maintenues à 100 °C, 200 °C et 800 °C, pour un facteur de forme F_{cp} variant de 0 à 1 (influence totale).

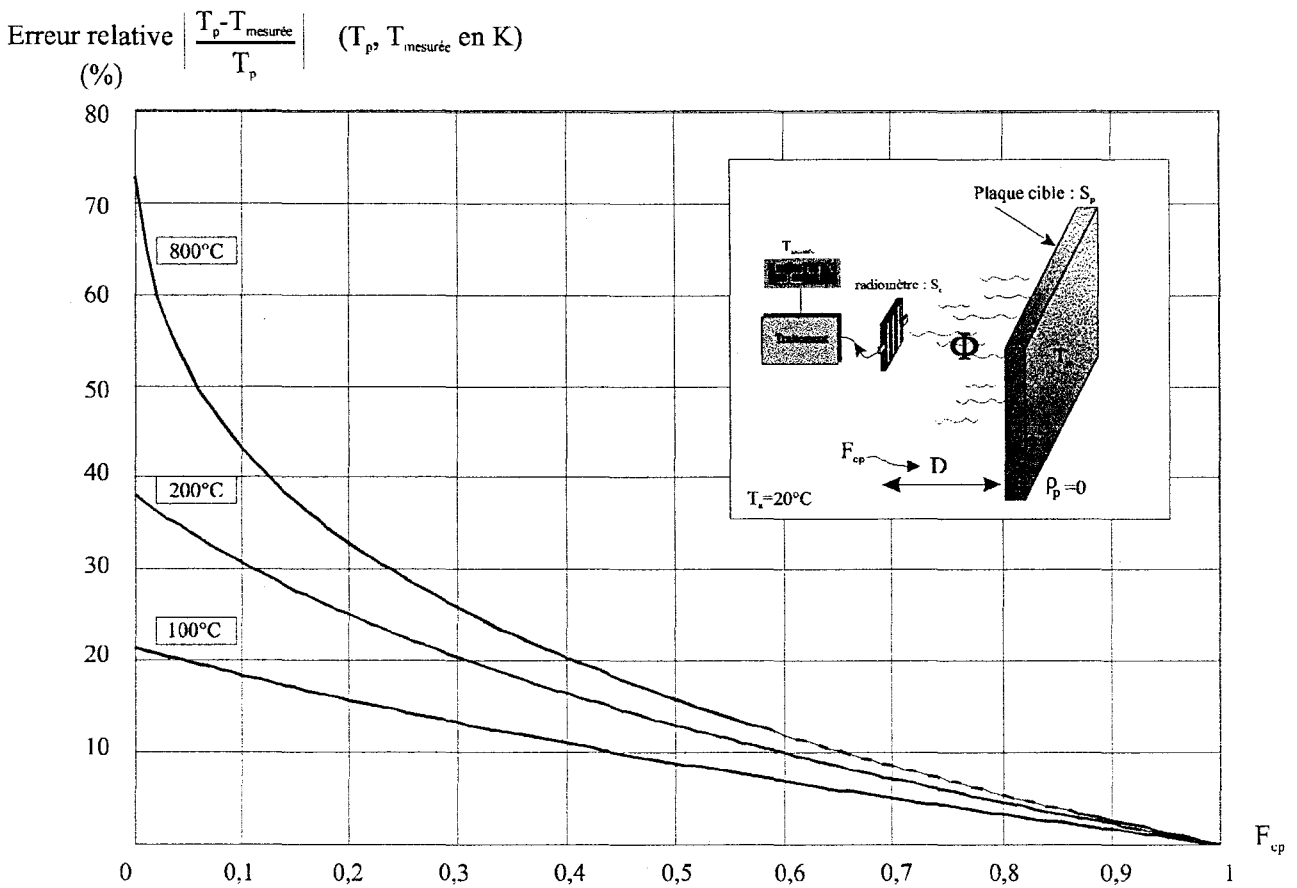


Figure II.34– Erreur relative en fonction du facteur de forme F_{cp} pour une plaque maintenue à 100, 200 et 800 °C, à une température ambiante de 20 °C

E Compensation de l'information radiative

E.1 Intérêt et domaine d'application d'une compensation

De manière caractéristique, dans des conditions idéales, la tension délivrée par un radiomètre s'exprime par la relation Eq[II.11] :

$$V_c = \mathcal{S} \sigma_r (T_p^4 - T_c^4) \quad (V) \quad [II.22]$$

La **figure II.35** représente l'évolution de la relation Eq[II.22] lorsque la température T_c évolue dans la gamme 0 à 100 °C, pour trois températures T_p de cible (100, 200 et 500 °C). Afin de pouvoir comparer l'allure de ces trois courbes, les tracés sont normalisés par rapport à la valeur maximale obtenue pour $T_c=0$ °C. En pratique, ces observations se vérifient en se rapportant à un radiomètre de sensibilité $\mathcal{S}=1,5 \mu\text{V/W.m}^2$.

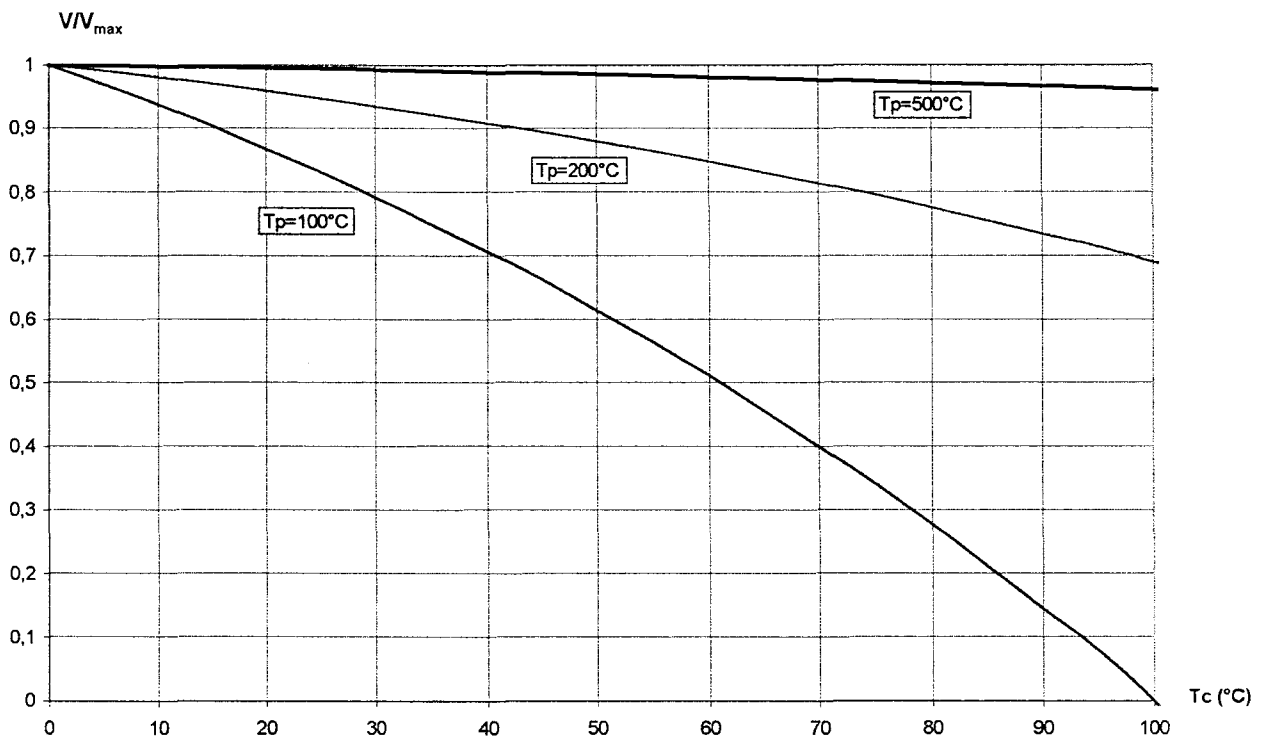


Figure II.35– Représentation normalisée de la fem pour un radiomètre ADD

Ces tracés mettent en évidence une rapide décroissance de la fem délivrée par le radiomètre lorsque sa température augmente. Toutefois, la variation s'amenuise à mesure que la température de la cible croît, c'est à dire quand le terme T_c^4 devient négligeable vis à vis de T_p^4 . La compensation est ainsi superflue au-delà de 500 °C, pour peu que la variation résultante de la température du capteur reste inférieure à 50 °C.

Par exemple, pour une cible à 500 °C, et un capteur maintenu à température ambiante, une variation de 10 °C de sa température ne représente qu'une erreur de 0,3% sur la mesure du flux rayonné.

Finalement, la compensation devient réellement nécessaire lorsque le capteur doit opérer dans une large gamme de température, tout en étant disposé au regard d'objets dont la température n'est pas trop élevée ($<500\text{ °C}$). Une compensation est également à prévoir dans le cas d'une application à la régulation d'un système thermique devant travailler sur des températures de cible pouvant descendre jusqu'à de faibles valeurs de consignes (proches de l'ambiante). La réalisation d'une telle application est décrite au **paragraphe III.C**.

E.2 Compensation de l'information radiative

Le principe de base de la compensation consiste actuellement à utiliser un capteur de température intégré au radiomètre pour "relever sa caractéristique" (cf. **figure II.35**). Selon les conditions thermophysiques de l'application envisagée, le signal de compensation peut suivre une évolution dépendant linéairement de la température ou bien de manière plus sophistiquée, une évolution non linéaire permettant de travailler sur une gamme plus étendue.

E.2.1 Compensation linéaire

Suite à la dépendance de la fem à la puissance quatrième de la température de l'élément sensible, comme l'indique l'équation Eq[II.22], cette technique de compensation n'est envisageable que pour une faible variation ($\Delta T_c < 10\text{ °C}$) ou bien lorsque la température de la cible est élevée et que le cahier des charges qualifiant le système peut se contenter d'une faible précision sur la mesure.

Le schéma générique du système de compensation adopté est représenté ci dessous.

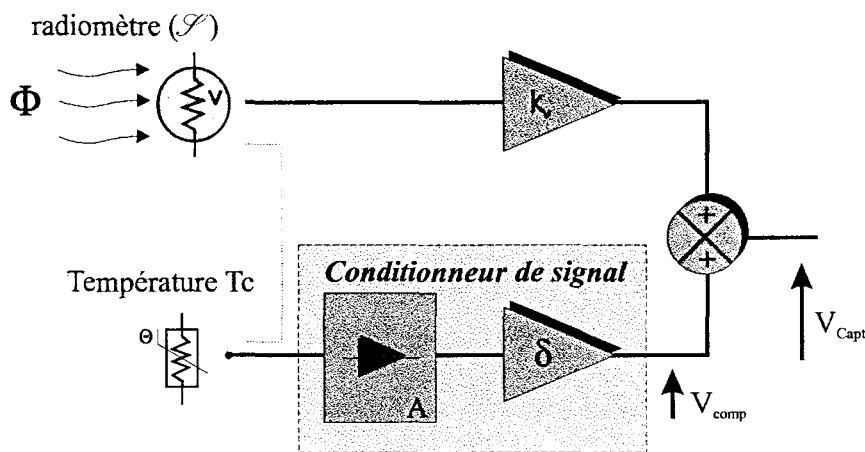


Figure II.36– Schéma général de compensation linéaire d'un radiomètre

La température est mesurée à l'aide d'un capteur à réponse sensiblement linéaire (résistance métallique, diode polarisée en direct^[14], thermocouple, ...). De manière générale, l'information obtenue après conditionnement du signal, s'exprime par la relation :

$$V_{comp} = \delta \cdot A \cdot T_c + V_{Offset} \quad [\text{II.23}]$$

où A (V/K) désigne le facteur de conversion du conditionneur et V_{Offset} (V) représente une tension de décalage résultant de l'instrumentation appliquée à la méthode de mesure.

Le signal à la sortie du système vaut alors :

$$V_{\text{Capt}} = V_c + V_{\text{comp}} = \mathcal{S} \cdot k_v \cdot \sigma_r (T_p^4 - T_c^4) + \delta \cdot A \cdot T_c + V_{\text{Offset}} \quad [\text{II.24}]$$

La condition de base nécessaire à la compensation du radiomètre à une température de fonctionnement notée T_{fct} impose $\left. \frac{\partial V_{\text{Capt}}}{\partial T_c} \right|_{T_c=T_{\text{fct}}} = 0$, conduisant à la condition générale :

$$\delta = \frac{4 \mathcal{S} \cdot k_v \sigma_r T_{\text{fct}}^3}{A} \quad (\emptyset) \quad [\text{II.25}]$$

E.2.1.1 Exemple d'application : compensation passive à l'aide d'un thermocouple

Le principe décrit précédemment, nécessite de nombreux composants supplémentaires afin de le mettre en œuvre conformément au schéma décrit par la **figure II.36**. C'est pourquoi, nous avons recherché une solution apte à opérer la compensation avant amplification, permettant ainsi de se contenter de la faible fem générée par une soudure thermoélectrique ($k_v=1$). Ce système a été initialement utilisé par H.Randrianarisoa dans son travail de thèse^[25]. Le schéma du système retenu est représenté ci dessous :

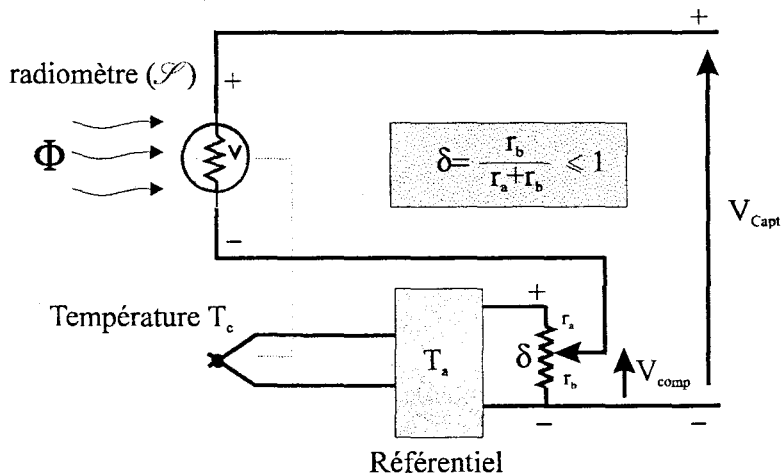


Figure II.37– Schéma d'une compensation passive par couplage d'un thermocouple

Cette configuration présente l'avantage majeur de ne pas nécessiter de circuit actif supplémentaire et se contente d'un simple potentiomètre, pouvant être le cas échéant remplacé par deux résistances, permettant d'ajuster le taux de compensation δ (dont la valeur ne peut excéder l'unité suite à la configuration passive) nécessaire au point de fonctionnement considéré. Le choix de l'action au niveau du capteur permet d'utiliser ensuite un amplificateur à faible coût. La précaution essentielle à prendre concerne la tension d'offset introduite par le différentiel inhérent à l'emploi d'une sonde à thermocouple.

La tension issue d'un thermocouple doté de deux soudures thermoélectriques, l'une exposée à la température T_c de l'élément sensible du capteur, l'autre soumise à la température ambiante T_a s'exprime en première approximation par la relation :

$$V_{comp} = \delta \cdot \Delta\alpha(T_c - T_a) \quad (V)$$

En remplaçant V_{comp} par son expression dans la relation Eq[II.24], avec $k_v=1$, il vient :

$$V_{Capt} = \mathcal{S} \sigma_r (T_p^4 - T_c^4) + \delta \cdot \Delta\alpha \cdot T_c - \delta \cdot \Delta\alpha \cdot T_a$$

La condition de compensation $\left. \frac{\partial V_{Capt}}{\partial T_c} \right|_{T_c=T_{fc}} = 0$ impose la valeur du taux de compensation :

$$\delta = \frac{4\mathcal{S} \sigma_r \cdot T_{fc}^3}{\Delta\alpha} \quad (\emptyset) \quad [II.26]$$

Les courbes de la **figure II.38** représentent l'évolution du paramètre δ associé à l'utilisation d'un thermocouple de type K (association Chromel_Alumel), de pouvoir thermoélectrique $\Delta\alpha=40 \mu\text{V/K}$, en fonction du point de fonctionnement T_{fc} pour différentes valeurs de sensibilités du radiomètre à compenser.

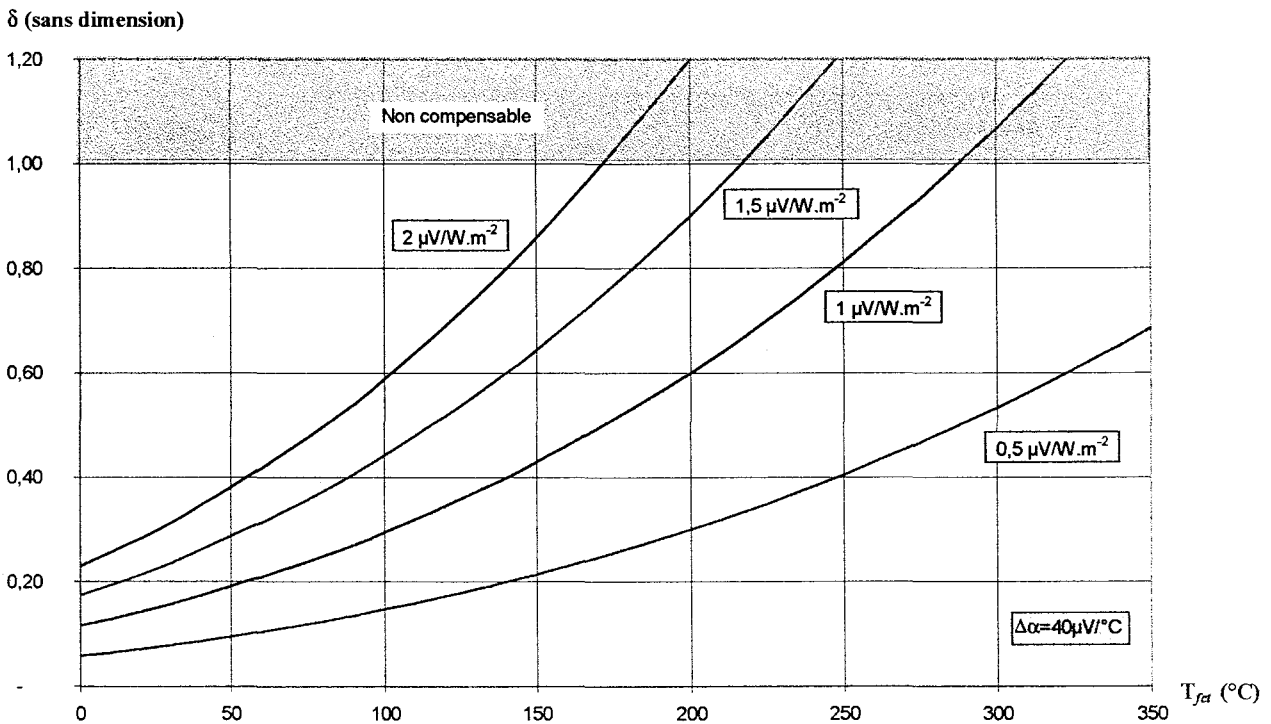


Figure II.38– Evolution du paramètre δ pour différentes sensibilités d'un radiomètre ADD

La non-linéarité manifeste de ces courbes pour les valeurs élevées de sensibilité, critère recherché pour une mesure de température, limite ce principe de compensation à une gamme restreinte de température. Il permet en revanche, une compensation efficace des radiomètres présentant une faible sensibilité ($\mathcal{S} \approx 1 \mu\text{V/W.m}^2$) destinés à la mesure des flux rayonnés sur des systèmes portés à moyennes températures (200 °C) pour lesquels l'erreur est de l'ordre de 10 à 20 % pour une dérive de 10 °C de la température de l'élément sensible.

Ces courbes déterminées pour l'application pratique particulière de la **figure II.37** sont limitées par la zone colorée de la **figure II.38** (condition $\delta > 1$) représentant une zone non compensable, suite à la valeur insuffisante de la tension délivrée par la sonde thermocouple ($\Delta\alpha = 40 \mu\text{V/K}$). Afin d'étendre la gamme de fonctionnement des capteurs les plus sensibles, il convient de leur adjoindre une sonde présentant une sensibilité à la température plus importante. A cet effet, un thermocouple de type E (association Chromel_Constantan) caractérisé par un pouvoir thermoélectrique ($\Delta\alpha = 68 \mu\text{V/K}$) associé à un radiomètre présentant une sensibilité $\mathcal{S} = 2 \mu\text{V/W.m}^{-2}$ permet d'étendre la gamme compensable à une valeur maximale de $260 \text{ }^\circ\text{C}$ contre seulement $180 \text{ }^\circ\text{C}$ lorsque le même radiomètre est associé à un type K ($\Delta\alpha = 40 \mu\text{V/K}$). Si cela s'avère nécessaire, il est même possible pour un fonctionnement à haute température d'utiliser plusieurs jonctions thermoélectriques placées en série.

Afin de déterminer facilement les caractéristiques de la sonde à utiliser, la **figure II.39** indique le pouvoir thermoélectrique nécessaire à une seule jonction thermoélectrique pour compenser différents radiomètres de sensibilités respectives ($0,5, 1, 1,5$ et $2 \mu\text{V/W.m}^{-2}$), pour un point de fonctionnement T_{fct} compris dans la gamme $[0..350 \text{ }^\circ\text{C}]$

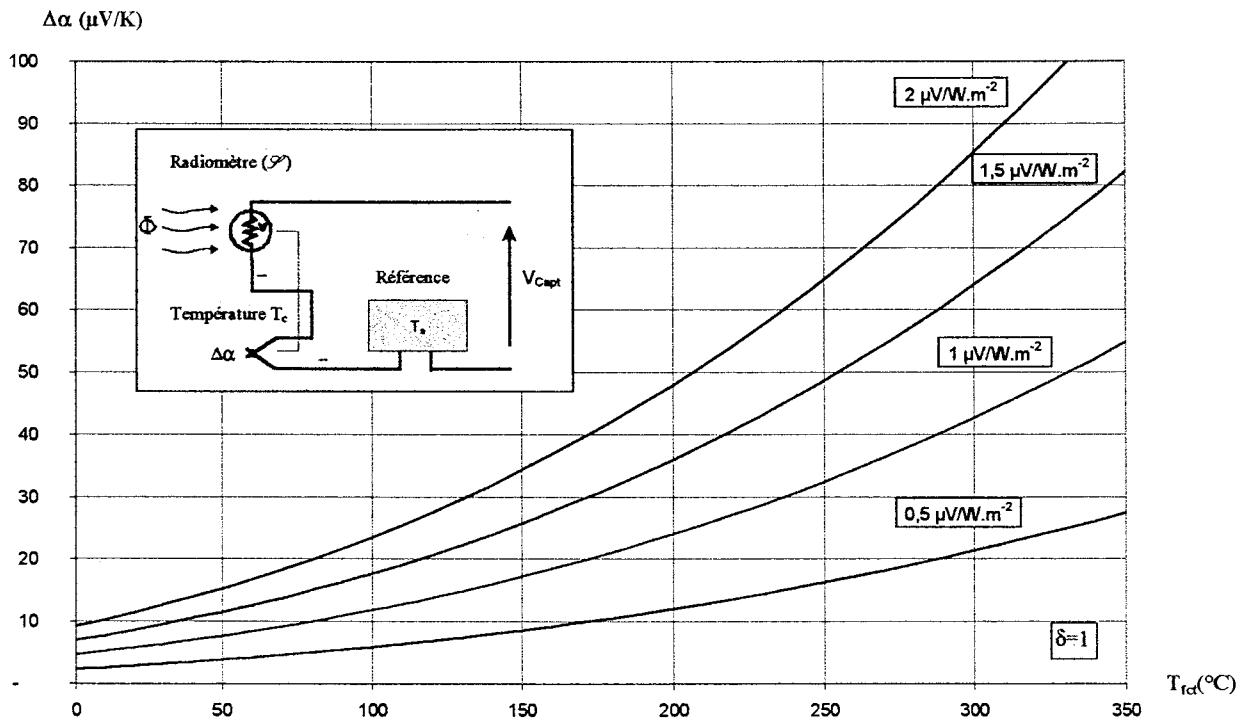


Figure II.39– Evolution du pouvoir thermoélectrique de la sonde utilisée pour $\delta=1$

Les tracés représentés sur la **figure II.40** illustrent l'effet d'une telle cellule de compensation. Afin de comparer directement le rôle de la compensation, ils sont normalisés par rapport à la valeur maximale obtenue dans les conditions établies pour les tracés de la **figure II.35** ($T_c = 0 \text{ }^\circ\text{C}$). Outre l'efficacité relative de ce principe de compensation, il faut noter, l'influence néfaste de la tension d'offset introduisant une diminution non négligeable de la valeur maximale aux faibles températures de cible.

Après compensation, au voisinage du point de fonctionnement, l'expression de la tension de sortie dans la gamme compensée devient :

$$V_{Capt} = \mathcal{S} \sigma_r \cdot T_p^4 + a_{T_{fct}} - \delta \cdot \Delta\alpha \cdot T_a \quad [\text{II.27}]$$

avec $a_{T_{fct}} = \delta \cdot \Delta\alpha \cdot T_{fct} - \mathcal{S} \sigma_r T_{fct}^4$ une constante calculée pour le point de fonctionnement

Ce résultat montre une dépendance de la tension de sortie à la température ambiante.

Afin d'obtenir une bonne précision sur la mesure, il convient de compenser à nouveau cette tension d'offset. Ce constat limite l'intérêt de ce type de compensation pour une mesure de température. En revanche, le principe reste parfaitement adapté pour des mesures sur des systèmes à haute température, pour lesquels la dérive de la température ambiante n'introduit pas d'erreur significative.

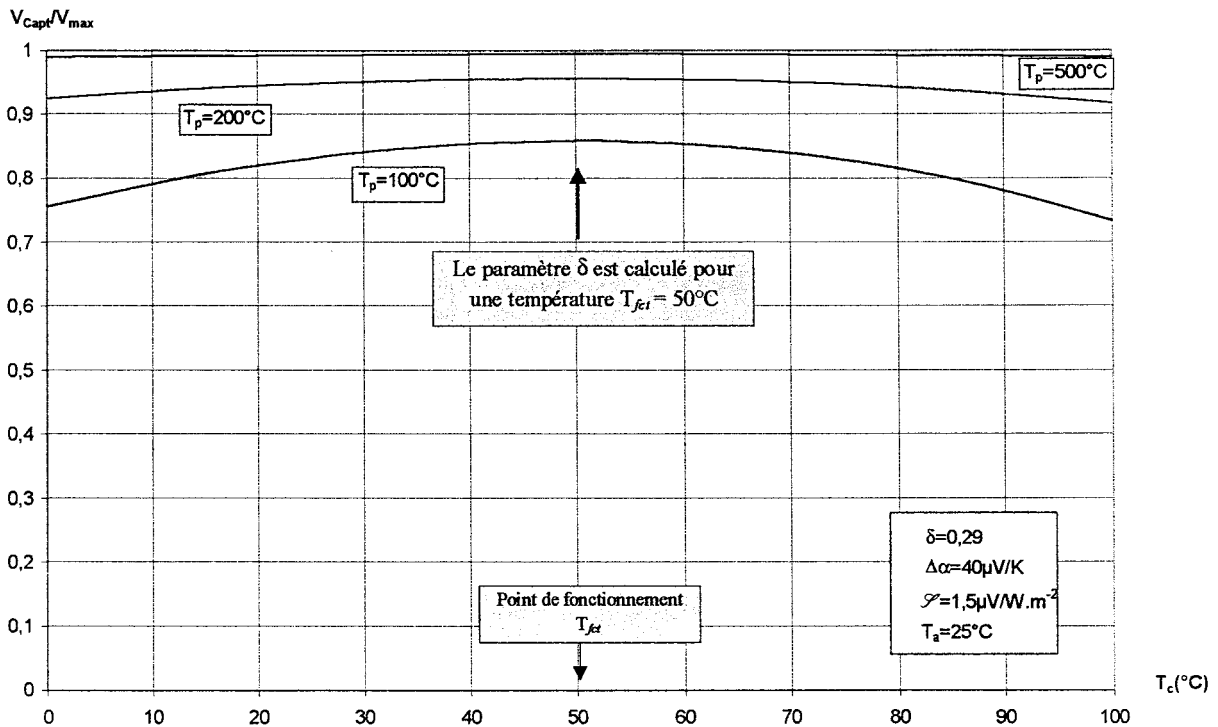


Figure II.40– Evolution de la tension en sortie de la cellule de compensation

Suite à la différence des modes de dépendance à la température T_c du radiomètre, les courbes présentent une allure sensiblement parabolique. Tout comme précédemment, l'erreur augmente pour les faibles températures de cible, loin du point de fonctionnement considéré lors du calcul de δ .

Pour un écart de 50 °C (de 50 °C à 100 °C), la dérive sur la mesure du flux représente 15% lorsque la cible est à 100 °C, alors qu'elle ne représente plus que 4%, pour une température de 200 °C. Bien que peu performante pour une température de cible faible, une telle précision se révèle suffisante pour des systèmes de régulation associés par exemple à des plaques chauffantes^[III.C.1].

E.2.2 Compensation non linéaire

L'inconvénient majeur de la méthode précédente est de tenter de corriger une courbe suivant une évolution relative à T_c^4 , à l'aide d'un signal de correction variant linéairement en T_c . La compensation n'est évidemment possible que dans *des conditions particulières* ; cible à haute température et faible variation de la température de référence T_c du radiomètre. Le signal de compensation idéal, doit lui aussi suivre une évolution selon une loi relative à T_c^4 . A cet effet, il est possible d'ajouter au schéma de la **figure II.36**, un étage intermédiaire situé entre le conditionneur et l'amplificateur de gain δ , permettant de calculer analogiquement la puissance quatrième du signal.

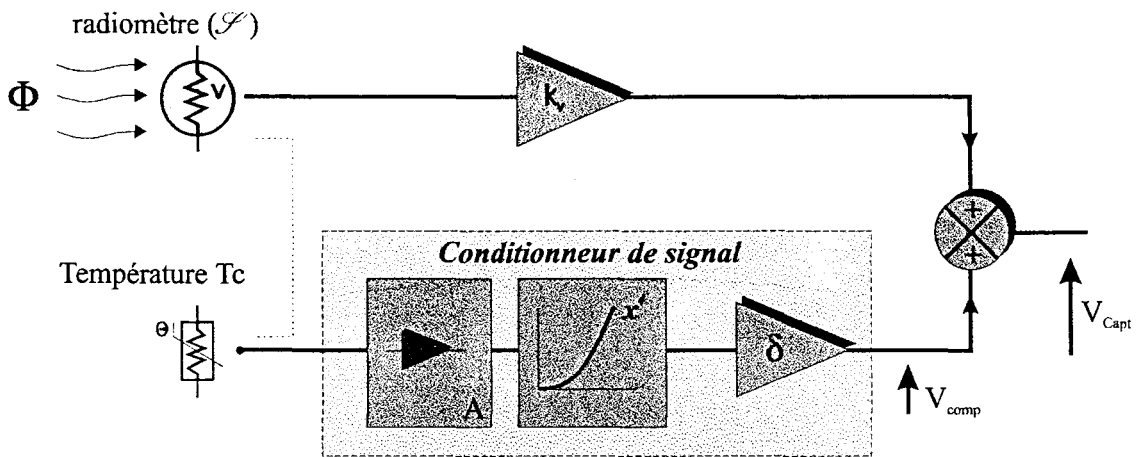


Figure II.41– Compensation non linéaire à capteur de température linéaire

La tension de compensation s'exprime alors, conformément à la relation Eq[II.23] précédente :

$$V_{comp} = \delta \cdot A \cdot T_c^4 + V_{Offset} \quad (V)$$

Soit l'expression finale de la tension en sortie de la cellule :

$$V_{Capt} = V_c + V_{comp} = \mathcal{S} \cdot k_v \cdot \sigma_r (T_p^4 - T_c^4) + \delta \cdot A \cdot T_c^4 + V_{Offset} \quad (V)$$

La compensation s'opère à présent pour la condition simple :

$$\delta = \frac{\mathcal{S} k_v \sigma_r}{A} \quad (\emptyset) \quad [II.28]$$

Cette relation étant vérifiée sur *toute la gamme de température*, il suffit en principe d'éliminer la tension V_{Offset} pour obtenir une information radiative indépendante de la température de l'élément sensible.

Bien qu'élégante sur le papier, cette solution est délicate à mettre en œuvre, notamment à cause des multiples réglages nécessaires au bon fonctionnement des circuits mathématiques^[III.A.3], ainsi qu'à leur coût prohibitif. Une autre solution, donnant un résultat très satisfaisant en pratique, consiste à utiliser un capteur de température dont l'information évolue selon une loi non linéaire, comme cela est le cas pour une CTN par exemple.

E.2.2.1 Exemple d'application : compensation par couplage avec une CTN

Une CTN, *résistance à coefficient de température négatif*, est un composant passif dont la résistance varie fortement avec la température, selon une loi proche d'une exponentielle. Moyennant une correction judicieuse de sa caractéristique, il est possible d'obtenir, comme nous allons nous efforcer de le démontrer, une variation de dépendance en température proche d'une loi en $-T^4$, évitant l'emploi de composants actifs coûteux et délicats à mettre en œuvre (par exemple le 4302 de Burr Brown^[D21], prix : environ 30 €)

E.2.2.1.1 Caractérisation du capteur de température

La résistance d'une thermistance (CTN) peut s'exprimer par la relation approchée :

$$R_{CTN}(T) = R_0 \cdot e^{\frac{B}{T}} \quad (\Omega) \quad [II.29]$$

Les paramètres R_0 et B sont déterminés à partir du relevé expérimental de la caractéristique $R_{CTN}(T)$ du composant car leurs valeurs fluctuent dans des proportions importantes selon la composition exacte du matériau le constituant.

A titre d'exemple, le relevé expérimental de la **figure II.42** permet d'obtenir la caractéristique $R_{CTN}(T)$ d'une des CTN utilisées dans ce travail.

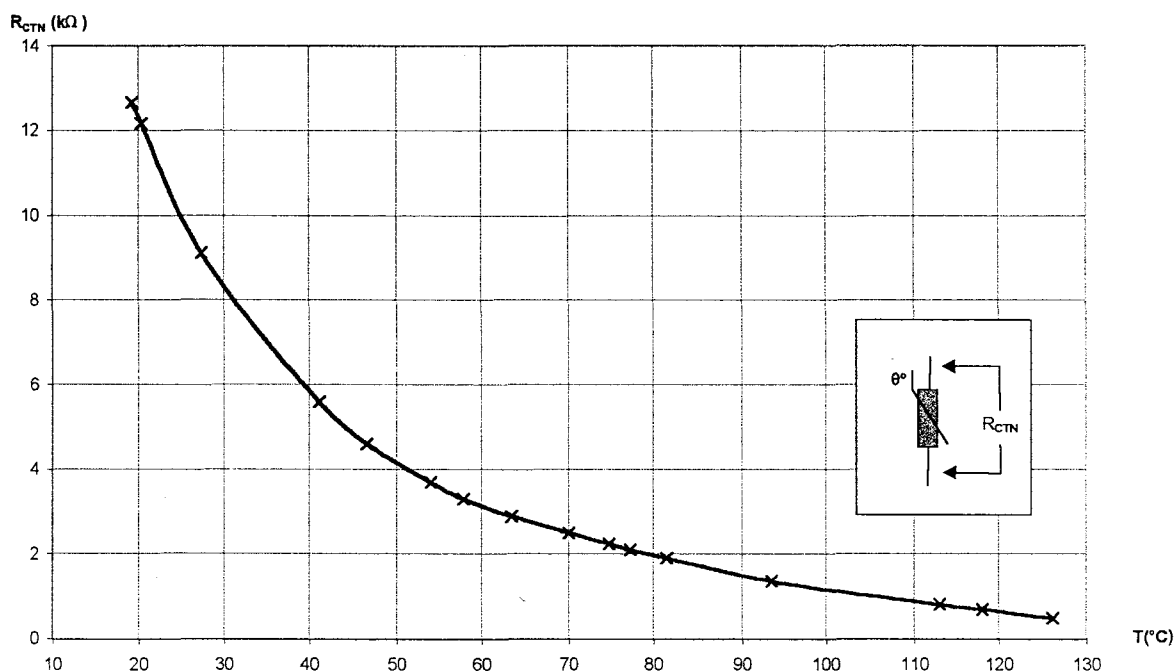


Figure II.42– Relevé expérimental typique de la caractéristique d'une thermistance (CTN)

A partir de ce relevé, à l'aide de deux points distincts suffisamment éloignés l'un de l'autre, la relation Eq[II.29] permet d'obtenir un système d'équation à deux inconnues dont la résolution conduit aux valeurs de R_0 et B à adopter. Il est également possible de les déterminer rapidement à partir d'une représentation en échelle logarithmique :

$$R_0 = 0,208 \Omega \quad \text{et} \quad B = 3218 \text{ K}$$

E.2.2.1.2 Linéarisation shunt

Cette caractéristique n'étant pas utilisable tel quelle, il est nécessaire de la "linéariser". Pour cela, la méthode la plus simple consiste à placer en parallèle sur la CTN une résistance R_s de valeur fixe soumise à la température ambiante. La résistance équivalente de l'association s'exprime :

$$R_{eq}(T) = \frac{R_{CTN}(T) \cdot R_s}{R_{CTN}(T) + R_s} \quad (\Omega) \quad [II.30]$$

La **figure II.43** représentée ci-dessous montre l'évolution de la résistance de la thermistance considérée *linéarisée* pour différentes valeurs de R_s :

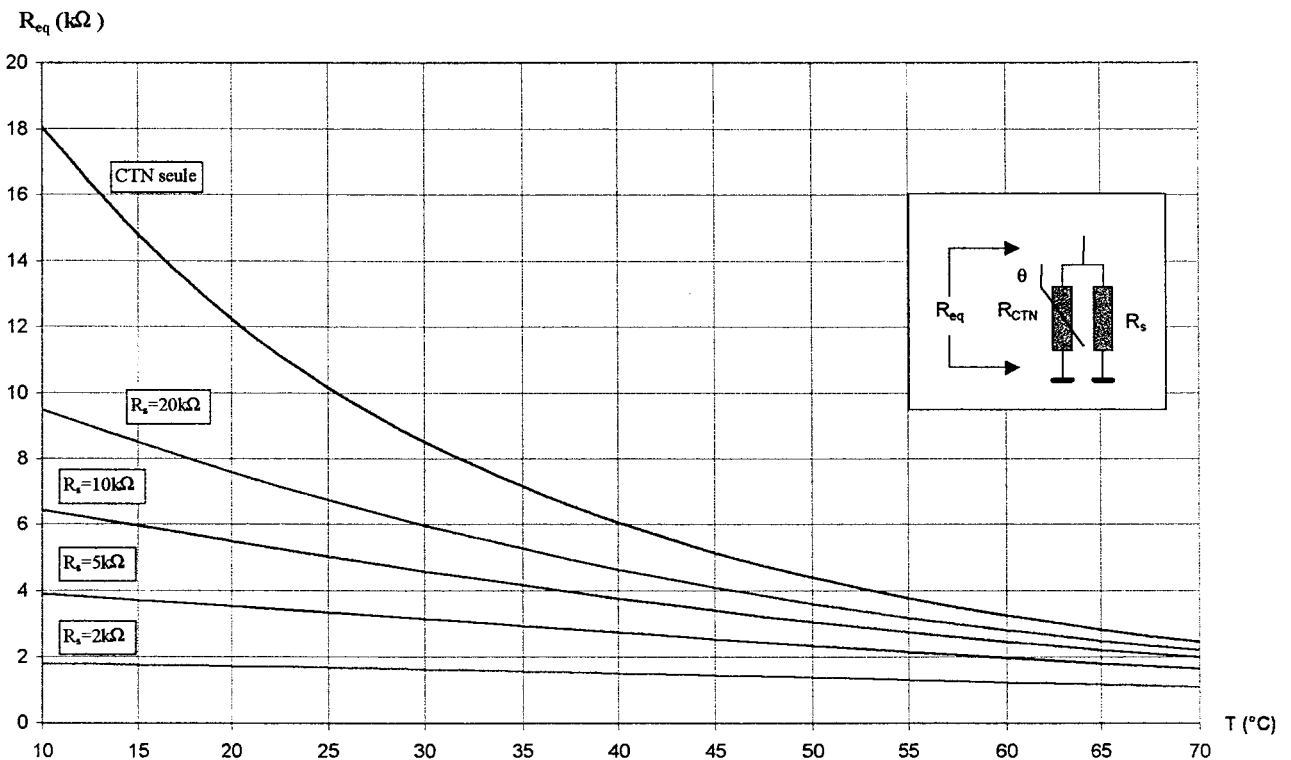


Figure II.43– Linéarisation shunt de la courbe de réponse d'une CTN

Ces tracés mettent en évidence une rapide décroissance de la sensibilité en température du capteur ainsi constitué à mesure que la réponse en température se rapproche d'une variation linéaire.

Remarque :

Jusqu'à présent, nous employons le terme "linéarisation" bien connu de l'homme de l'art. Toutefois, le but recherché n'est pas une loi linéaire, puisque les techniques précédentes ont démontré qu'une telle dépendance en température est totalement inadaptée à la compensation d'un radiomètre sur une large gamme de fonctionnement. Nous devrions plutôt employer le terme de *conformation* ; néanmoins, le terme standard linéarisation restera employé dans la suite de ce travail.

De par son principe, ce type de compensation ne permet d'obtenir que des courbes résultantes à *concavité positive*^[14] puisque la latitude de celles-ci n'évolue qu'entre la réponse initiale de la CTN et une réponse totalement plate indépendante de la température. Pour obtenir la loi de variation en $-T^4$ nécessaire à la compensation du radiomètre, il faut alors adopter un autre montage.

La *concavité négative*^[14] est naturellement obtenue dans un montage potentiométrique dont la **figure II.44** représente l'évolution du rapport de transfert pour une variation de la résistance inférieure de pont. L'association simultanée du montage de linéarisation shunt conjointement au montage potentiométrique permet d'obtenir aisément la *concavité négative* recherchée, il ne reste alors plus qu'à ajuster la valeur des *résistances de modelage* R_1 et R_s afin d'obtenir la loi de variation souhaitée.

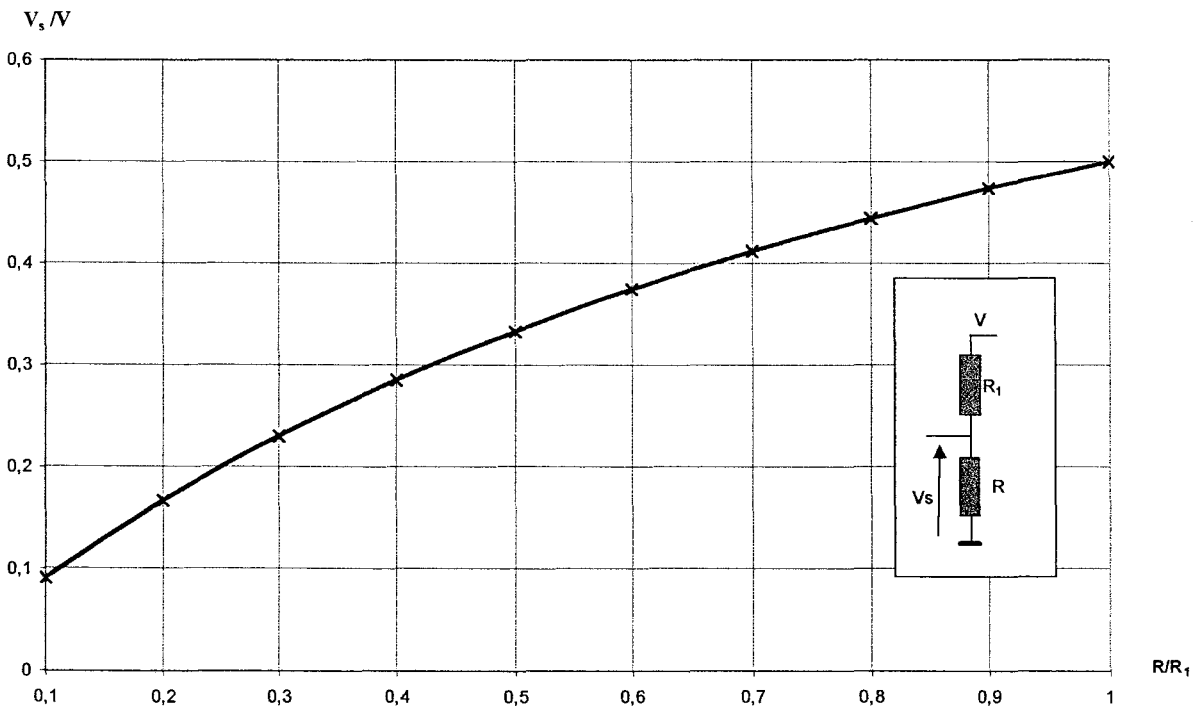


Figure II.44– Convexité naturelle introduite par le rapport de transfert d'un montage potentiométrique

La tension V_s recueillie à la sortie du diviseur de tension et représentée sur la **figure II.44**, s'exprime :

$$\frac{V_s}{V} = \frac{R/R_1}{1 + R/R_1} \quad (\emptyset)$$

La courbe obtenue présente bien une concavité négative pour une variation linéaire de la résistance R . En remplaçant cette résistance inférieure de pont par le montage de linéarisation shunt construit autour de l'association thermistance_résistance décrite précédemment, il est possible à l'aide des deux résistances R_1 et R_s d'obtenir un éventail de courbes permettant notamment l'obtention de la loi de variation en $-T^4$ recherchée.

Le rapport de transfert de l'association complète dont le schéma est représenté en médaillon sur la **figure II.45** vaut :

$$\frac{V_s}{V} = \frac{1}{R_1 \left[\frac{R_s + R_{CTN}(T)}{R_s \cdot R_{CTN}(T)} \right] + 1} \quad (\emptyset) \quad [\text{II.31}]$$

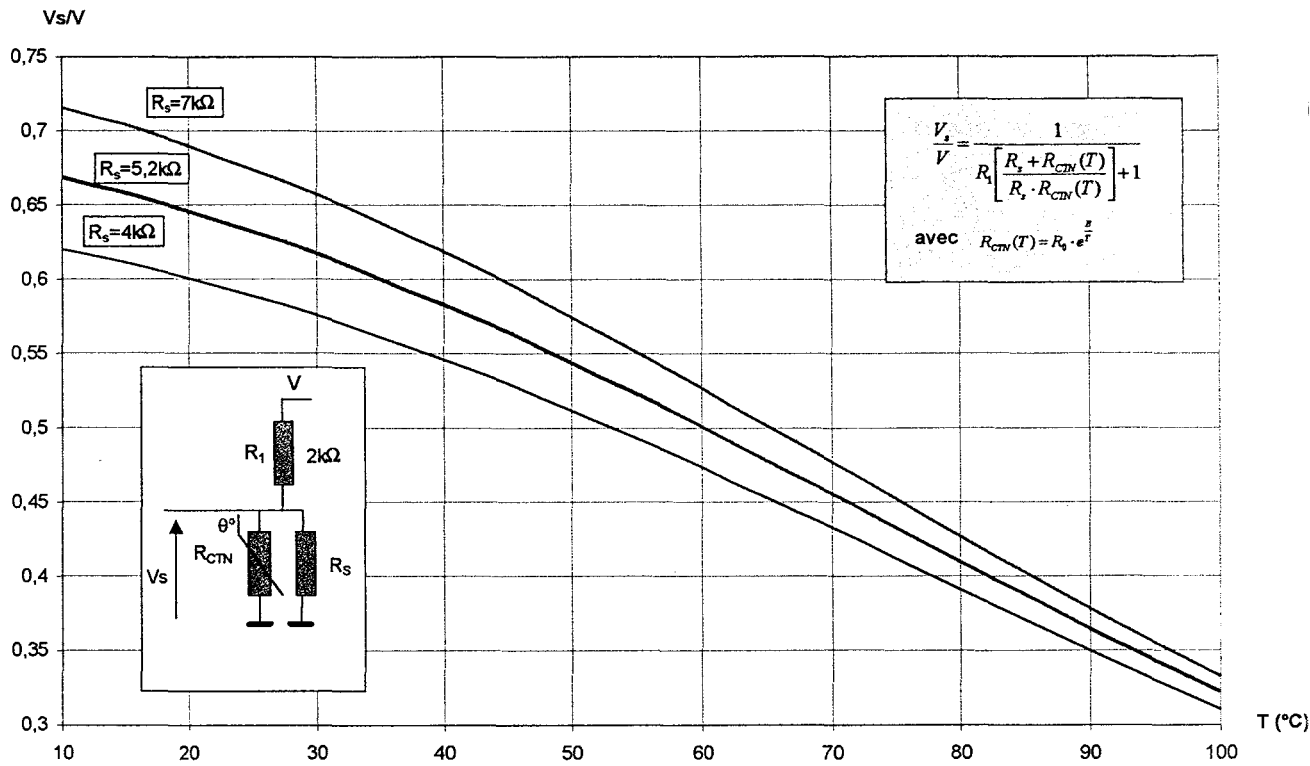


Figure II.45– Tension de sortie de la cellule de mise en forme ($R_0=0,208 \Omega$, $B=3218 \text{ K}$)

La détermination des paramètres R_1 et R_s ne relève pas d'une évidence. Aussi, à partir de la relation Eq[II.31], nous allons décrire une approche utilisant la seule caractéristique expérimentale de la CTN représentée sur la **figure II.42**.

E.2.2.1.3 Détermination simplifiée des résistances de compensation R_1 et R_s

La gamme de fonctionnement est bornée par deux points M_1 et M_2 définissant sur la **figure II.45** les valeurs associées de température et de résistance relevées sur la **figure II.42** :

$$M_1 \Leftrightarrow T_1, R_1$$

$$M_2 \Leftrightarrow T_2, R_2$$

Le report de ces seuls points sur le graphique de la **figure II.46** permet de définir une loi de variation idéale permettant de les joindre lors de l'excursion de la variable température. Sur cette figure est représentée la variation linéaire résultant d'une linéarisation ainsi que la variation selon une loi en $-T^4$ recherchée.

Remarque :

En théorie, il est tout à fait possible de définir une autre loi de variation pour compenser d'autres types de capteurs^[6], pourvu que celle-ci suive une dépendance en température de la forme $V_{comp}(T_{fet}) = -aT_{fet}^n + b$. Nous avons vérifié à l'aide d'une simulation effectuée sous le logiciel **MATCAD 6.0**[®] que la compensation reste valable jusqu'à une valeur $n=8$. Au-delà, la valeur de la résistance R_s devient trop faible pour un fonctionnement correct du système avec la thermistance utilisée.

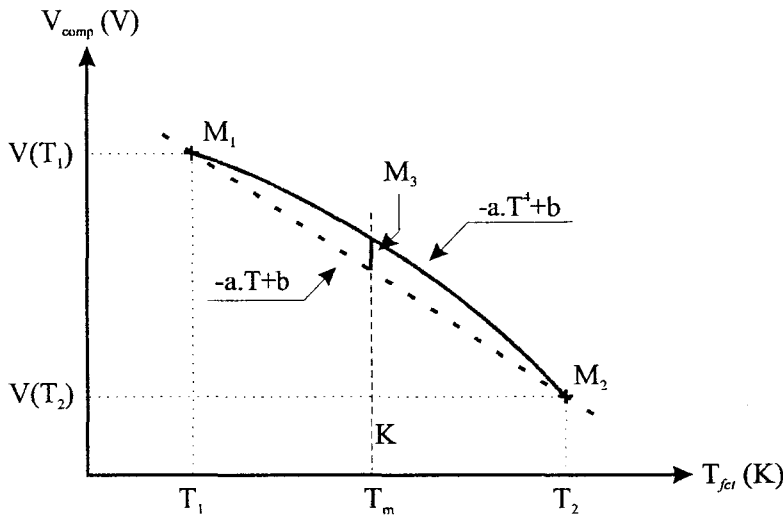


Figure II.46– Principe de linéarisation

Les deux points M_1 et M_2 définissant les limites de calcul de la gamme de compensation ne suffisent pas à imposer une loi de variation dans l'intervalle $[T_1..T_2]$; pour cela, un troisième point M_3 , situé vers le milieu de cette gamme, est nécessaire afin de maîtriser l'évolution de la courbe. De manière caractéristique, la variation recherchée entre les bornes imposées de la **figure II.46** peut être décrite par une forme polynomiale particulière :

$$V(T) = -aT^n + b \quad (V) \quad [II.32]$$

où a et b représentent deux constantes déterminées à partir des conditions limites attachées aux points M_1 et M_2 .

$$a = \frac{V(T_2) - V(T_1)}{T_1^n - T_2^n}$$

$$b = V(T_1) + aT_1^n$$

Pour la gamme de variation considérée, l'expression Eq[II.32] de la tension $V(T)$ obtenue à la sortie de la cellule d'adaptation pour une température T_m donnée peut encore s'exprimer à l'aide de la relation :

$$V(T_m) = (1 - K) \cdot V(T_1) + K \cdot V(T_2) \quad (V) \quad [II.33]$$

Le terme K représente alors un *coefficient de pondération* permettant de définir la position relative du point M_3 sur la courbe idéale de la **figure II.46** à la température T_m . Sa détermination s'effectue à l'aide de l'expression Eq[II.32] appliquée au point M_3 défini pour une température $T_m = (T_1 + T_2)/2$ située au milieu de la gamme. Dans le cas général, ce calcul conduit à attribuer la valeur suivante au paramètre K :

$$K = \frac{(T_1 + T_2)^n - 2^n T_1^n}{2^n (T_2^n - T_1^n)} \quad |K| \leq 1 \quad \text{[II.34]}$$

Le **tableau II.5** regroupe quelques valeurs du coefficient K déterminées pour une valeur de l'exposant n variant de 1 à 6 dans une gamme de température [20-80 °C].

	$n=1$	$n=2$	$n=3$	$n=4$	$n=5$	$n=6$
Coef. de pondération	Gamme 20-80 °C					
K	0,5	0,476	0,453	0,430	0,408	0,386

Tableau II.5– Valeur du coefficient de pondération pour quelques valeurs de n déterminées par Eq[II.34]

La résolution de l'équation Eq[II.33], avec cette valeur particulière de K, permet de déterminer la valeur R_s à adopter pour obtenir le modelage de la loi de variation selon une loi en $-T^4$. Les valeurs $V(T_1)$, $V(T_2)$ et $V(T_m)$ sont obtenues à l'aide de l'expression Eq[II.31] décrivant la tension à la sortie de la cellule de compensation.

Après résolution, la valeur obtenue pour R_s , s'exprime :

$$R_s = \frac{(1 - K)R(T_m)R(T_2)R_1 + R(T_1)R_1(K \cdot R(T_m) - R(T_2))}{R(T_1)R(T_2) + R_1(K \cdot R(T_2) - (K - 1)R(T_1)) - R(T_m)[(1 + K)R_1 + (1 - K)R(T_2)]} \quad (\Omega)$$

où $R(T_1)$, $R(T_2)$ et $R(T_m)$ désignent la résistance de la thermistance mesurée sur la caractéristique $R_{CTN}(T)$ de la **figure II.42** aux températures T_1 , T_2 et T_m . K désigne le coefficient de pondération précédemment déterminé à l'aide de la relation Eq[II.34] pour $n=4$.

Cette relation conduit, moyennant la détermination préalable du coefficient K, à choisir un couple de résistances R_1 et R_s permettant l'obtention de la loi de variation recherchée. Ces deux inconnues n'étant décrites que par une seule équation, il convient de fixer la valeur de R_1 pour obtenir la valeur de R_s correspondante.

Remarque :

La résistance R_1 dictant directement la valeur du courant injecté dans la cellule de compensation shunt, il convient de lui attribuer une valeur suffisamment élevée afin d'éviter un auto échauffement excessif de la thermistance causé par la circulation du courant de mesure.

Compte tenu de toutes ces considérations, les valeurs retenues pour la compensation de la thermistance de la **figure II.42**, caractérisée par les paramètres $R_0=0,208 \Omega$ et $B=3218 \text{ K}$ sont :

Gamme	$R_s \text{ (k}\Omega\text{)}$	$R_1 \text{ (k}\Omega\text{)}$
	$R_0=0,208 \Omega, B=3218 \text{ K}$	
20 à 40°C	9,5	4,5
20 à 80°C	5,2	2

Tableau II.6– Valeurs des résistances de compensation R_1 et R_s pour deux gammes de fonctionnement.

Les tracés représentés sur la **figure II.45** montrent l'évolution de la fonction de transfert de la cellule de compensation. Il apparaît clairement au vu de ceux-ci que moyennant un choix judicieux des résistances R_1 et R_s , il est possible d'ajuster précisément la courbe de réponse à d'autres types de capteur.

La tension en sortie de cellule de modelage varie comme $-T^4$, c'est à dire qu'elle évolue à la manière d'une information radiométrique issue d'un capteur placé dans les mêmes conditions pour une cible à une température donnée. Pour que la compensation de la fem délivrée par le radiomètre soit effective, il suffit de soustraire la tension de compensation pour obtenir une image du flux reçu par le capteur, indépendamment de sa propre température.

Afin d'obtenir une image de la qualité de la compensation ainsi réalisée sur toute la gamme considérée, les tracés de la **figure II.47** représentent l'évolution de l'erreur relative obtenue par rapport à la variation idéale souhaitée :

$$\varepsilon_r = \left| \frac{V_{Comp} - (-aT^4 + b)}{(-aT^4 + b)} \right| \quad (\emptyset) \quad [\text{II.35}]$$

où a et b désignent les deux constantes déterminées lors de l'établissement de la relation idéale Eq[II.32].

Les trois tracés de la **figure II.47** représentent l'évolution de l'erreur relative dans la gamme $[T_1..T_2]$ considérée pour les trois cas de la **figure II.45**. Le tracé relatif aux conditions du calcul de K est représenté en trait gras. A titre indicatif, nous avons ajouté sur ce graphique, le tracé établi dans le cadre d'une compensation limitée à une gamme de température réduite $[20..40 \text{ }^\circ\text{C}]$.

Bien que simple dans sa conception, cette méthode de compensation se révèle très efficace, puisque à l'aide de seulement deux résistances et d'un capteur de température bon marché, la courbe obtenue ne présente pas d'erreur supérieure à 1,5 % (dans le pire des cas) à la courbe idéale, et ce dans une gamme de température présentant une excursion de 75 °C, le calcul ne portant quant à lui que sur une plage de 60 °C. Le tracé relatif à la gamme réduite ne s'écarte pas à plus de 0,1% de l'évolution idéale.

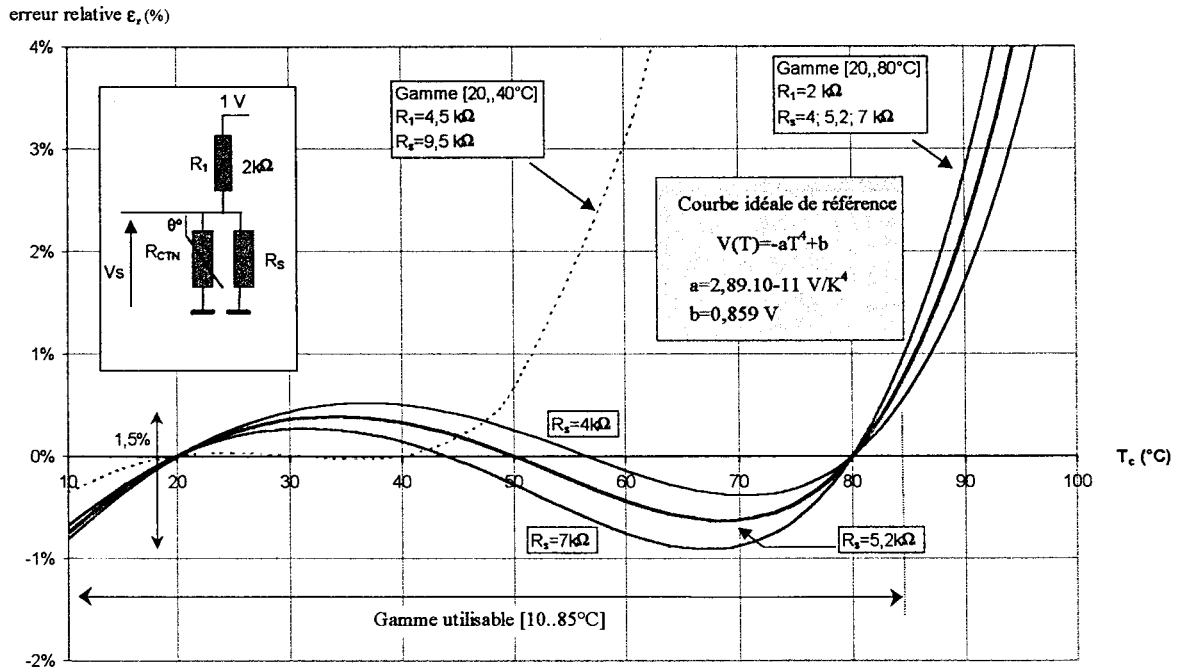


Figure II.47– Erreur relative rapportée à l'évolution idéale du signal de compensation et mise en évidence de la gamme d'utilisation

La figure II.48 représentée ci-dessous représente l'évolution des tensions à la sortie de la cellule de compensation.

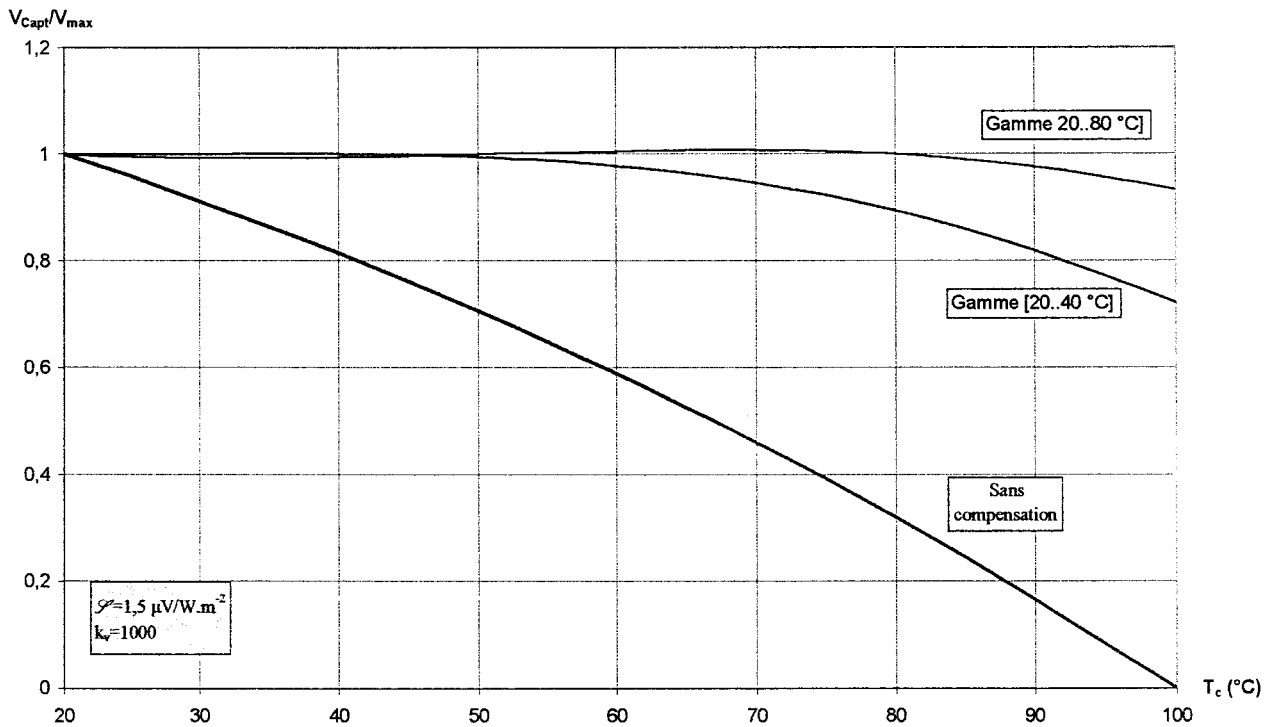


Figure II.48– Comparaison de l'évolution de la fem avant et après compensation

E.2.3 Conclusion sur la méthode

Les tracés obtenus attestent de l'efficacité de cette méthode de compensation. Contrairement aux tracés obtenus à l'aide d'une compensation associée à un thermocouple, il n'y a pas de point de fonctionnement à considérer ; le mode de compensation définissant ici une gamme plus ou moins large englobant généralement la température ambiante. L'absence de référence extérieure permet de s'affranchir de la composante d'offset introduite par la compensation de soudure froide. Cette méthode associée à l'utilisation d'une thermistance est appliquée à la réalisation du système de contrôle de température sans contact décrit au **paragraphe III.C.2.**

F Méthode à flux nul

La détermination de la température de la cible par la *méthode directe*, bien que simple dans son principe, nécessite un étalonnage préalable du radiomètre (détermination de \mathcal{S}). Il est également nécessaire de compenser la mesure moyennant les techniques décrites au **paragraphe II.B** afin d'obtenir une précision convenable sur la température mesurée. La partie *traitement du signal* nécessite l'emploi de circuits mathématiques analogiques coûteux (extraction de la racine quatrième). Enfin, le radiomètre doit toujours présenter les mêmes caractéristiques de sensibilité et d'émissivité.

Dans la pratique, ces conditions ne sont pas faciles à satisfaire car les poussières et les salissures altèrent rapidement la qualité de la surface du capteur, modifiant par la même ses caractéristiques^[II.B.2.3.5].

Toutes ces constatations nous ont conduit à rechercher une nouvelle approche permettant de s'affranchir partiellement de ces inconvénients.

F.1 Définition et principe de la méthode à flux nul

La fem issue du radiomètre relève d'un bilan d'échange énergétique^[I.D] entre la surface du détecteur et son environnement, essentiellement constitué de la cible dont on souhaite déterminer la température T_p . Dans des conditions idéales la tension recueillie est donnée en fonction de la température de la cible par la relation Eq[II.11] :

$$V_c = \mathcal{S} \cdot \sigma_r \cdot [T_p^4 - T_c^4] \quad (\text{V}) \quad [\text{II.11}]$$

L'étude attentive de cette relation permet de mettre en évidence une condition simple conduisant à l'annulation de la tension recueillie aux bornes du radiomètre, cette condition étant effective pour la situation $T_p = T_c$. Cette contingence ne fait intervenir aucun paramètre lié aux caractéristiques du détecteur et autorise l'abstraction quasi complète de leur connaissance ; seul l'ordre de grandeur est nécessaire pour de fixer le gain de la chaîne de traitement.

Le maintien de la condition d'annulation permettant la mesure quelle que soit la température de la cible, nécessite le recours à un régulateur formant un système bouclé dont l'information de consigne constitue la fem issue du radiomètre. La détermination de la température T_p de la cible, une fois la condition d'annulation établie, est réalisée en mesurant simplement celle de l'élément sensible, puisque $T_p = T_c$. C'est pourquoi, par opposition avec l'appellation de la méthode précédente, nous qualifions la méthode à flux nul de "*méthode indirecte*".

Le schéma synoptique de cette méthode est représenté sur la **figure II.49**. L'information radiative est tout d'abord amplifiée ($k_v \approx 1000$) avant d'être traitée par un système de régulation de type P.I.D. dont la consigne d'asservissement est fixée à une valeur nulle. La sortie du régulateur assure la commande d'un élément chauffant placé derrière le capteur. Le bouclage du circuit dans les conditions établies impose la condition $V_\phi = 0$. Par

conséquent, cela se traduit moyennant des conditions idéales décrites par la relation Eq[II.11] par l'obtention de la condition $T_p = T_c$.

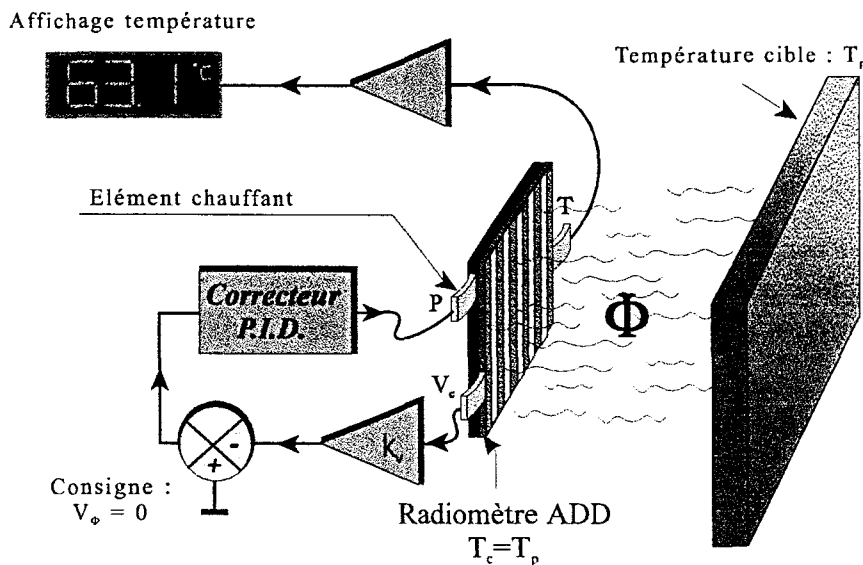


Figure II.49– Principe de la méthode de mesure de température à flux nul

Il importe de noter que les deux sous-ensembles attachés respectivement à l'affichage de la température et à la régulation nécessaire à la condition de flux nul $T_c = T_p$, n'interfèrent en aucune manière.

F.2 Détermination de la température de la cible

Comme dans le cadre de la détermination de la température à l'aide d'une mesure mettant en œuvre un système bâti sur la *méthode directe*, nous allons décrire l'expression de la température mesurée selon différentes conditions d'échange allant du cas idéal au cas réel.

Contrairement à la *méthode directe*, aucune hypothèse n'est faite quant à la détermination de la température, celle-ci étant calculée pour la condition $V_c = 0$ appliquée à l'expression adaptée à chaque configuration envisagée.

F.2.1 Mesure en conditions idéales

La détermination de la température T_p de la cible, compte tenu de la condition d'annulation de la relation Eq[II.11] établie pour des conditions d'échanges idéales, est simple puisque la régulation du système conduit à respecter la condition :

$$T_p = T_c \quad [\text{II.36}]$$

De cette manière, la seule mesure de la température du capteur permet de connaître directement et précisément celle de la cible.

Cette relation extrêmement simple, n'est malheureusement valable que dans des conditions idéales, à savoir une cible présentant une émissivité ε_p unité et des conditions d'influence totale.

Lorsqu'elles ne sont plus respectées, le flux reçu par le capteur ne provient plus exclusivement de la cible, provoquant une rapide dégradation de l'information.

F.2.2 Mesure en conditions d'influence totale

Pour une condition d'influence totale^[LD.4.1], c'est à dire une configuration proche du cas idéal mais dégradée par l'émissivité de la cible ε_p inférieure à l'unité, l'expression de la fem aux bornes du capteur s'exprime conformément à la relation Eq[I.65]_:

$$V_{\text{capteur}} = \mathcal{S} \cdot \sigma_r \cdot \left[\frac{T_p^4 \cdot \varepsilon_p + \rho_p \cdot F_{pa} \cdot T_a^4 - (1 - \rho_p \cdot F_{pc}) \cdot T_c^4}{1 - \rho_p \cdot \rho_c \cdot F_{pc}} \right] \quad (\text{V})$$

d'où l'expression de la température de cible correspondante, pour la condition de flux nul :

$$T_{\Phi=0} = \sqrt[4]{\frac{1}{1 - \rho_p \cdot F_{pc}} \cdot \sqrt[4]{\varepsilon_p \cdot T_p^4 + \rho_p \cdot F_{pa} \cdot T_a^4}} \quad (\text{K}) \quad [\text{II.37}]$$

Si, de plus, la surface du capteur est très petite par rapport à la surface de la plaque observée, $F_{pc} \approx 0$ et donc $F_{pa} \approx 1$, l'expression se simplifie davantage et devient :

$$T_{\Phi=0} = \sqrt[4]{\varepsilon_p \cdot T_p^4 + (1 - \varepsilon_p) \cdot T_a^4} \quad (\text{K}) \quad [\text{II.38}]$$

C'est cette dernière expression qui sera communément utilisée dans les conditions d'échanges d'influence totale, compte tenu des dimensions réduites du capteur, de la taille importante des cibles et enfin de l'angle d'ouverture du capteur.

Remarque :

Il convient de noter que cette expression Eq[II.38] est identique à la relation Eq[II.15], établie dans le cadre de la *méthode directe* pour les mêmes conditions de mesure. Les deux méthodes sont alors identiques. En pratique, il importe donc de choisir la méthode la mieux adaptée au système sur lequel est réalisée la mesure, notamment, en termes de température maximale, et de gamme de mesure (mesures faible gamme ou bien large gamme).

F.2.3 Mesure en conditions générales

En considérant des conditions d'échange réelles limitées à l'interaction de trois surfaces (le capteur, la cible et l'environnement), l'expression de la fem devient, compte tenu de l'expression du flux donnée par la relation Eq[I.64] :

$$V_{\text{capteur}} = \mathcal{L} \cdot \sigma_r \cdot \left[\frac{F_{cp} \cdot \varepsilon_p \cdot T_p^4 + (F_{ca} + \rho_p \cdot F_{cp} \cdot F_{pa}) \cdot T_a^4 - \left(1 - \rho_p \cdot \frac{S_c}{S_p} F_{cp}^2\right) \cdot T_c^4}{1 - \rho_c \cdot \rho_p \cdot \frac{S_c}{S_p} F_{cp}^2} \right] \quad [\text{II.39}]$$

La condition de flux nul permet de déterminer la température apparente de la cible :

$$T_{\Phi=0} = \sqrt[4]{\frac{1}{1 - \rho_p \cdot \frac{S_c}{S_p} F_{cp}^2} \cdot \left(F_{cp} \cdot \varepsilon_p \cdot T_p^4 + (F_{ca} + \rho_p \cdot F_{cp} \cdot F_{pa}) \cdot T_a^4 \right)} \quad (\text{K}) \quad [\text{II.40}]$$

Ces relations sont à rapprocher de celles établies dans le cadre de la méthode directe ; elles s'en distinguent notamment par l'absence du terme relatif à la température du radiomètre. Elles démontrent ainsi que par le biais de cette méthode, il n'y a plus d'influence directe du capteur sur la mesure, celui-ci étant sensiblement à la même température que la cible. Il reste néanmoins, toujours une forte dépendance de la mesure à l'émissivité de la cible.

F.3 Détermination des erreurs

L'expression Eq[II.37] de la température $T_{\text{mesurée}}$, adaptée aux conditions d'influence totale étant rigoureusement identique à son homologue Eq[II.15] établie pour la *méthode directe*, les erreurs inhérentes à l'influence de l'émissivité (ou de la réflectivité) sont identiques ; aussi, nous ne rappelons que la relation permettant de l'établir et le graphique associé.

$$\left| \frac{T_p - T_{\text{mesurée}}}{T_p} \right| = \left| \sqrt[4]{1 - \rho_p \left(1 - \frac{T_a^4}{T_p^4}\right)} - 1 \right| \quad [\text{II.41}]$$

Exprimée en fonction d'un pourcentage où les températures sont exprimées selon l'échelle absolue des températures de Kelvin, l'erreur relative commise sur la mesure est illustrée sur la **figure II.50** pour quelques cas de figure rapportés à une température ambiante de 20 °C et trois températures de cibles respectivement maintenues à 100 °C, 200 °C et 800 °C, pour un coefficient de réflexion ρ_p variant de 0 (corps noir) à 1. L'influence des facteurs de forme suit également les variations représentées sur la **figure II.34**.

Les expressions relatives à la détermination de la température dans les configurations d'influence totale sans simplification et dans le cas général (Eq[II.37] et Eq[II.40]) diffèrent sensiblement de celles établies dans le cadre de la mesure directe (Eq[II.14] et Eq[II.18]), notamment vis à vis du terme relatif à la température du capteur, lequel est absent des expressions obtenues par le biais de la méthode à flux nul.

Le produit $F_{cp}F_{pc}$ présent dans ce terme conduit à lui conférer une valeur sensiblement nulle quelle que soit la situation, sa valeur maximale obtenue pour la condition $F_{cp}=1$ ne

dépassant pas $4 \cdot 10^{-3}$ compte tenu du rapport des surfaces entre le capteur ($1 \times 1 \text{ cm}^2$) et la cible ($15 \times 15 \text{ cm}^2$).

Il résulte de ces considérations que l'erreur totale, rapportée à l'expression des températures selon les deux méthodes, reste inférieure à 0,5% en faveur de la *méthode à flux nul*.

Erreur relative $\left| \frac{T_p - T_{\text{mesurée}}}{T_p} \right|$ ($T_p, T_{\text{mesurée}}$ en K)
(%)

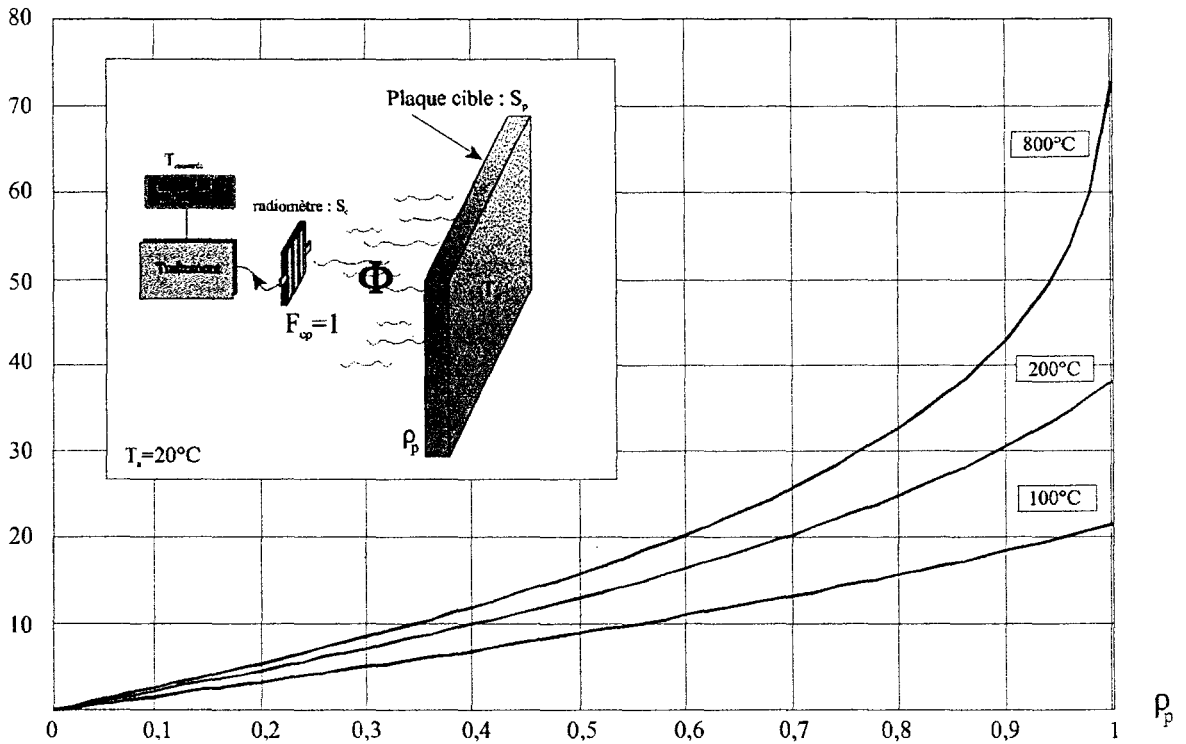


Figure II.50– Erreur relative en fonction de la réflectivité ρ_p d'une plaque maintenue à 100, 200 et 800 °C, pour une température ambiante de 20 °C ($F_{cp}=1$)

Remarque :

Bien que les courbes théoriques soient identiques à celles établies pour la *méthode directe*, dans la pratique, les résultats diffèrent quelque peu, suite au contrôle de la température de l'élément sensible. Aux fortes valeurs de réflectivité ρ_p de la cible ($\rho_p > 0,5$), à faible distance, une part significative de l'énergie rayonnée par le radiomètre se réfléchit à la surface de la plaque, si bien que l'ensemble "détecteur_cible" se comporte comme un système bouclé, entraînant une "erreur dans le bon sens", cette correction naturelle involontaire permettant généralement de réduire sa valeur finale.

F.4 Critère de choix des méthodes

En termes de performances, les deux méthodes de mesure décrites précédemment semblent équivalentes quant aux résultats affichés. Néanmoins, les techniques utilisées étant

totallement différentes, il convient, en pratique d'adopter la méthode convenant le mieux aux conditions de mesure.

F.4.1 méthode directe

L'avantage de cette méthode réside dans la taille réduite de son élément sensible permettant une mise en œuvre aisée. Cependant, en pratique, elle se trouve limitée par une gamme ambiante de fonctionnement relativement réduite compte tenu de la compensation adoptée et révèle une grande dépendance de la température de l'élément sensible sur le résultat de la mesure.

La faible sensibilité intrinsèque des radiomètres ADD aux courants de convection, permet de se passer, dans la majorité des cas, d'optique de protection. Néanmoins, l'application d'un courant d'air chaud sur la surface du radiomètre peut perturber notablement la mesure, suite aux inhomogénéités dans la répartition du champ de température. Il est nécessaire dans ces conditions extrêmes d'avoir recours soit à une fenêtre de protection^[III.C.2], soit à un détecteur de dimensions réduites réalisé à l'aide des microtechnologies^[18,44,59].

F.4.2 méthode à flux nul

L'avantage principal de la méthode à flux nul réside dans l'indépendance des paramètres caractérisant le capteur, permettant une interchangeabilité plus aisée ; le remplacement du capteur utilisé par un autre, présentant une sensibilité dans une fourchette de 20% de tolérance, ne perturbe pas le fonctionnement du système.

Le capteur étant chauffé, l'ensemble constituant la tête de mesure est sujet à une plus grande sensibilité aux courants de convection qu'un seul radiomètre ADD. Compte tenu des dimensions du capteur (kapton 10x10 mm² CI.), le module à effet Peltier utilisé pour le contrôle de la température présente des dimensions importantes (18x18 mm²). L'action d'un courant de convection significatif, conduit à une répartition inhomogène du champ de température à la surface du module. Cela entraîne une perturbation du bilan d'échange radiatif au niveau du radiomètre et provoque une erreur de mesure qui peut être importante. Cette influence néfaste, peut être minimisée en utilisant un module à effet Peltier miniature associé à un radiomètre issu des microtechnologie (5x5 mm²).

Le chauffage du capteur conduit à un temps de réponse de l'ordre de plusieurs secondes. Néanmoins, lorsque le système est stabilisé autour de son point de fonctionnement, le suivi de l'évolution de la température de la cible s'opère très rapidement. Il est alors possible, moyennant une régulation optimisée et une sortie supplémentaire au système, de disposer d'une information relative à la variation du signal par rapport à la température de référence imposée, permettant autour d'une référence relative, la mesure de faible variation (0,1 °C) autour du point considéré.

Conclusion du chapitre II :

Le développement des radiomètres ADD selon les techniques couramment employées dans l'industrie électronique pour la réalisation des circuits imprimés et des systèmes intégrés, leur garanti une industrialisation aisée et un faible coût de revient. Les réalisations récentes à l'aide des microtechnologies témoignent de l'intérêt de ces structures dans des systèmes visant à l'identification de signatures thermiques.

La caractérisation et l'étalonnage des radiomètres nécessitent un banc de mesure spécifique, réunissant les conditions d'influence totale et une source chaude homogène. La détermination de la sensibilité \mathcal{S} du radiomètre, rend compte de sa modélisation à la fois sur un plan interne, caractérisant ses propriétés au niveau de sa structure et sur un plan externe, vis à vis de son environnement de mesure. La détermination du diagramme de rayonnement des capteurs a permis d'établir que leur zone d'influence est un cône de demi-angle 75° dont l'élément sensible occupe le sommet.

L'étude des moyens d'interfaçages des détecteurs de flux, a permis de mettre en avant les familles CMOS des amplificateurs opérationnels : notamment, les familles Chopper caractérisées par une tension d'offset extrêmement faible conduisant à la réalisation d'amplificateurs caractérisés par une tension de décalage réduite et une impédance d'entrée élevée. Cette étude souligne l'intérêt de la réalisation des structures ADD en microtechnologies présentant des sensibilités élevées ($\mathcal{S}=10 \mu\text{V}/\text{W}\cdot\text{m}^2$) associées à des résistances internes raisonnables ($<50 \text{k}\Omega$).

Les techniques de mesures présentées, bien que différentes dans leur principe, donnent des résultats semblables. Il convient dans la pratique d'étudier les conditions de mesure afin de tirer parti de leurs avantages respectifs. A cet égard, la méthode à flux nul se révèle particulièrement bien adaptée à la mesure d'un déséquilibre thermique de faible amplitude autour d'un point de fonctionnement. Le détecteur étant maintenu à une température de fonctionnement sensiblement constante, la moindre modification de la température de la cible surveillée se traduit par une information immédiate permettant de qualifier son importance et son sens.

CHAPITRE III

Mise en œuvre des principes de mesure de température sans contact

Nous décrivons, dans ce dernier chapitre, la réalisation des procédés de mesure en vue de qualifier leur comportement vis à vis de leur environnement.

La première solution retenue, la *méthode directe*, fait l'objet de deux prototypes ; le premier, réalisé à l'aide de composants analogiques, met en œuvre une compensation linéaire de l'élément sensible afin d'évaluer le comportement d'une telle association en conditions réelles de mesure. Le deuxième prototype, basé sur le même principe, utilise une solution numérique, mettant en œuvre un ordinateur de type PC assurant tout le travail de correction en température du radiomètre et la détermination de la température de la cible.

La méthode à flux nul fait l'objet d'un troisième prototype mettant en œuvre un module à effet Peltier ; ce choix permet de réduire le temps de réponse de l'appareil lors des phases de refroidissement.

Enfin, l'adaptation des systèmes de mesure à un contrôle de la température a été réalisée sur deux systèmes ; le premier, permet de réguler la température d'une plaque de cuisson vitrocéramique à foyer halogène, permettant ainsi un contrôle plus rapide et plus précis de la cuisson. Le deuxième constitue une variante de système de régulation, adapté à la commande d'un système mobile ; à cet effet, la source de chaleur est constituée d'un système soufflant à air chaud.

A Réalisation de la méthode "directe"

Les principes théoriques de la mesure de température par le biais de la *méthode directe* ont été développés au **paragraphe II.D** du second chapitre. Nous décrivons dans cette partie la réalisation pratique du système de mesure.

De fait, cette méthode a fait l'objet de deux réalisations ; la première n'utilisant que des composants analogiques, la seconde utilisant quant à elle, un ordinateur PC permettant de simplifier considérablement la mise au point de l'appareil.

A.1 Réalisation analogique

La **Figure III.1** représente le schéma synoptique retenu pour la version analogique du système.

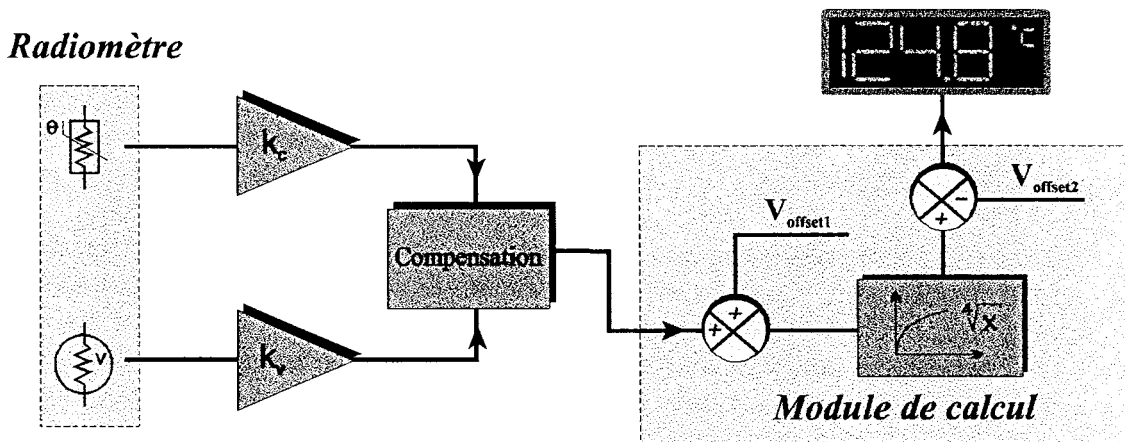


Figure III.1– Synoptique du système de mesure

Ce synoptique, met en évidence trois sous-ensembles principaux :

- Le traitement des signaux *flux* et *température*, assurant leur combinaison en une seule information relative à la température T_p de la cible
- Le module de calcul analogique de la température
- L'affichage de la valeur de la température

A.1.1 Traitement des signaux

L'amplificateur constitue une partie importante du circuit, puisqu'il conditionne directement, avec le capteur, la résolution de la mesure. Son rôle essentiel est d'adapter l'amplitude des signaux à une valeur acceptable pour le calculateur analogique. Pour cette application, il présente les caractéristiques suivantes :

- Gain important, de l'ordre de 1000
- Faible bande passante
- Tension de décalage neutralisée

Le choix d'une famille d'amplificateurs ayant fait l'objet de l'analyse décrite au **paragraphe II.C**, nous ne rappellerons pas les critères de sélection conduisant à privilégier une technologie CMOS, notamment les circuits LinCMOS™ et Chopper.

A.1.2 Compensation de la température du capteur

A.1.2.1 Choix de la compensation

La tension délivrée par le radiomètre, après amplification, s'exprime conformément à la relation Eq[II.11] :

$$V_c = k_v \cdot \mathcal{S} \cdot \sigma_r (T_p^4 - T_c^4) \quad (\text{V}) \quad [\text{II.11}]$$

Comme exposé lors de la présentation théorique de la méthode, une compensation en température de la tension V_c est indispensable pour obtenir une détermination précise de la température T_p de la cible.

Bien que les capteurs de température à réponse non linéaire (CTN) soit mieux adaptés à une telle compensation, comme démontré lors de la présentation de la méthode au **paragraphe II.E.2**, le choix, pour ce premier prototype, s'est porté sur un capteur à réponse linéaire ; en l'occurrence, le thermocouple plaqué de type T (association Cuivre_Constantan) intégré à tous les radiomètres réalisés en technologie CI. Ce choix est dicté, d'une part par la relative simplicité de sa mise en œuvre, et d'autre part, afin d'évaluer les performances d'une compensation linéaire en conditions réelles.

A.1.2.2 Mise en œuvre

La température du radiomètre est mesurée à l'aide d'un thermocouple permettant une mesure directe sans correction particulière. L'utilisation d'un composant spécialisé dans le traitement des soudures thermoélectriques, tels que les circuits AD 595 et AD 597^[D118] fabriqués par Analog Device, permet de simplifier cette tâche à l'extrême ; ces circuits intègrent, en effet une compensation de soudure froide référencée à 0 °C, et l'amplificateur nécessaire à l'obtention d'une tension variant de 10 mV par degré Celsius. La tension de sortie a alors pour expression :

$$V_{comp} = A \cdot T_c \quad (\text{V}) \quad [\text{III.1}]$$

avec $A=10 \text{ mV}/^\circ\text{C}$

Bien que ces circuits soient initialement conçus pour être connectés à un thermocouple de type K (association Chromel_Alumel, $\Delta\alpha \approx 40 \mu\text{V/K}$), leur utilisation reste possible avec un thermocouple de type T (association Cuivre_Constantan, $\Delta\alpha \approx 38 \mu\text{V/K}$), moyennant une légère différence quant au taux de variation observé en sortie, dont la valeur est réduite à

$A=9,5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. La différence de linéarité observée entre les deux types d'association n'est pas significative pour une température inférieure à 100°C ^[D119].

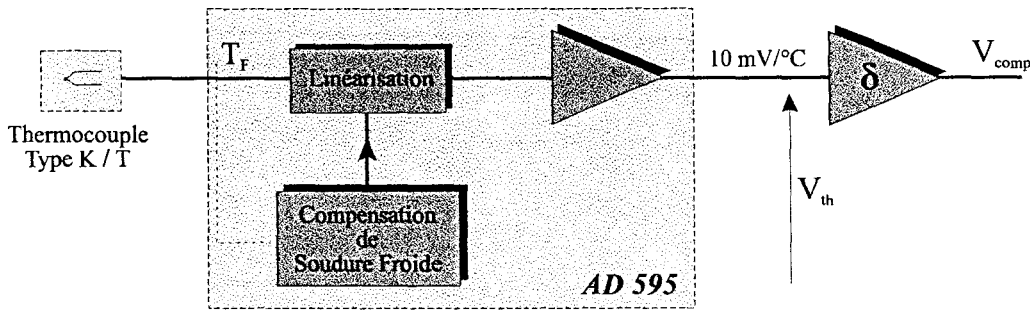


Figure III.2- Préamplificateur de thermocouple AD595/597

Les températures présentées dans la relation Eq[II.24] étant des températures absolues (K), il convient d'adapter l'expression Eq[III.1] à cette unité. Après traitement du signal par l'amplificateur de gain δ , celle-ci s'exprime alors :

$$V_{comp} = \delta(A \cdot T_c - 273 \cdot A) \quad \text{avec } T_c \text{ exprimé en K}$$

avec $A=10 \text{ mV}/^\circ\text{C}$

L'association de cette tension avec la fem issue du radiomètre est réalisée conformément à la relation Eq[II.24] décrite au **paragraphe II.E.2.1** relatif à la compensation linéaire d'un radiomètre :

$$V_{Capt} = V_c + V_{comp} = k_v \cdot \mathcal{L} \sigma_r (T_p^4 - T_c^4) + \delta \cdot A \cdot T_c + V_{Offset} \quad [\text{II.24}]$$

où $V_{Offset} = -273 \cdot \delta \cdot A$, et V_{Capt} représente la tension du radiomètre après correction

La condition nécessaire à la compensation du radiomètre impose $\left. \frac{\partial V}{\partial T_c} \right|_{T_c=T_{\text{ref}}} = 0$, soit la condition résultante sur δ :

$$\delta = \frac{4k_v \cdot \mathcal{L} \cdot \sigma_r \cdot T_c^3}{A} \quad (\emptyset)$$

Remarque :

Le montage amplificateur non-inverseur ne pouvant assurer un gain inférieur à l'unité dans sa configuration classique, il convient lors de la détermination du gain δ de ne retenir que des valeurs supérieures à l'unité.

Le **tableau III.1** donne les valeurs des différents paramètres pour quelques sensibilités usuelles de radiomètre.

Sensibilité \mathcal{S} ($\mu\text{V}/\text{W}\cdot\text{m}^2$)	k_v	δ	$V_{25^\circ\text{C}}$ (V)
	Radiomètre compensé à 25 °C		
1.5	1200	1,08	0,27
4	500	1,20	0,3
10	200	1,20	0,3

Tableau III.1– Valeurs de configuration indicatives pour différentes sensibilités de radiomètre

Remarque :

Il est important, lors de la conception du système, d'une part de choisir les paramètres de gain δ et k_v , aussi faibles que possible, afin de garantir les meilleures caractéristiques de bruit et d'offset. D'autre part, il importe de faire attention à la tension minimale résultante sur le signal compensé ($V_{25^\circ\text{C}}$), car celle-ci augmente très rapidement avec δ . Une valeur trop importante limite rapidement la gamme de température mesurable à cause de la tension de saturation des amplificateurs.

La **figure III.3** représente l'évolution de la tension à la sortie de la cellule de compensation.

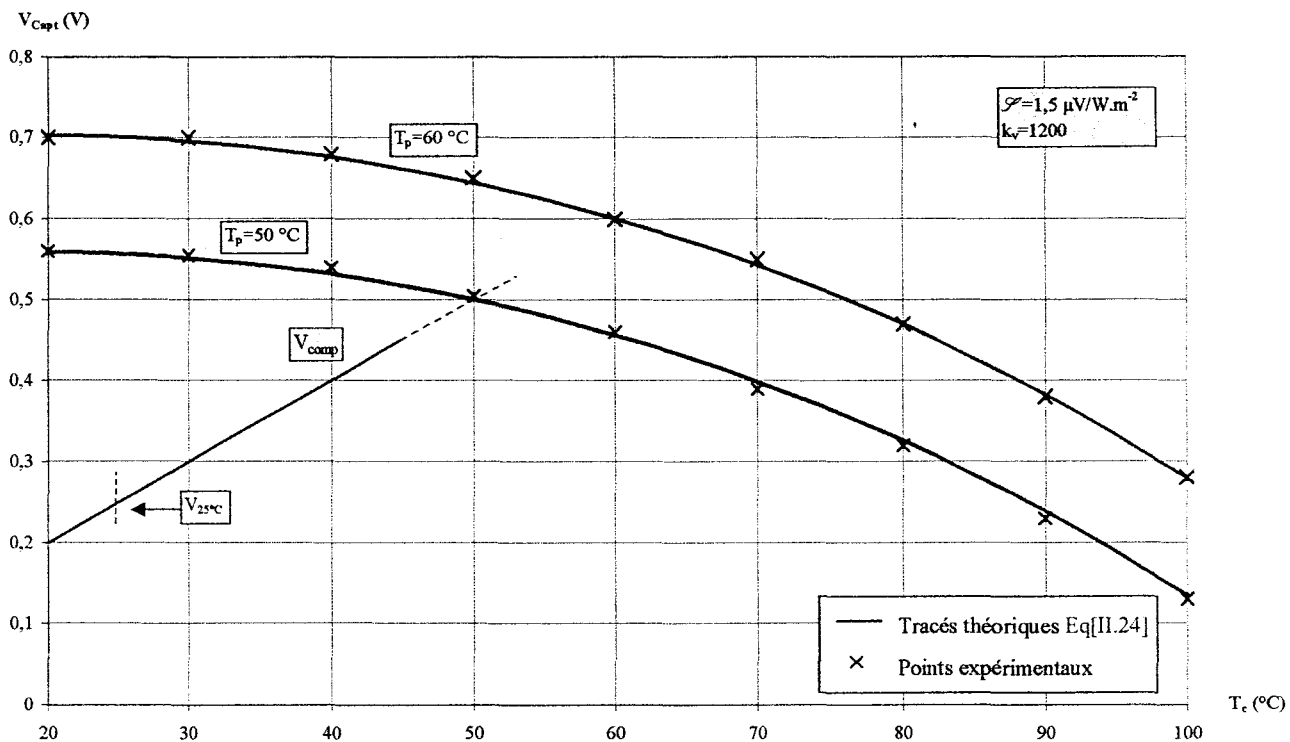


Figure III.3– Compensation linéaire de l'influence de la température du capteur

A.1.3 Module de calcul

Ce module permet la détermination analogique de la racine quatrième du signal présent à son entrée. Il est construit autour d'un unique circuit intégré spécialisé (4302) produit par la firme Burr-Brown^[D21]. Il permet, moyennant une polarisation correcte de ses broches, la conformation de nombreuses fonctions mathématiques, dont la racine quatrième. Une fois réglé, il suffit d'appliquer une tension V_e sur sa broche d'entrée pour obtenir une tension V_s proportionnelle à la racine quatrième de celle-ci sur sa broche de sortie, conformément à la relation Eq[III.2].

$$V_s = 10 \cdot \left(\frac{V_e}{10} \right)^{0,25} \cong 5,62 \sqrt[4]{V_e} \quad (\text{V}) \quad [\text{III.2}]$$

Ce circuit bien que très performant, présente quelques inconvénients pour sa mise en œuvre, suite notamment à la nécessité de tensions d'alimentation élevées (+15V, -15V), devant être relativement stables, et d'autre part à une consommation assez importante (environ 20 mA). Ces spécifications nécessitent le recours à une alimentation secteur soignée, pénalisant la réalisation d'une version portable de ce système de mesure bien que ses dimensions permettent son intégration dans un boîtier portatif (figure III.6).

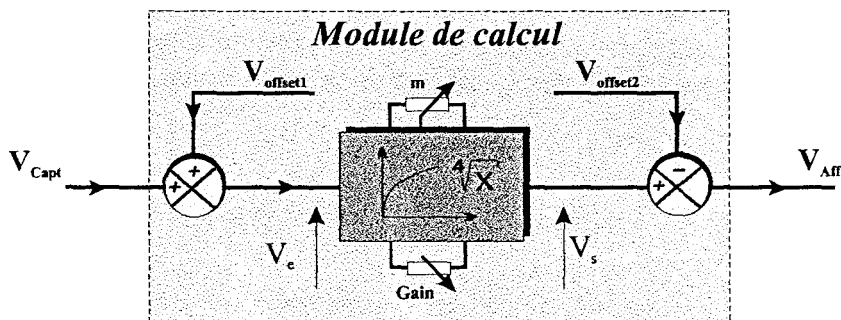


Figure III.4– Détail du module mathématique

Les différents réglages de gain (tension de référence) et d'exposant ($m = 1/4$) permettant d'ajuster précisément la courbe de réponse du circuit sont réalisés à l'aide de potentiomètres multitours à piste cermet.

A.1.3.1 Détermination des paramètres de calcul

La tension V_e appliquée à l'entrée du circuit mathématique ne pouvant être négative, il convient d'appliquer une tension de décalage permettant de cadrer le calcul en température absolue. Pour cela, une tension $V_{Offset1}$ est ajoutée au signal avant traitement. Sa valeur découle de l'expression Eq[II.24] de la tension compensée V_{Capt} , en appliquant la condition limite $T_p = 0$ K.

$$V_{Offset1} = V_{Capt(0K)} \quad (\text{V})$$

Les caractéristiques du radiomètre utilisé et la température de référence adoptée pour la compensation conduisent alors à une tension de décalage $V_{Offset1} \approx 0,55$ V.

Compte tenu du gain introduit par le circuit calculateur et de son expression en température absolue, la tension de sortie doit être recadrée. A cet effet, une seconde tension $V_{Offset2}$ fait suite au circuit analogique afin de repositionner l'origine des températures à 0 °C. Sa détermination est aisément réalisée à partir des relations Eq[II.24] et Eq[III.2] appliquées pour une température T_0 donnée. Afin de simplifier l'affichage, nous choisissons une conversion de 1 mV \Leftrightarrow 1 °C.

$$V_{Offset2} = [T_0]_V + 5,62 \sqrt[4]{V_{Capt}(T_0) + V_{Offset1}} \quad (V)$$

avec T_0 ramenée en volts selon l'équivalence souhaitée ; ainsi 298 K \Leftrightarrow 2,98 V.

En sortie, la tension obtenue constitue une image exprimée en kelvins de la température de la cible. Pour convertir cette échelle en degrés Celsius, il suffit d'ajouter 2,73 V à la valeur de la tension de décalage $V_{Offset2}$.

Remarque 1 :

Compte tenu des paramètres déterminés précédemment, conjointement à l'utilisation d'un radiomètre présentant une sensibilité $\mathcal{S} = 1,5 \mu V/W.m^2$, l'expression en kelvins de la température de la cible conduit à attribuer une tension de décalage $V_{Offset2} \approx 2,33 V$. L'expression de cette même température, mais cette fois, en degrés Celsius conduit à une valeur $V_{Offset2} \approx 5,1 V$.

Remarque 2 :

Les paramètres déterminés précédemment ne constituent en pratique que des valeurs approximatives permettant de régler les différents potentiomètres afin de se situer dans la zone de fonctionnement. Le réglage précis de ces derniers ne peut s'obtenir qu'au terme d'une séance d'essais permettant d'obtenir les résultats attendus, suite notamment aux tolérances des différents composants.

A.1.4 L'affichage

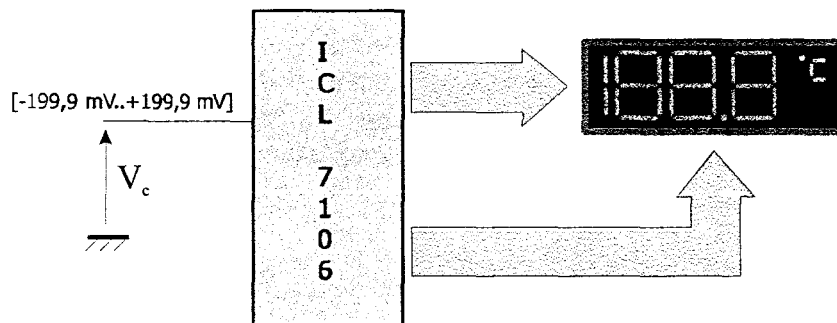


Figure III.5– Module d'affichage numérique

L'affichage est assuré par un module à affichage LCD 2000 points dont la **Figure III.5** résume la constitution. La gestion de l'afficheur à cristaux liquides est entièrement confiée à un circuit intégré spécialisé (ICL 7106 fabriqué notamment par Intersil^(D24)), s'occupant de la conversion analogique numérique et de la gestion de l'affichage. Ce circuit intégré équipe bon nombre de multimètre numérique ; il intègre une tension de référence de très bonne qualité, garantissant un affichage indépendant de la température ambiante. Sa mise en œuvre est relativement simple, puisqu'il suffit d'appliquer sur son entrée une tension continue comprise entre $-199,9$ mV et $+199,9$ mV.

Son taux de rafraîchissement, de 2 à 3 conversions par seconde, garantit une mise à jour suffisamment fréquente de l'affichage, tout en garantissant une lecture relativement stable.

A.1.5 Réalisation pratique

L'ensemble des composants est regroupé sur un circuit imprimé dessiné à l'aide du logiciel de CAO ORCADTM. Ses faibles dimensions permettent l'intégration du système dans un boîtier portatif autorisant, moyennant une **alimentation extérieure**, des mesures in situ. Un deuxième petit circuit imprimé regroupe les circuits d'alimentation générant les différentes tensions d'alimentation requises par les circuits intégrés, à partir d'une unique source de 12 à 15V.

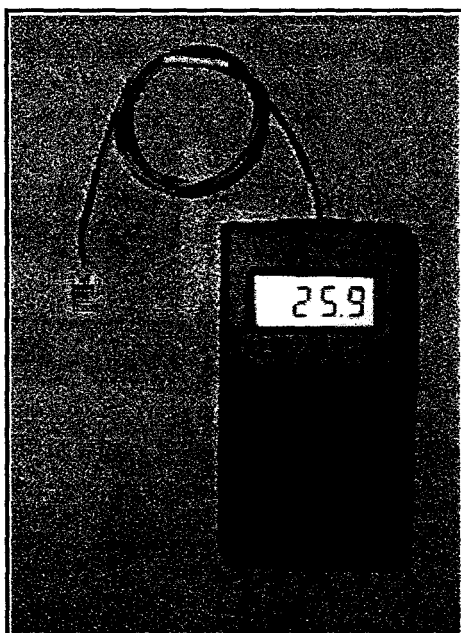


Figure III.6— Photographie du prototype mettant en œuvre la *méthode directe* à l'aide de composants analogiques (L'alimentation est externe, les fils ont été *gommés* pour des raisons esthétiques)

A.1.6 Ajustage des fonctions

La mise au point est assez délicate, et doit être entreprise indépendamment pour chaque sous-ensemble, en partant des capteurs jusqu'à l'affichage.

La première étape consiste à étalonner les capteurs de flux et de température selon les procédures décrites au **paragraphe II.B**. Il est ensuite facile de déterminer les coefficients de pondération permettant la compensation. Leur connaissance, permet d'ajuster le gain des amplificateurs associés respectivement à l'information *bilan radiatif* et à l'information *température capteur*.

L'étape suivante, consiste à ajuster les paramètres du circuit mathématique, en vue d'obtenir la fonction racine quatrième. Enfin, le réglage correct de la tension de décalage, permet l'affichage exact de la température sur l'écran du module LCD.

A.1.7 Détermination de la précision théorique

Les composants étant choisis et leurs caractéristiques ayant été établies, nous pouvons estimer la précision et la résolution de l'appareil réalisé en fonction essentiellement de trois paramètres :

- les caractéristiques de bruit et d'offset de l'amplificateur utilisé
- la qualité des réglages de la chaîne de traitement
- la résolution et la précision du module d'affichage

En ne considérant que le premier et le dernier élément et en faisant abstraction des erreurs inhérentes à la mesure de la température du détecteur et des conditions de mesure (environnement, courants de convection), nous pouvons estimer l'erreur minimale constatée sur la température affichée, compte tenu des considérations suivantes :

Les caractéristiques de l'amplificateur retenu pour cette application, au vu des critères de choix discutés au **paragraphe II.C**, sont résumées dans le **tableau III.2** :

	Offset (mV)	Bruit (mV _{pp})
Amplificateur	LTC 1050 (G _v =1000)	
Valeurs ramenées en sortie	0,5	1,6

Tableau III.2– Caractéristiques résumées de l'amplificateur et du convertisseur utilisé^[III.C]

Ces paramètres conduisent à deux limitations importantes de la mesure ; la tension de bruit se traduit par une valeur minimale de température mesurable autour de la température ambiante (celle de l'élément sensible). Quant à la tension d'offset, elle engendre une erreur de décalage entre la valeur réelle de la température et la valeur affichée.

La relation Eq[I.49] établie au **paragraphe I.C.3.2.1** conduit à relier la résolution en tension à la résolution en température, permettant ainsi d'estimer directement les erreurs commises en termes de température.

$$dV_c \approx 5,71 \cdot \mathcal{S} \cdot dT \quad [I.49]$$

Compte tenu de l'utilisation d'un capteur réalisé selon une technologie CI. de surface $10 \times 10 \text{ mm}^2$, et de sensibilité $\mathcal{S} = 1,5 \mu\text{V/W.m}^2$, la température minimale mesurable autour de la température T_c de l'élément sensible avec une tension de bruit de $1,6 \text{ mV}_{pp}$ en sortie est de l'ordre de $\pm 0,1 \text{ }^\circ\text{C}$. L'erreur de décalage sur l'affichage générée par une tension d'offset de $0,5 \text{ mV}$ en sortie est de l'ordre de $0,06 \text{ }^\circ\text{C}$, conduisant à une erreur autour de la température ambiante de l'ordre de $\pm 0,16 \text{ }^\circ\text{C}$. L'afficheur possède également sa propre erreur sur l'affichage de ± 1 digit, soit $\pm 0,1 \text{ }^\circ\text{C}$ avec pour l'échelle adoptée, une erreur sur la valeur affichée autour de la température ambiante, de l'ordre de $\pm 0,3 \text{ }^\circ\text{C}$.

Pour une température de cible très supérieure à l'ambiante, le terme de bruit n'influence pratiquement plus la mesure ; seules la composante d'offset et l'erreur propre à l'afficheur sont alors à considérer. Elles engendrent une erreur de l'ordre de $\pm 0,2 \text{ }^\circ\text{C}$. La résolution est essentiellement limitée par le module d'affichage utilisé, soit sensiblement $0,1 \text{ }^\circ\text{C}$.

A.1.7.1 Limitations de la gamme de mesure

Le radiomètre étant compensé par un signal de correction linéaire vis à vis de sa température, la plage des températures ambiantes de fonctionnement est très réduite, de l'ordre de $\pm 3 \text{ }^\circ\text{C}$ autour du point de fonctionnement T_{fer} choisi lors de la détermination des paramètres de réglage. Dans le cas présent, cette gamme est limitée à la gamme $17 \text{ }^\circ\text{C} < T_c < 23 \text{ }^\circ\text{C}$.

La valeur maximale mesurable n'est limitée que par la valeur maximale affichable par le module et la tension de saturation de l'amplificateur de la chaîne de traitement. L'amplificateur limite la gamme, compte tenu d'un radiomètre présentant une sensibilité $\mathcal{S} = 1,5 \mu\text{V/W.m}^2$ à environ $230 \text{ }^\circ\text{C}$. L'affichage étant limité à $199,9 \text{ }^\circ\text{C}$, il conditionne une valeur maximale de $200 \text{ }^\circ\text{C}$.

La valeur minimale sera très supérieure à ce que laisse penser la seule étude des tensions de saturation de l'étage amplificateur. En effet, le capteur devant être placé assez près de la cible (condition d'influence totale^[D.4.1]), il risque d'être rapidement soumis aux phénomènes de changement de phase prenant naissance à sa surface, et provoquant l'apparition de gouttelettes d'eau créant un court-circuit thermique entre les jonctions chaudes et froides de la thermopile. Il en résulte une sensibilité apparente nulle. En pratique, la valeur minimale sera de l'ordre de $5 \text{ }^\circ\text{C}$ en deçà de la température ambiante, soit environ $15 \text{ }^\circ\text{C}$.

	Précision ($^\circ\text{C}$)	Résolution ($^\circ\text{C}$)	Tmax ($^\circ\text{C}$)
Gamme [15..200 $^\circ\text{C}$]			Réalisation analogique
$T_{cible} < 30 \text{ }^\circ\text{C}$	0,3	0,1	200
$T_{cible} > 30 \text{ }^\circ\text{C}$	0,2	0,1	200

Tableau III.3– Estimation des erreurs inhérentes à la conception (amplification et affichage)

Les résultats de mesures issus de cette réalisation sont discutés au **paragraphe III.A.3**, conjointement à ceux relatifs à la réalisation numérique.

A.2 Réalisation numérique

La réalisation pratique de cette méthode selon une voie totalement analogique étant relativement délicate suite, notamment aux nombreux réglages à effectuer, principalement autour du circuit mathématique (4302 Burr Brown^[D21]). Nous avons donc réalisé et étudié un second prototype, utilisant cette fois une méthode numérique.

Le schéma de la **figure III.7**, notablement simplifié par rapport à la réalisation analogique de la **figure III.1**, utilise un convertisseur analogique-numérique (CAN) à deux entrées ; l'une traduisant l'information *température* et l'autre l'information *flux radiatif*. L'ensemble est piloté par un ordinateur de type PC assurant la synchronisation du système et procédant au traitement des deux signaux en vue de les transformer en une seule information reflétant la température de la cible. L'affichage de la température s'effectue directement sur l'écran.

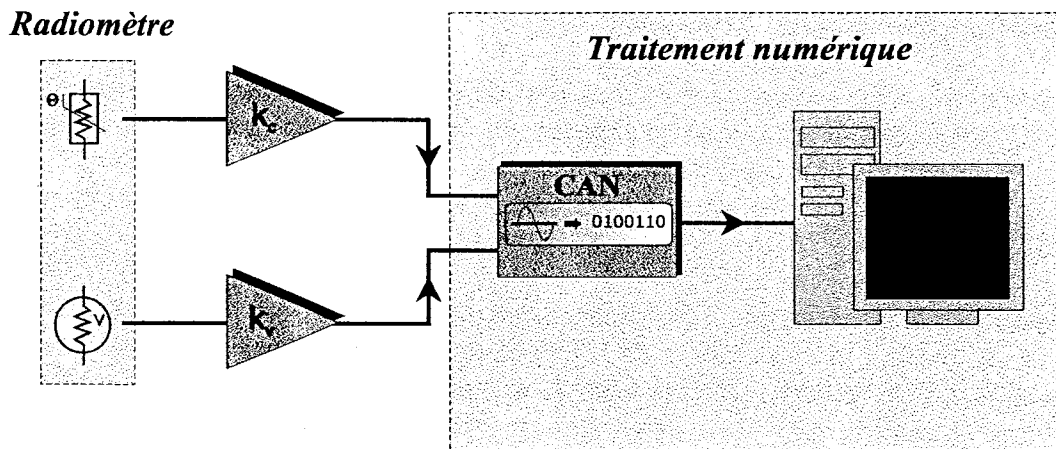


Figure III.7– Réalisation numérique utilisant un ordinateur PC

Les deux amplificateurs de gain k_v et k_c procèdent à l'adaptation du niveau des signaux relatifs respectivement au flux radiatif échangé (Φ_c en W/m^2) et à la mesure de la température du capteur (T_c en K). Le convertisseur CAN utilisé est un ICL 7109^[D16,D24] affichant 12 bits de résolution pour une gamme bipolaire de $\pm 4,096$ V. La carte d'acquisition utilisée^[D17] mettant en œuvre ce circuit possède 8 entrées analogiques multiplexées permettant la mesure successive des deux grandeurs nécessaires à la détermination de la température T_p de la cible.

A.2.1 Capteur de température

A priori, le choix du capteur de température, pourrait sembler de moindre importance, le programme pouvant établir instantanément, la correspondance entre la tension qu'il délivre après mise en forme par l'amplificateur k_c et la température réelle du capteur. Néanmoins, selon la technique utilisée pour compenser l'information radiative, le choix du type de capteur se fait de manière logique.

Pour réaliser la compensation en température du capteur, deux approches sont envisageables.

- Compensation numérique : l'information délivrée par le capteur est digitalisée puis traitée numériquement par le système pour obtenir sa compensation.
- Compensation analogique : l'information délivrée par le capteur est tout d'abord compensée en température avant d'être digitalisée puis traitée par le système informatique.

A.2.1.1 Compensation numérique

C'est la technique adoptée sur le schéma de la **figure III.7**. Le signal issu de la mesure de la température du capteur est tout d'abord amplifié afin d'adapter son niveau à la gamme du convertisseur, puis le signal est converti en une donnée numérique. Cette technique présente l'avantage indéniable de ne nécessiter que peu de composants externes, se traduisant par un coût moindre puisque tout le traitement est confié au microprocesseur.

Néanmoins, cette manière de procéder, présente deux inconvénients ; d'une part la mesure est plus lente, puisqu'elle nécessite deux cycles de mesure (conversions analogique-numérique), et d'autre part, elle est entachée d'un bruit de quantification supérieur nécessitant l'utilisation d'un convertisseur haute résolution sous peine d'obtenir une faible précision ou bien une gamme réduite en température.

Afin de simplifier le programme, le capteur de température est choisi avec une réponse linéaire en température ; ainsi l'ordinateur n'a pour fonction que de calculer la puissance quatrième pour que la compensation soit effective.

Remarque :

Le thermocouple est compensé par un circuit AD597 assurant la conversion de la fem qu'il délivre en un signal présentant une sensibilité de l'ordre de 10 mV par degré ^[III.1.2.2]. La conversion est assurée par un ICL 7109 présentant un pas de quantification de 1mV (gamme $\pm 4,096$ V) avec un taux d'erreur de l'ordre de 1 LSB. L'association directe de ces deux circuits se traduit par une résolution correspondant au pas de quantification de 0,1 °C. Compte tenu de l'erreur propre aux systèmes échantillonnés, cela se traduit par une information *température* dont la précision ne peut excéder 0,2 °C. En pratique, celle-ci n'excède pas 0,4 °C, suite au bruit généré par l'ensemble du système. Cette erreur sur la détermination de la température du capteur se reporte directement sur la température affichée. Afin d'augmenter la précision, il convient d'utiliser le convertisseur au maximum de sa gamme, soit sensiblement 4 V, en plaçant un amplificateur de gain noté k_c permettant une excursion maximale à l'intérieur de cette gamme pour la température maximale de la gamme ambiante. Soit par exemple pour une gamme [0..30 °C], un gain $k_c=12$ donnant environ 3,5 V pour $T_c=30$ °C. Ces paramètres conduisent alors à un quantum de l'ordre de 0,001 °C engendrant une erreur négligeable sur la mesure.

A.2.1.2 Compensation analogique

Le temps de calcul ainsi que le nombre d'entrées analogiques d'un système construit autour d'un ordinateur de la famille PC ne pose aucun problème, ces machines travaillant avec d'importantes ressources mémoire et de puissants processeurs. Il en est tout autrement lorsque le système doit être intégré dans un ensemble portable de faible coût. Les opérations mathématiques nécessitant un temps machine relativement important ne sont pas à la portée des microcontrôleurs standards. C'est pourquoi ceux-ci nécessitent généralement le recours à des tables de conversions mémorisées par exemple en mémoire EEPROM. Malgré cela, le temps de calcul n'est pas négligeable et l'occupation mémoire importante de la table, suite au grand nombre de points nécessaire à sa construction, réduit la précision. Afin d'augmenter celle-ci, sans perte de temps ni augmentation mémoire, il est possible d'avoir recours à une compensation externe de la température de l'élément sensible, celle-ci prenant la forme de la procédure décrite au **paragraphe II.E.2.1** ; cette technique assure à l'aide d'une thermistance, une compensation autour de la température ambiante avec une précision meilleure que 0,1% dans la gamme [20..40 °C] ^[II.E.2.1].

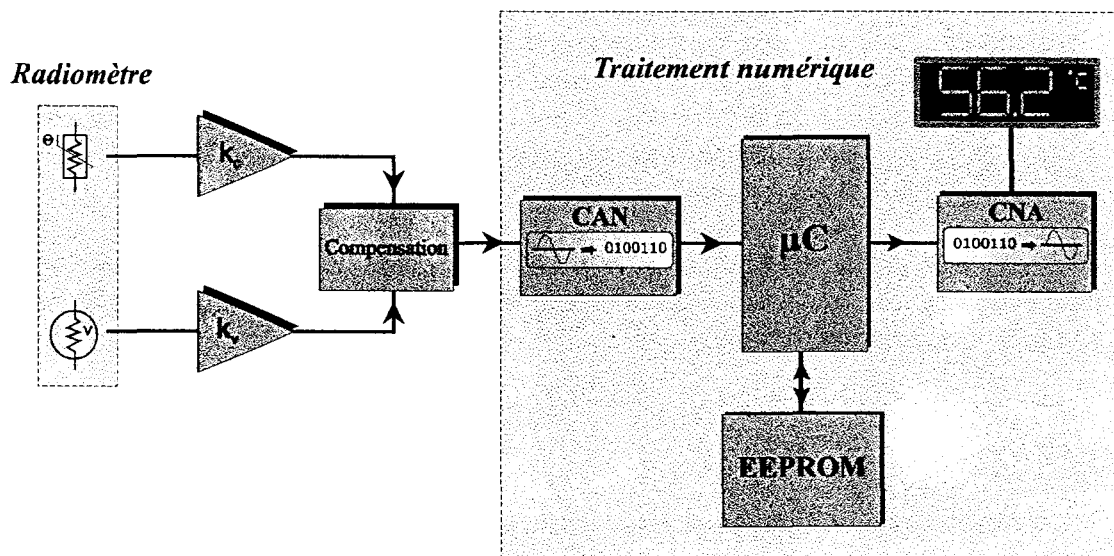


Figure III.8– Réalisation à l'aide d'un microcontrôleur

Comme précédemment, le schéma de la **figure III.8**, laisse entrevoir une première partie analogique dans laquelle, le signal radiatif est compensé par l'information *température* d'une sonde CTN selon une technique similaire à celle présentée au **paragraphe II.E.2**. En sortie de la cellule de compensation, le signal ne présente plus de dépendance significative vis à vis de la température de l'élément sensible dans la gamme ambiante [20..40 °C]. Le signal attaque ensuite l'entrée unique d'un convertisseur Analogique Numérique dont la résolution peut s'étendre de 8 à 14 bits selon la gamme et la précision recherchée. Il convient, à ce sujet de souligner qu'une application comme le thermomètre auriculaire^[D410] commercialisé notamment par la firme BRAUN, opérant sur une gamme relativement étroite [25..43 °C], se contente d'une conversion sur 8 bits. Le traitement final peut s'effectuer comme précédemment, à l'aide d'un ordinateur ou bien d'un système microcontrôlé transmettant l'information *température* sur un afficheur à l'aide d'une tension issue d'une conversion Numérique Analogique ou bien encore à l'aide d'un bus de transmission sériel tel le bus I²C développé par PHILIPS^[D425].

Nous limiterons la description de la réalisation du système à l'utilisation d'un ordinateur, le développement d'un système à microcontrôleur étant susceptible de constituer une suite à nos travaux. Néanmoins, il nous a semblé pertinent de rappeler la relative simplicité d'adaptation des réalisations décrites vers un contexte industriel.

A.2.2 Déroulement du programme

L'organigramme d'un cycle de mesure de la température est représenté sur la **Figure III.9**.

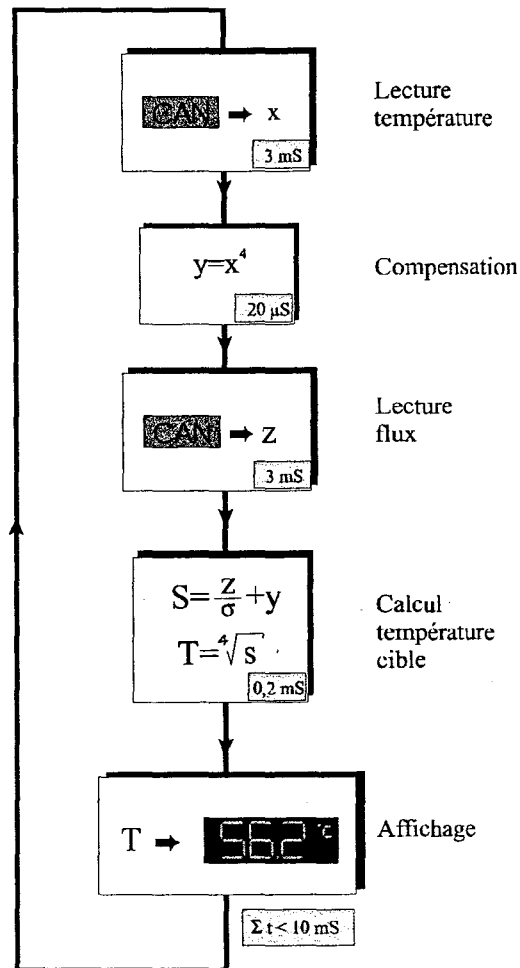


Figure III.9– Organigramme de fonctionnement du système numérique (les temps affichés sont déterminés pour un ordinateur PC équipé d'un processeur 486 cadencé à 66 MHz)

A.2.2.1 Description de la procédure de traitement

Une première acquisition du convertisseur analogique-numérique, permet la lecture de l'information relative à la température du capteur. Celle-ci est tout d'abord, convertie en kelvins, puis élevée à la puissance quatrième, avant d'être stockée dans une variable intermédiaire y . Une deuxième acquisition, permet la lecture de l'information relative, cette fois, au flux radiatif reçu par le capteur ; elle est stockée dans une variable intermédiaire z .

Ces deux acquisitions effectuées, il est à présent possible de déterminer la température apparente de la source chaude moyennant la relation Eq[III.2]. Après calcul, le résultat est envoyé vers l'écran ou vers un module d'affichage LCD.

Afin de fixer l'ordre de grandeur du temps nécessaire pour réaliser les différentes fonctions, nous avons ramené le temps nécessaire à leur exécution au temps de traitement d'un ordinateur de type PC équipé d'un processeur 486 DX2 cadencé à 66 MHz, sachant que les microcontrôleurs fonctionnent généralement à moins de 10 MHz (famille PIC^[D123]) et ne possèdent pas de fonction mathématique avancée ; il en résulte un temps de calcul environ 100 fois supérieur (environ une seconde).

A.2.3 Détermination de la précision théorique

Tout comme pour la réalisation précédente, la précision et la résolution sur la détermination de la température dépendent essentiellement de deux paramètres :

- les caractéristiques de bruit et d'offset de l'amplificateur
- le pas de quantification (quantum) du convertisseur

En ne considérant que ces deux éléments, c'est à dire en négligeant les erreurs inhérentes à la mesure de la température du détecteur et aux conditions de mesure (environnement, mouvements de convection), nous pouvons estimer une erreur minimale constatée sur la température affichée.

L'amplificateur et le convertisseur CAN retenus présentent les caractéristiques suivantes :

	Offset (mV)		Bruit (mV _{pp})	
Amplificateur	LTC 1050 (G _v =1000)			
Valeurs ramenées en sortie	0,5		1,6	
	Référence (mV) (Gamme/2)	Résolution	Quantum (mV)	Erreur ± ½ LSB (mV)
Convertisseur	ICL 7109 (Intersil ^[D124])			
Valeurs typiques	2048	12 bits (4096)	1	±0,5

Tableau III.4— Caractéristiques résumées de l'amplificateur et du convertisseur utilisé

Ces paramètres conduisent à deux limitations vis à vis de la mesure ; la tension minimale de l'amplificateur se traduit par un écart de température minimal mesurable autour de la température ambiante (celle de l'élément sensible). Quant aux caractéristiques propres au convertisseur, elles fixent à la fois la précision et la résolution en température de l'appareil.

Tout comme pour la réalisation analogique, la relation Eq[I.49] permet d'estimer directement la température minimale mesurable par rapport à la température ambiante. Compte tenu de l'utilisation d'un capteur réalisé en microtechnologie sur substrat kapton affichant une sensibilité $\mathcal{S}=3,9 \mu\text{V}/\text{W}\cdot\text{m}^2$ pour une surface active de $5\times 5 \text{ mm}^2$, l'erreur est de l'ordre de $\pm 0,04 \text{ }^\circ\text{C}$. La comparaison de cette valeur par rapport à celle obtenue moyennant

l'utilisation d'un capteur présentant une sensibilité $\mathcal{S}=1,5 \mu\text{V}/\text{W}\cdot\text{m}^{-2}$ ($\pm 0,1 \text{ }^\circ\text{C}$) souligne une fois de plus l'intérêt des réalisations en microtechnologie de capteurs affichant des sensibilités élevées^[44,59].

Le pas de quantification du convertisseur (Quantum=1 mV) limite la résolution de la mesure à une valeur de 0,05 $^\circ\text{C}$. L'erreur de décalage présente une valeur faible (0,5 mV) vis à vis des erreurs introduites lors de la conversion analogique-numérique et ne se fait pas sentir directement ; elle intervient dans une erreur globale incluant également l'erreur de quantification qui devient de ± 1 LSB, conduisant à une précision sur la mesure de 0,1 $^\circ\text{C}$.

A.2.3.1 Limitations de la gamme

Le convertisseur utilisé présente une tension maximale d'environ 4 V, conduisant avec un radiomètre caractérisé par une sensibilité $\mathcal{S}=3,9 \mu\text{V}/\text{W}\cdot\text{m}^{-2}$ à une température limitée à une valeur maximale de 130 $^\circ\text{C}$. Il est possible d'étendre cette gamme au détriment de la précision en utilisant un amplificateur dont le gain est moins important.

	Précision ($^\circ\text{C}$)	Résolution ($^\circ\text{C}$)	Tmax ($^\circ\text{C}$)
Gamme [15..130 $^\circ\text{C}$]			Réalisation numérique
Tcible < 30 $^\circ\text{C}$	0,15	0,05	130
Tcible > 30 $^\circ\text{C}$	0,1	0,05	130

Tableau III.5– Estimation des erreurs inhérentes à la conception

A.2.4 Réalisation pratique

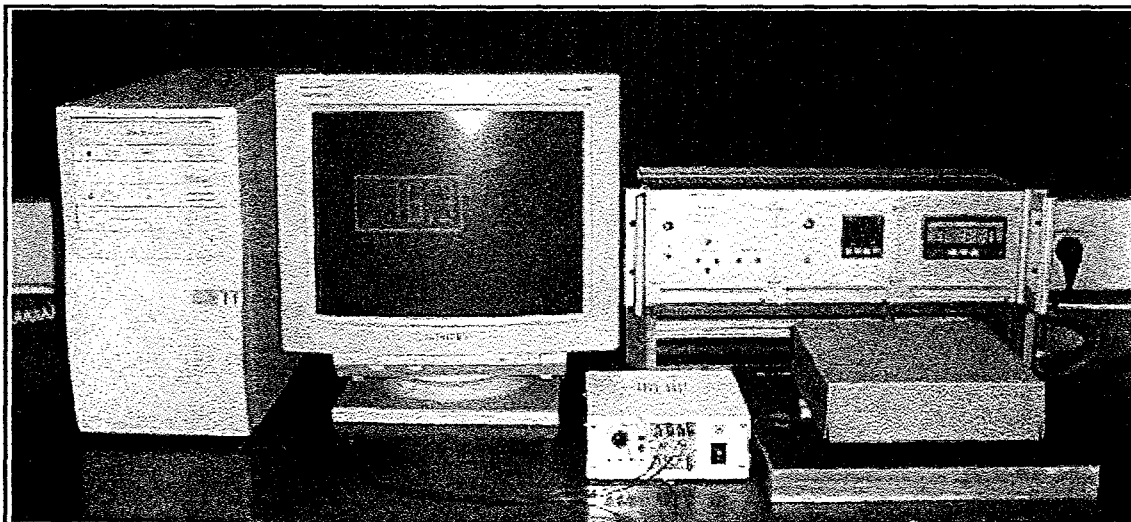


Figure III.10– Version numérique de la méthode directe en cours de caractérisation

Le système est constitué de deux amplificateurs et d'une carte intégrant un convertisseur analogique-numérique prenant place à l'intérieur d'un ordinateur de la famille

PC (ici un AMD K6-200 MHz). Le radiomètre utilisé est un modèle miniature de surface active $5 \times 5 \text{ mm}^2$, réalisé par A.Ebongué^[44] en microtechnologie sur substrat kapton[®]. La **figure III.10** représente le système complet en cours de caractérisation. Elle permet de voir les différents éléments, notamment le module intégrant l'électronique de traitement (au centre). Ce dernier a été réalisé au laboratoire où il est essentiellement utilisé pour le traitement des signaux issus des capteurs de flux thermique. Le boîtier intègre deux amplificateurs à technologie "Chopper" dont le gain peut être choisi parmi trois valeurs distinctes 1000, 200 et 50 ainsi qu'une petite alimentation (inutilisée dans cette application). Le préamplificateur de thermocouple nécessaire au traitement de l'information *température* est câblé sur un module auxiliaire placé à l'intérieur du boîtier. Sa sortie est envoyée après un étage atténuateur ($\times 10$) à l'entrée d'un des deux amplificateurs dont le gain est ajusté à 50, permettant l'obtention d'un gain total de cinq. Le deuxième amplificateur traite la fem issue du radiomètre ; pour cela, son gain est choisi égal à 1000. Les deux signaux sont ensuite acheminés vers le convertisseur par le biais de deux câbles blindés. Nous avons développé le logiciel nécessaire à la mesure et à la détermination de la température en langage C.

A.3 Procédures d'essais et résultats obtenus

La caractérisation des appareils réalisés selon les deux techniques s'effectue à l'aide d'un système dérivé du banc de caractérisation des radiomètres. Celui-ci se présente sous la forme d'un rack de format standard constitué de trois éléments distincts ; de gauche à droite : un amplificateur permettant d'alimenter la résistance chauffante sous tension réduite (30 V), un module régulateur à PID numérique assurant le contrôle de la température de la plaque chaude, et un module d'affichage permettant de mesurer la température du plan de référence. Le capteur prend place sur un échangeur dans lequel circule de l'eau maintenue à température ambiante. La plaque chauffante de dimensions $20 \times 20 \text{ cm}^2$ est maintenue à une distance de 15 mm à l'aide de deux entretoises en PTFE[®].

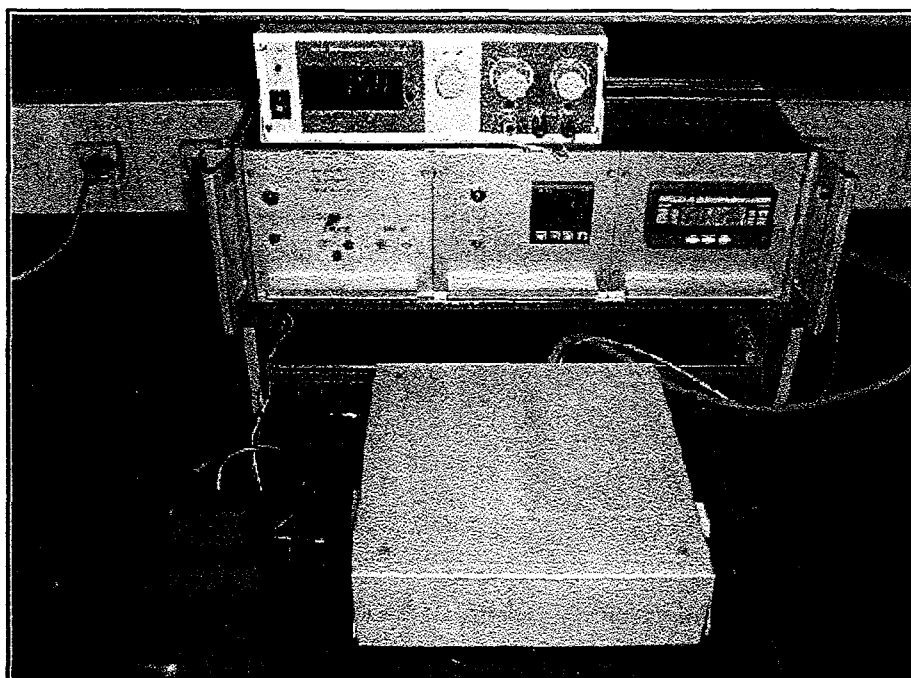


Figure III.11– Caractérisation de la méthode directe

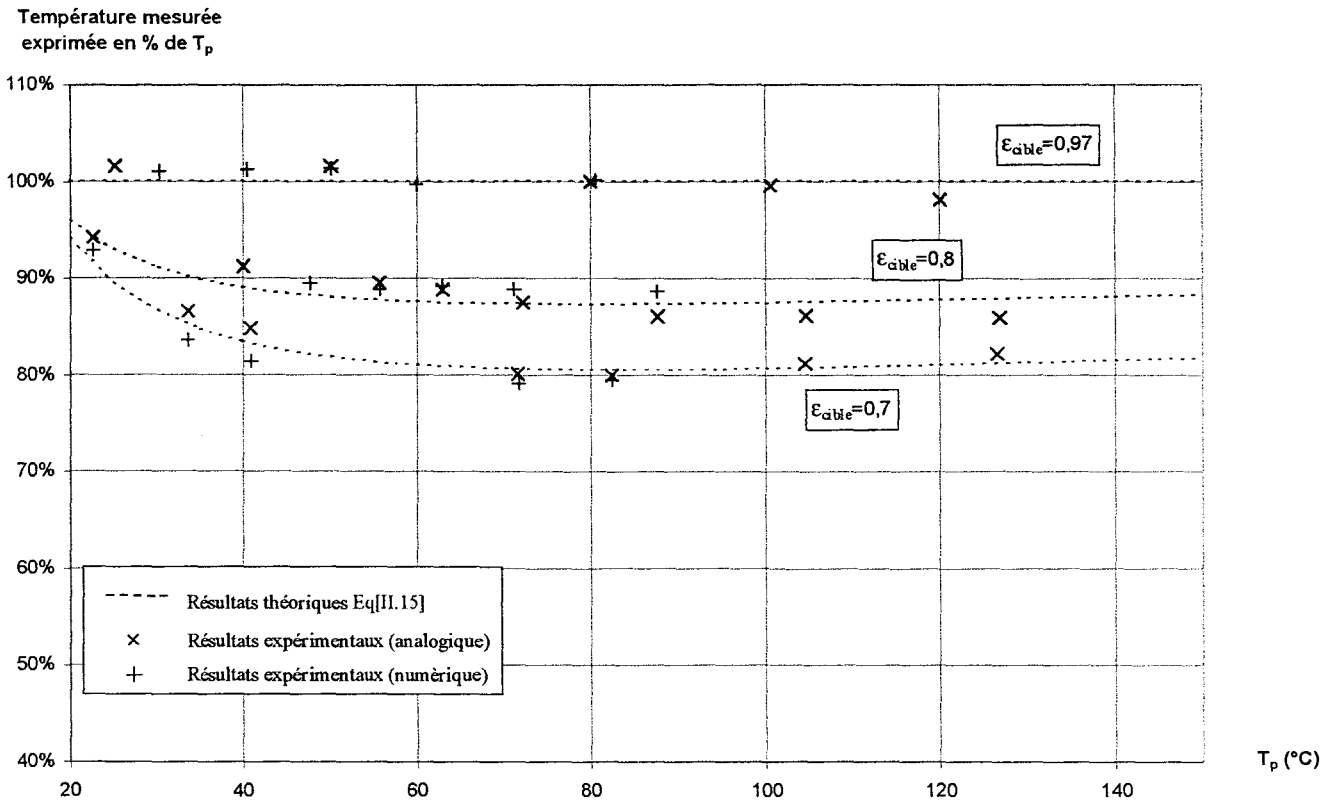


Figure III.12– Résultats obtenus sur 3 plaques d'émissivité différentes

Les tracés de la **figure III.12** réalisés sur trois plaques d'émissivité respective 0,97 ; 0,8 ; 0,7 permettent de vérifier la bonne cohérence des résultats entre les deux réalisations. Les écarts par rapport aux tracés théoriques obtenus à l'aide de la relation Eq[II.19] établie au **paragraphe II.D.3.1** n'excèdent pas 3%, et restent dans le cadre des erreurs de mesure.

A.3.1 Version analogique

Les essais de cette version dotée d'une compensation linéaire de la température ambiante, ont montré les limitations contraignantes de ce type de compensation. L'augmentation de la température du capteur provoque une rapide dérive de la valeur affichée, qu'il est très difficile de compenser sur une large plage de température, (max. 6 °C) ; de plus, comme prévu lors de l'étude attentive de la documentation du calculateur analogique^[D121], une variation de la tension d'alimentation induit immédiatement des résultats dépourvus de sens.

Le défaut le plus significatif de cette méthode de mesure réside dans le calage du module de calcul. Ces circuits sont délicats à ajuster, et sont sujets à de fréquents dérèglements, suite notamment à une lente dérive de la tension d'alimentation.

A.3.2 Version Numérique

Les essais de cette version dotée d'une unité de traitement numérique, sont similaires en termes de précision à ceux obtenus par le biais de la réalisation précédente. Cependant, le nombre réduit de composants extérieurs présente un intérêt certain. La température ambiante de fonctionnement ne présente plus d'importance significative, la compensation s'opérant numériquement par le calcul de la puissance quatrième de l'information température du radiomètre. L'utilisation d'un ordinateur pour effectuer les calculs, se justifie simplement pour des raisons de simplicité de mise en œuvre, le système étant transposable, à un système à microcontrôleur sans grandes difficultés.

B Réalisation de la méthode à flux nul

Les nombreuses difficultés rencontrées lors de la réalisation pratique de la méthode précédente, nous ont conduit à rechercher une réalisation plus simple pouvant s'affranchir des caractéristiques propres au capteur (sensibilité, propreté, ...). Le principe physique de cette méthode ayant déjà été exposé lors de la description des techniques de mesures, ce descriptif ne se rapporte donc qu'à la réalisation pratique.

Cette fois, la relative simplicité de l'électronique ne nécessite pas le recours à une solution informatisée, et seuls des composants courants et bon marché sont utilisés. Le schéma de la **figure III.13** précise davantage cette partie électronique.

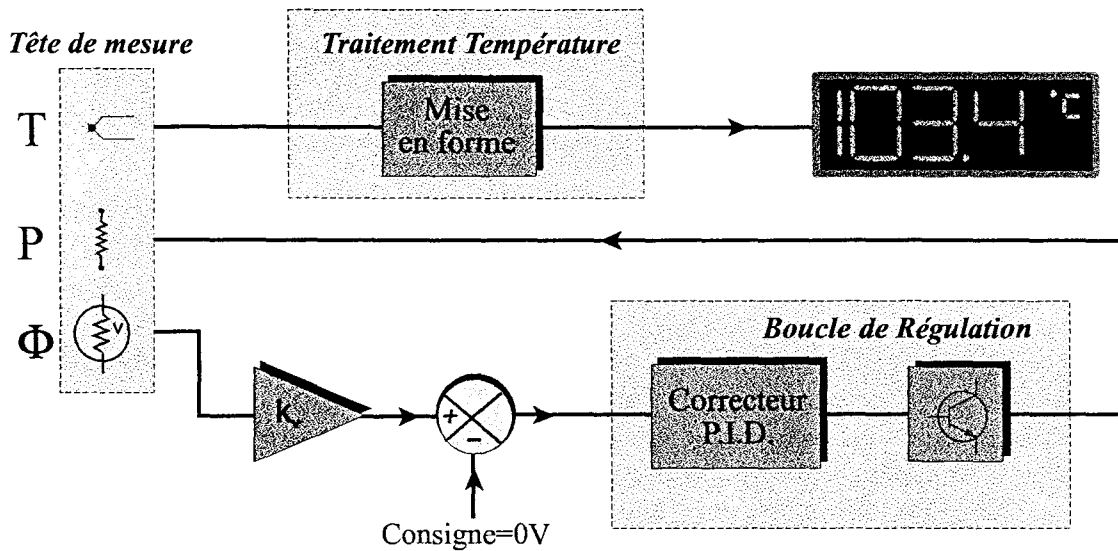


Figure III.13– Méthode de mesure à flux nul

Ce synoptique met en évidence deux sous-ensembles totalement indépendants l'un de l'autre :

- L'affichage de la température mesurée
- Le contrôle et la régulation de la température du radiomètre

B.1 Affichage de la température

La température du radiomètre est mesurée à l'aide d'un capteur à réponse linéaire (thermocouple) permettant une mesure directe sans mise en forme particulière. L'utilisation d'un composant spécialisé dans le traitement des thermocouples, tels les circuits AD595 et AD597^[D118] fabriqués par Analog Device, permet de simplifier à l'extrême cette partie du schéma ; ces circuits intègrent en effet, une compensation de soudure froide et l'amplificateur nécessaire à l'obtention d'une tension variant de 10 mV par degré Celsius. Toutefois, ces composants sont conçus pour être connectés à des thermocouples de type K alors que les capteurs intègrent une sonde de type T (thermocouple plaqué). Si la solution d'un thermocouple placé à proximité du détecteur n'est pas réalisable, il est possible d'avoir recours au thermocouple intégré, moyennant un *ajustage* du module d'affichage permettant de corriger la légère différence de pouvoir thermoélectrique entre ces deux associations

($\Delta\alpha \approx 40 \mu\text{V/K}$ pour le type K, association Chromel_Alumel et $\Delta\alpha \approx 38 \mu\text{V/K}$ pour le type T, association Cuivre_Constantan) dont la linéarité est très peu différente pour une température inférieure à 100°C ^[D119]. En conséquence, le facteur d'échelle du module d'affichage est légèrement modifié afin d'adopter le nouveau taux de variation de la tension résultante à la sortie du préamplificateur de thermocouple. Par exemple, pour les valeurs indiquées le nouveau facteur d'échelle prend la valeur $9,5 \text{ mV}$.

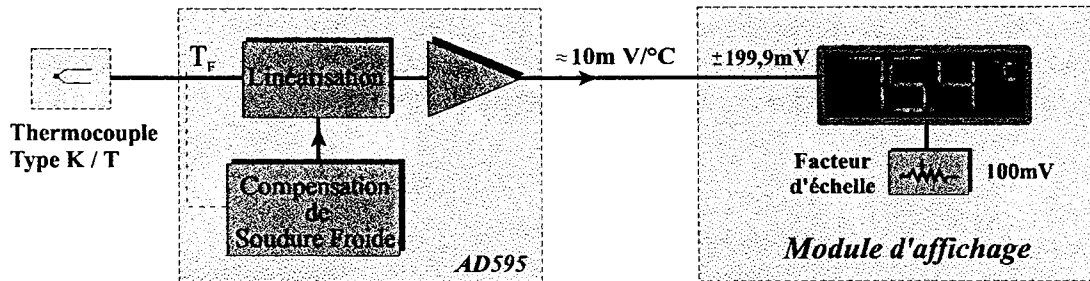


Figure III.14– Traitement de l'information température avant affichage

Le capteur étant à présent chauffé durant le processus de mesure, il est important que la liaison de la thermopile et du thermocouple intégré soient réalisées avec grand soin^[39] afin d'éviter la création d'un gradient de température tangentiel aux niveaux des connexions pouvant apparaître notamment lors des phases de chauffage et de refroidissement. L'influence de ce gradient thermique se traduit en pratique, par une erreur de la température affichée, lorsqu'il affecte les connexions de la sonde de température. Cependant, lorsqu'il se produit au niveau des connexions du radiomètre, les conséquences sont plus graves, puisqu'il nuit à la stabilité de la régulation, pouvant même provoquer dans certains cas, un phénomène de *pompage*, c'est à dire, une entrée en oscillation du système de régulation. Pour contrer son apparition, il convient de réaliser des soudures soignées de petites dimensions et de recouvrir l'ensemble des connexions d'une résine thermoconductrice permettant d'homogénéiser leur température.

B.2 Contrôle de la température

Cette partie est constituée d'un amplificateur assurant la mise à niveau de la faible fem issue du radiomètre afin de pouvoir l'utiliser via un régulateur de type PID et une commande de puissance, en vue de réguler la température du capteur pour assurer la condition $V_c = 0$.

B.2.1 Amplificateur

Cette méthode visant à l'annulation de la tension aux bornes du radiomètre (condition $\Phi_c = 0$), il est nécessaire d'assurer une tension de décalage résiduelle en sortie d'amplificateur aussi faible que possible, celle-ci prenant une importance considérable reportée à la sortie ($1 \mu\text{V}$ de tension de décalage à l'entrée engendre 1 mV après amplification par 1000). Pour cela les circuits "Chopper"^[ILC.DU15] s'avèrent nécessaires malgré leur caractéristique de bruit en retrait des circuits classiques LinCMOSTM ou bipolaire, ceux-ci étant incapables d'assurer une compensation de la tension d'offset suffisante à long terme.

Dans cette application la caractéristique d'offset devient plus importante que la caractéristique de bruit. La tension résiduelle en sortie constituant une erreur de décalage systématique conduisant à une estimation erronée de la température.

B.2.2 Élément chauffant

Deux méthodes différentes ont été utilisées afin de contrôler la température du radiomètre. Dans un premier temps, une résistance chauffante planaire, présentant l'intérêt d'une réalisation et d'une commande aisée, a été utilisée. Ce mode de chauffage souffrant d'un temps de réaction relativement lent lors des phases de refroidissement, nous avons été amenés à utiliser, dans un deuxième temps, un module à effet Peltier permettant un chauffage et un refroidissement rapide.

B.2.2.1 Chauffage par résistance planaire^[39]

Cette solution est extrêmement simple à mettre en œuvre ; le radiomètre est collé sur une plaque de cuivre de dimensions plus importantes permettant d'uniformiser la température sur toute la surface du capteur tout en évitant les effets de bords. La résistance chauffante est collée sur l'autre face de la plaque comme précisé sur la **figure III.15**.

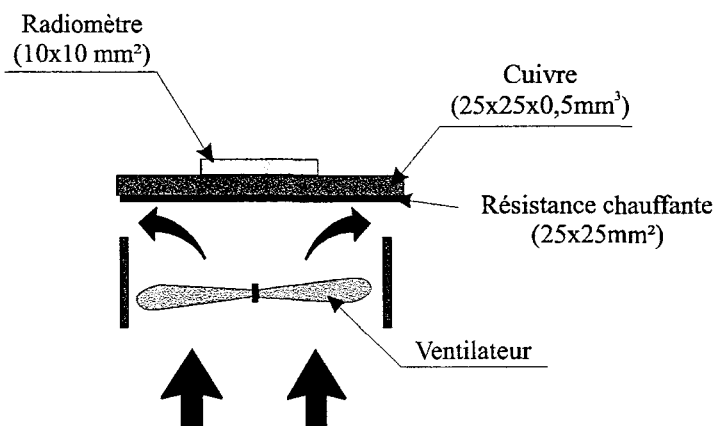


Figure III.15– Tête de mesure en régime de convection forcée

Si le chauffage est rapide, le refroidissement lui est assez lent, puisqu'il ne fait intervenir que la convection naturelle. Il est toutefois possible d'améliorer le système en adjoignant un ventilateur forçant le refroidissement moyennant un régime de convection forcée tel que l'illustre la **figure III.15**. Mais la tête de mesure devient alors plus encombrante et consomme beaucoup d'énergie. Il faudra également veiller lors de la mise en œuvre du système à ce que le flux d'air contribuant au refroidissement ne vienne pas créer de perturbations aux alentours immédiats du capteur et de la cible. L'épaisseur de la plaque de cuivre est dictée par un compromis entre le temps de réponse engendré et l'homogénéité du champ de température superficiel.

B.2.2.2 Chauffage et refroidissement par module à effet Peltier

Ces modules mettent en œuvre l'effet Peltier décrit au **paragraphe I.A.2** ; sous l'action d'un courant électrique, une différence de température apparaît entre les deux faces du module. Selon le sens du courant injecté, il est possible d'obtenir l'échauffement ou le refroidissement d'une face considérée. Le montage du radiomètre est analogue à celui de la résistance chauffante, le module prenant la place de cette résistance comme en témoigne la **figure III.16**. Seul l'emploi d'un dissipateur servant à la fois de référence au module ainsi qu'à l'évacuation de la chaleur produite par effet Joule diffère de la version précédente. Cette contrainte confère à la tête de mesure les mêmes inconvénients relatifs à l'encombrement que la version à résistance munie d'une ventilation forcée. L'utilisation d'un ventilateur permet de réduire la taille du dissipateur nécessaire, mais nécessite à nouveau les mêmes précautions que précédemment vis à vis des perturbations extérieures. Le ventilateur utilisé sur la photographie de la **figure III.16a** initialement destiné au refroidissement des processeurs Pentium™ de la 1^{ère} génération, confère au module des dimensions raisonnables (50x50x30 mm³).

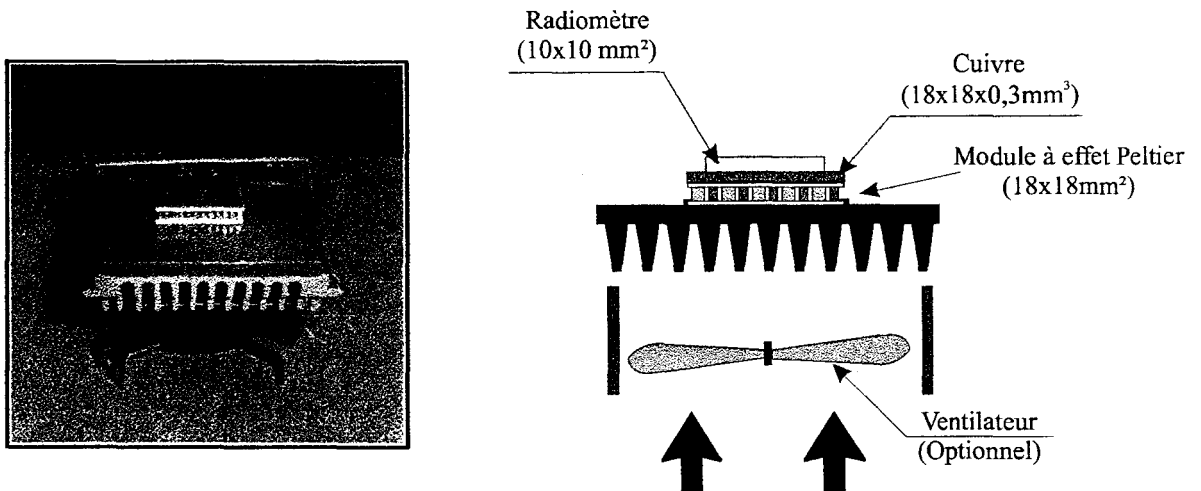


Figure III.16– Tête de mesure à effet Peltier

Le contrôle de la température du radiomètre à l'aide de ce module permet un chauffage rapide (aussi rapide qu'une résistance) conjointement à un refroidissement tout aussi rapide par simple inversion du courant d'alimentation. La température peut également, si cela s'avère nécessaire, être maintenue à une valeur inférieure à la température ambiante. Il faudra toutefois veiller dans ce cas, à ce qu'il n'y ait pas condensation à sa surface. Ce phénomène a pour conséquence un court-circuit thermique neutralisant totalement le radiomètre dont la sensibilité s'effondre à une valeur quasiment nulle.

B.2.3 Commande de l'élément chauffant

Le capteur, de par sa conformation méandrique, est susceptible de se comporter comme une antenne. La présence d'une fine feuille de cuivre sous le substrat constitue un blindage et permet de pallier partiellement ce phénomène. Néanmoins, nous avons vérifié qu'un signal de fréquence 1 kHz injecté dans la résistance chauffante (**figure III.15**), induit

une fem aux bornes de la thermopile. Ainsi, un signal de 10 V dans une résistance de 10 Ω , (soit 10 W), engendre une Fem de 0,5 mV. Cette valeur apparemment très faible est à comparer aux quelques μV utiles lorsque la température T_c du radiomètre est très proche de celle de la cible T_p .

Il est par conséquent, exclu d'employer tout système de commande utilisant une technologie M.L.I. (modulation de largeur d'impulsion) entraînant un saut brutal de tension. Une commande linéaire est donc impérative.

L'alimentation de la résistance ne nécessite pas d'inversion du courant et peut s'effectuer facilement par le biais d'un simple montage collecteur commun placé à la sortie du correcteur. L'alimentation du module à effet Peltier nécessite quant à elle, une circulation de courant dans les deux sens, imposant l'emploi d'un étage amplificateur symétrique à transistors complémentaires. Le montage en classe B est sujet à une importante distorsion au voisinage de zéro pouvant provoquer une instabilité de la régulation dans cette zone ; nous avons opté pour un fonctionnement en classe AB. Cette classe, caractérisée par une structure analogue à la précédente, en diffère par la présence d'un courant de polarisation réduit de l'étage de puissance conférant à l'amplificateur un fonctionnement en classe B à forte puissance et en classe A à faible niveau. Le courant de polarisation nécessaire est choisi suffisamment faible (10 mA) pour ne pas induire un échauffement excessif des transistors, la condition $V_s=0$ n'engendrant la circulation que d'un courant relativement faible.

B.3 Régulation

Le régulateur est conçu autour d'un montage correcteur de type PID permettant une régulation rapide tout en conférant une bonne stabilité au système. Avant d'effectuer un choix quant à la structure du correcteur et aux actions à utiliser, il convient, au préalable d'identifier le comportement de la tête de mesure par le biais de sa fonction de transfert. Pour ce faire, nous utilisons la méthode classique décrite par V.Broida^[65,66]. Sa mise en œuvre nécessite la détermination des caractéristiques *statique* et *dynamique* de l'ensemble constituant la tête de mesure. Elle revient à attribuer à un *système stable*, une transmittance du premier ordre affectée d'un retard pur :

$$H(p) = \frac{G_s \cdot e^{-\tau p}}{1 + \theta p} \quad [\text{III.3}]$$

avec τ le retard du système à une sollicitation et θ son temps de réponse à 63% ; leurs valeurs sont déterminées à partir du relevé de la *caractéristique dynamique du système en boucle ouverte*.

B.3.1 Détermination des propriétés statiques de la tête de mesure

La caractérisation statique en boucle ouverte de la tête de mesure n'est pas indispensable à la détermination de sa fonction de transfert équivalente. Néanmoins, elle permet de juger, d'une part, des différences relatives à l'emploi d'une résistance chauffante ou d'un module à effet Peltier, mais surtout d'établir une éventuelle variation du gain statique selon le point de fonctionnement considéré, ce dernier affectant les paramètres de façon significative.

Ce tracé $T_c = f(V_{\text{alim}})$, relatif aux deux éléments chauffants, reporté sur la **figure III.17** est réalisé pour une température ambiante $T_a=20\text{ °C}$, en l'absence de courants de convection forcés. Elle permet d'établir, notamment, les valeurs maximales des tensions d'alimentation correspondant aux températures maximales des éléments chauffants, soit pour le module à effet Peltier, une température $T_{\text{max}}=80\text{ °C}$ correspondant à une tension $V_{\text{max}}=4\text{ V}$. Pour la résistance chauffante, une température maximale fixée à $T_{\text{max}}=150\text{ °C}$ conduit à une tension d'alimentation $V_{\text{max}}=4,5\text{ V}$. Elle permet aussi la détermination du gain statique $G_s=\Delta T/\Delta V$ autour d'un point de fonctionnement.

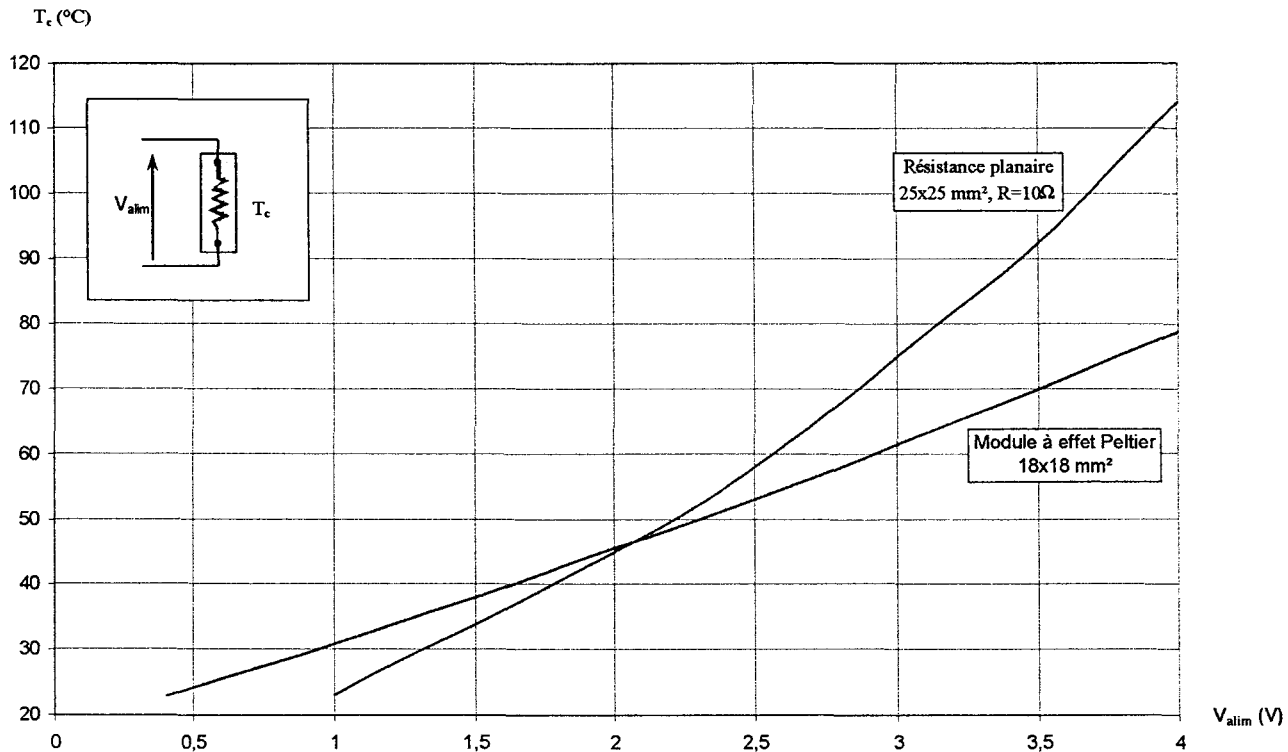


Figure III.17– Comportements statiques comparés des deux éléments chauffants

La variation quasi linéaire obtenue par l'utilisation du module à effet Peltier permet l'obtention d'un gain statique constant quel que soit le point de fonctionnement considéré. La résistance, quant à elle, affiche une dépendance relative au carré de la tension ($P= V^2/R$), et ne présente pas cette invariance dans la valeur du gain. En pratique, il convient alors d'adopter une valeur moyenne pour sa détermination.

Remarque :

Il importe de limiter la température chaude du module à effet Peltier en dessous de 90 °C en raison de la stabilité des alliages semi-métalliques de ses conducteurs thermoélectriques.

B.3.2 Détermination des propriétés dynamiques de la tête de mesure "Peltier"

La caractérisation dynamique en boucle ouverte de l'ensemble constituant la tête de mesure est réalisée en appliquant un échelon de commande en l'absence de perturbation extérieure pour une température ambiante de 20 °C. Le tracé ainsi obtenu est représenté sur la **figure III.18** pour une sollicitation $\Delta V=3,5$ V correspondant à 87% de V_{\max} , déterminée à partir des caractéristiques statiques de la **figure III.17**.

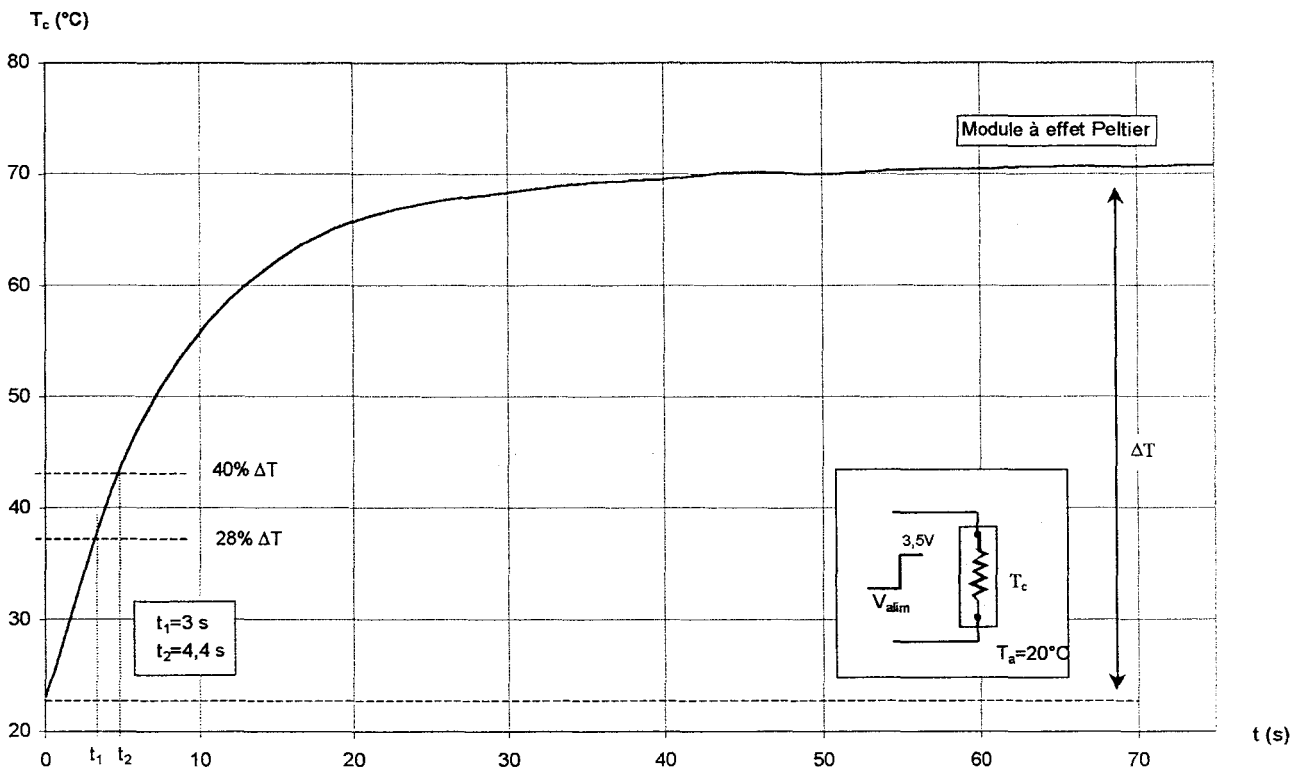


Figure III.18– Détermination des paramètres de la tête de mesure par la méthode de BROÏDA

Conformément à la méthode de Broïda utilisée pour l'identification, t_1 et t_2 désignent les instants relatifs à l'obtention du signal représentatif respectivement de 28% et 40% de la réponse finale à un échelon de commande. Leur connaissance permet de déduire la valeur des paramètres θ et τ selon les relations classiques :

$$\theta = 5,5(t_2 - t_1)$$

$$\tau = 2,8 \cdot t_1 - 1,8 \cdot t_2$$

Pour le système associé à un module à effet Peltier, les instants t_1 et t_2 identifiés conduisent à attribuer les valeurs suivantes aux paramètres θ et τ :

$$\left. \begin{array}{l} t_1 = 3s \\ t_2 = 4,4s \end{array} \right\} \rightarrow \begin{array}{l} \theta \approx 24,5s \\ \tau \approx 0,5s \end{array}$$

Le gain statique G_s de l'ensemble chauffant de la tête de mesure est déterminé à partir des caractéristiques des figures III.17 et III.18. Elles permettent d'exprimer en pourcentage les variations respectives du signal de commande et de la température du détecteur suite à la sollicitation du système autour de son point de fonctionnement initial. Pour la sollicitation de la figure III.18 relative à l'utilisation d'un module à effet Peltier :

$$G_s = \frac{\Delta T_{\%}}{\Delta V_{\%}} = \frac{60}{85} \approx 0,7 \quad (\emptyset) \quad [\text{III.4}]$$

Soit une fonction de transfert équivalente décrite par l'expression : $H(p) = \frac{0,7 \cdot e^{-0,4p}}{1 + 24,5 \cdot p}$

B.3.3 Description du correcteur

La caractéristique dynamique de la figure III.18 témoigne d'un système relativement stable ; par conséquent, l'utilisation d'une composante dérivée supplémentaire dans le correcteur n'est ni nécessaire, ni recommandable^[65], d'autant qu'une valeur trop importante de cette action conduit à l'instabilité du système. L'action intégrale étant nécessaire à l'annulation de l'erreur statique caractérisant une régulation proportionnelle, le correcteur finalement adopté est une combinaison des actions Proportionnelle et Intégrale (P.I.). L'association série de ces deux actions, menant à une dépendance des différents paramètres, le choix final est naturellement porté sur une association parallèle.

Le correcteur P.I. intègre alors les deux corrections distinctes associées en parallèles :

- une action proportionnelle P k_p
- une action intégrale I $\frac{1}{T_i} \cdot \int V_e \cdot dt$

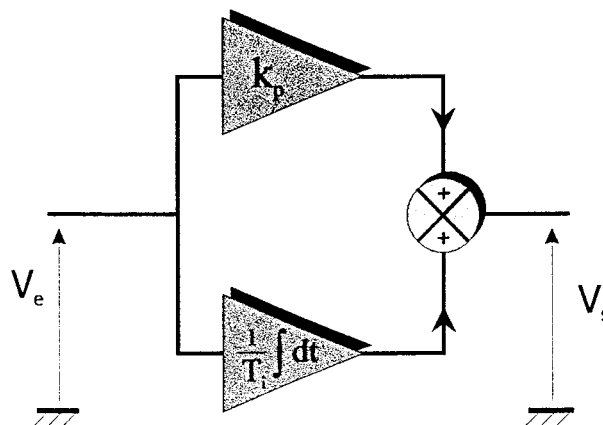


Figure III.19– Correcteur P.I.

L'effet combiné de ces deux actions permet de contrôler à la fois le dépassement de la consigne et la précision finale de la régulation par rapport à la valeur de consigne fixée.

B.3.3.1 Expression de la fonction de transfert

La détermination de la fonction de transfert du correcteur se fait dans le domaine de Laplace.

- action proportionnelle $V_p = k_p \cdot V_e$
- action intégrale $V_i = \frac{1}{T_i \cdot p} \cdot V_e$

l'action finale résulte de la somme de ces deux actions individuelles :

$$V_s = k_p \cdot V_e + \frac{1}{T_i \cdot p} \cdot V_e \quad (\text{V}) \quad [\text{III.5}]$$

B.3.4 Détermination des paramètres de réglage

Le schéma fonctionnel du système de régulation comprenant la modélisation de la "tête de mesure" et du radiomètre associé est décomposé sur la **figure III.20**. Le modèle relatif au radiomètre, suppose que son temps de réponse est négligeable vis à vis du dispositif de contrôle de sa température. Cette hypothèse est systématiquement vérifiée.

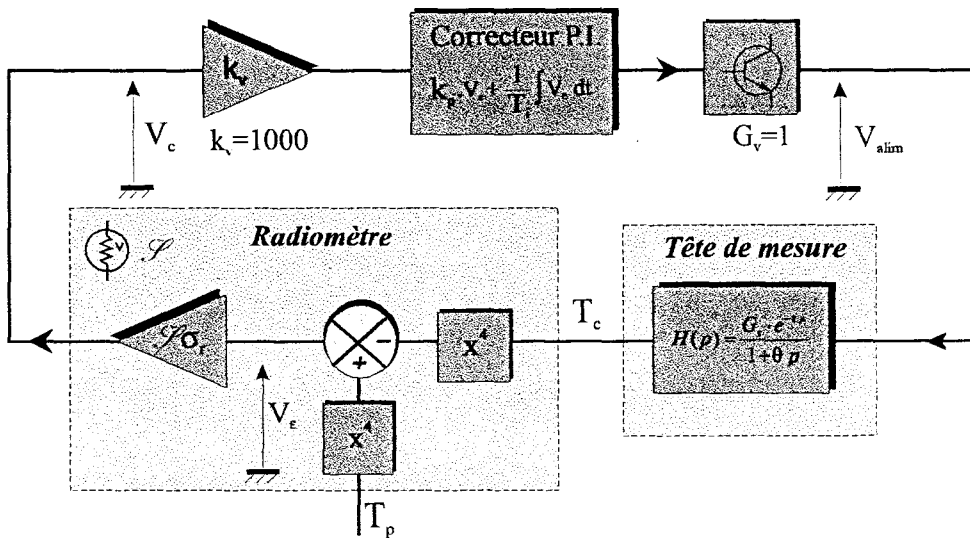


Figure III.20– Système de régulation complet

Le système étant non linéaire, il est nécessaire de *linéariser* sa réponse autour d'un point de fonctionnement. Cependant, l'application pratique ne nécessitant qu'une estimation des paramètres de réglages, nous nous contenterons d'une valeur d'évaluation déterminée à partir d'un point de repos choisi vers le milieu de la gamme de fonctionnement ; par exemple, $T_c = 20 \text{ °C}$, et $T_p = 50 \text{ °C}$.

B.3.4.1 Détermination du gain statique k_p

Pour un échelon de consigne considéré ($T_p: 20\text{ °C} \rightarrow 50\text{ °C}$), le relevé de la **figure III.17** permet d'estimer la variation de la tension de commande de l'élément chauffant. ($\Delta V = 1,6\text{ V}$, soit 37% pour l'échelon de température ΔT_p considéré). La tension de commande s'exprime alors conformément au schéma synoptique détaillé de la boucle de régulation de la **figure III.20** représenté ci-dessus :

$$V_{\text{alim}} = k_p \cdot k_v \cdot V_c \quad (\text{V}) \quad [\text{III.6}]$$

avec $V_c = \mathcal{S} \cdot \sigma_r (T_p^4 - T_c^4)$

La valeur du gain statique de l'action proportionnelle se déduit alors naturellement :

$$k_p = \frac{(\Delta V_{\text{alim}})_{\%}}{(k_v \cdot \Delta V_c)_{\%}} \quad \text{pour } T_p : 20\text{ °C} \rightarrow 50\text{ °C}$$

Compte tenu d'un radiomètre de sensibilité $\mathcal{S} = 2\text{ }\mu\text{V/W.m}^2$, d'un amplificateur de gain $k_v = 1000$, du point de fonctionnement ($T_c = 20\text{ °C}$) et de l'échelon de commande appliqué ($T_p : 20\text{ °C} \rightarrow 50\text{ °C}$), la valeur de l'action proportionnelle vaut : $k_p \approx 1$

Cette valeur étant sujette à variation suite au comportement non linéaire du système, il peut se montrer nécessaire de la retoucher lors de la première mise au point du montage.

B.3.4.2 Détermination de la constante de temps d'intégration T_i

L'ensemble de la chaîne de traitement, à l'exception de la tête de mesure, n'introduisant pas de déphasage significatif de la tension de commande, il suffit de considérer les paramètres relevés sur la **figure III.18**. Les tables^[65,66] relatives aux systèmes bouclés, recommandent pour une correction P.I. parallèle, la valeur suivante :

$$T_i = \frac{G_s \cdot \tau}{0,8} \approx 0,6\text{ s} \quad [\text{III.7}]$$

Tout comme pour la détermination de l'action proportionnelle, cette valeur est une approximation et devra être ajustée lors de la mise au point du prototype, pour un comportement optimal. En pratique, autour de $T_i = 1\text{ s}$, le système se montre systématiquement opérationnel.

Remarque :

Conformément au principe de la méthode à flux nul, ce schéma met bien en évidence le rôle de générateur de signal d'erreur du radiomètre. Ce dernier, sensible à la puissance quatrième du mesurande, contribue à augmenter la précision du système bouclé en régime statique.

B.4 Estimation de la précision

La précision de la mesure dépend essentiellement de la précision de la régulation adoptée et comme toutes les autres applications, des caractéristiques de l'amplificateur.

Tête de mesure

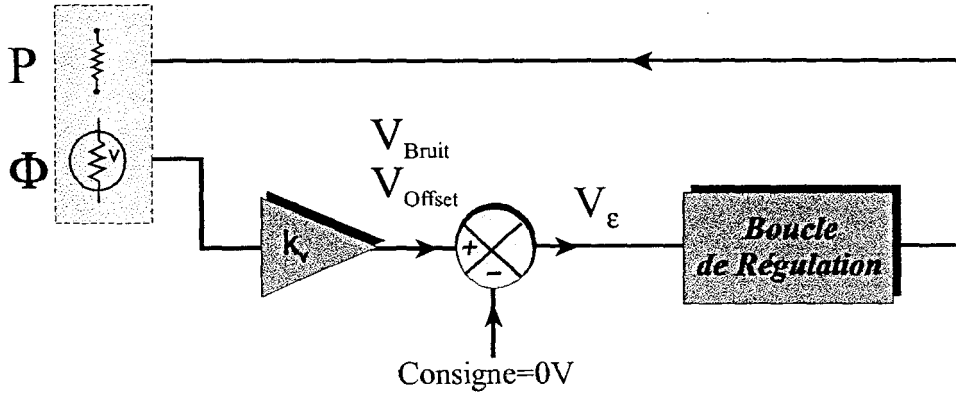


Figure III.21– Diagramme considéré pour la détermination des sources d'erreurs

La tension d'offset de l'amplificateur engendre un décalage entre la valeur réelle et la valeur de consigne. Avec les caractéristiques des amplificateurs Chopper utilisés, elle représente un décalage d'environ $0,05\text{ }^{\circ}\text{C}$. La résolution est essentiellement définie par les caractéristiques du module d'affichage utilisé ; comme pour les réalisations précédentes, elle est de $0,1\text{ }^{\circ}\text{C}$.

La tension de bruit obtenue à la sortie de l'amplificateur résulte de la superposition du bruit électronique (BF) et du bruit thermique (TBF). La composante de bruit électronique ne pose pas de problème, puisque sa valeur moyenne est nulle, par contre, le bruit de nature thermique caractérisé par une fréquence très faible influence directement le système. Par conséquent, cette dernière s'ajoute simplement au terme d'erreur statique. La tension d'erreur résultante vaut alors $V_{\epsilon r} = V_{\epsilon} + V_{\text{bruit}}$.

En régime établi, suite à l'utilisation d'une composante intégrale, la tension de déchet est en théorie, nulle. En pratique, cependant, suite aux imperfections des circuits intégrés utilisés, elle est de l'ordre du millivolt. Compte tenu d'une tension de bruit composite de $1,5\text{ mV}_{pp}$ en sortie d'amplification, la tension de déchet représente une erreur de l'ordre de $0,3\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Remarque :

La tension d'erreur V_{ϵ} constitue une propriété propre à la boucle de régulation, et ne dépend pas du radiomètre utilisé. Par conséquent, l'utilisation d'un radiomètre présentant une grande sensibilité \mathcal{S} , caractérisée par une variation importante de sa fem pour une variation de $1\text{ }^{\circ}\text{C}$ de la température de la cible, permet de minimiser l'influence de la tension d'erreur sur la mesure, contribuant ainsi, à l'augmentation de la précision de la température affichée.

B.4.1 Gamme de température mesurable

La procédure de mesure nécessitant la condition d'égalité entre la température de la cible et celle du radiomètre, c'est la valeur maximale admissible par ce dernier associé au module à effet Peltier qui fixe la limite maximale. Ainsi le couple thermoélectrique constituant le module à effet Peltier limite cette dernière à environ 80 °C.

La température minimale quant à elle, est dictée par les conditions atmosphériques régnant à proximité de la tête de mesure, c'est à dire la température ambiante et son taux d'humidité. En effet, bien que le module refroidisseur soit capable d'abaisser la température à -20 °C si nécessaire, l'apparition de fines gouttelettes d'eau, puis de cristaux de glace à la surface du capteur, le rend inutilisable suite au court-circuit thermique créé entre les jonctions chaudes et froides de la chaîne thermoélectrique. Afin d'éviter ce phénomène, il convient de ne pas descendre à plus de quelques degrés sous la température ambiante, soit une limite minimale d'environ 15 °C.

Finalement les caractéristiques de la méthode à flux nul sont regroupées dans le **tableau III.6**.

	Précision (°C)	Résolution (°C)	Tmax (°C)
Gamme [15..85°C]			Mesure à flux nul
15°C < T _p < 85°C	0,3	0,1	85

Tableau III.6– Estimation des erreurs inhérentes à la conception (amplification et affichage)

B.5 Réalisation pratique

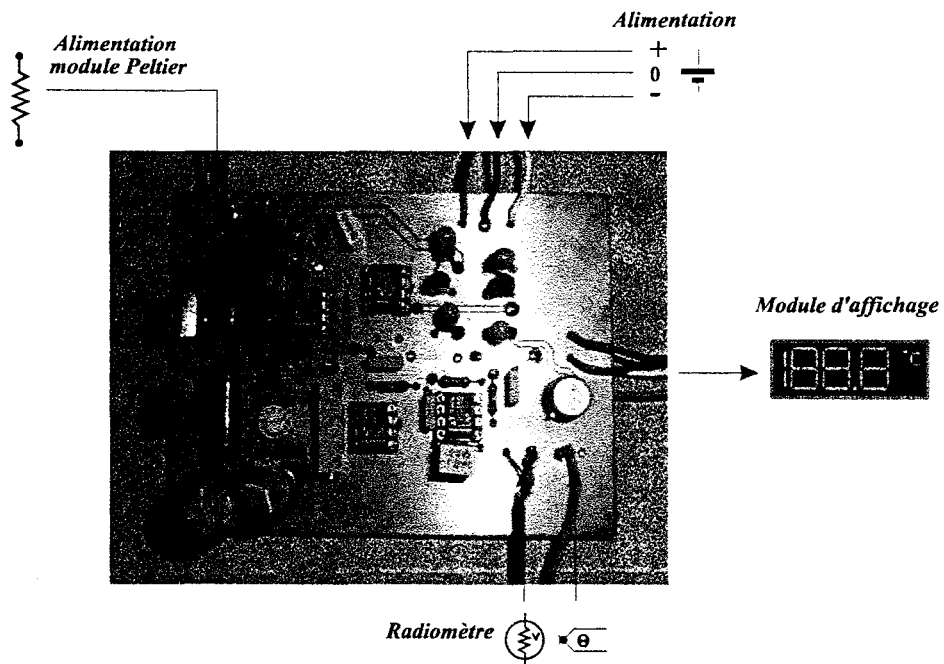


Figure III.22– Photographie de la platine principale du prototype mettant en œuvre la méthode à flux nul

Tout comme pour les réalisations précédentes, l'ensemble des composants prend place sur un circuit imprimé spécialement dessiné à son attention à l'aide du logiciel de CAO ORCAD™. Une nouvelle fois, le circuit est réalisé en double face afin de permettre la disposition d'un plan de masse sur la face supérieure en vue d'assurer la fonction de blindage. La photographie de la **figure III.22** représente la platine principale du système ; à titre indicatif, les connexions avec le reste des éléments sont indiquées.

B.6 Résultats obtenus

Les résultats obtenus avec cette méthode de mesure réalisés sur trois plaques d'émissivité respective 0,97 ; 0,8 ; 0,7, sont représentés sur la **figure III.23**. Ils permettent de vérifier le comportement similaire à celui de la méthode directe décrite au **paragraphe III.A**.

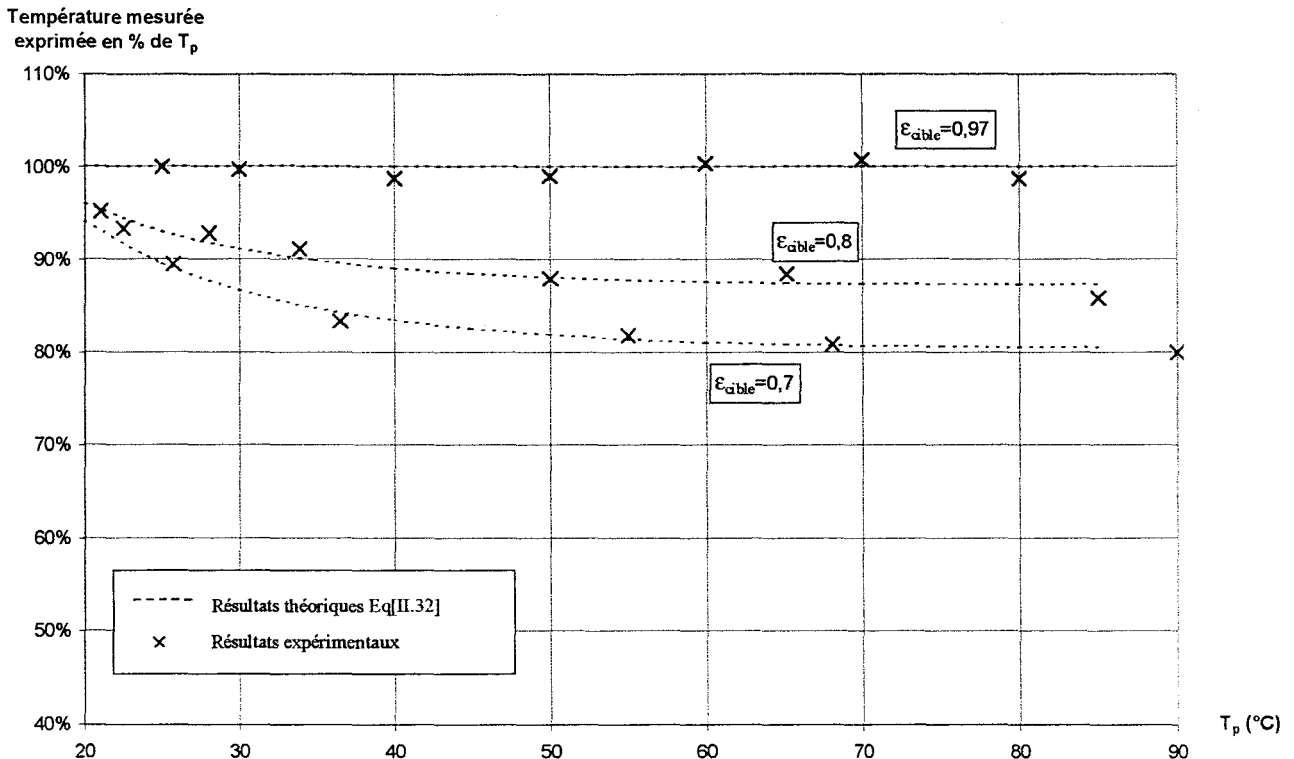


Figure III.23—Détermination de la température sur trois plaques d'émissivité respective [0,97; 0,8; 0,7]

Bien que les résultats soient sensiblement semblables, la méthode de mesure est totalement différente. La méthode directe est plutôt destinée à mesurer une température à l'aide d'un capteur dont la température T_c est sensiblement égale à l'ambiante. La méthode à flux nul, quant à elle, caractérisée par un temps de réponse relativement long (de l'ordre de 20 s pour une variation de température de 60 °C) se destine plutôt au **contrôle** d'une température : pour ce faire, la température du radiomètre est réglée à la valeur de consigne souhaitée, l'information de bilan radiatif traduisant alors immédiatement toute variation de la température relative de la cible par rapport à celle de l'élément sensible.

C.1 Régulation d'une plaque chauffante vitrocéramique à l'aide d'un radiomètre

C.1.1 Présentation du problème

Le système de régulation couramment adopté pour contrôler la température des plaques vitrocéramiques radiantes et halogènes du domaine grand public, est un système sommaire et peu précis. C'est pourquoi, nous avons conçu, en partenariat avec la société CAPTEC, un système de régulation permettant d'effectuer cette fonction à l'aide d'un radiomètre ADD. Cette approche permet de mesurer la température de la plaque vitrocéramique juste sous la charge thermique (casserole), en assurant un meilleur suivi de la température de la plaque et en augmentant à la fois la précision et la qualité de la régulation.

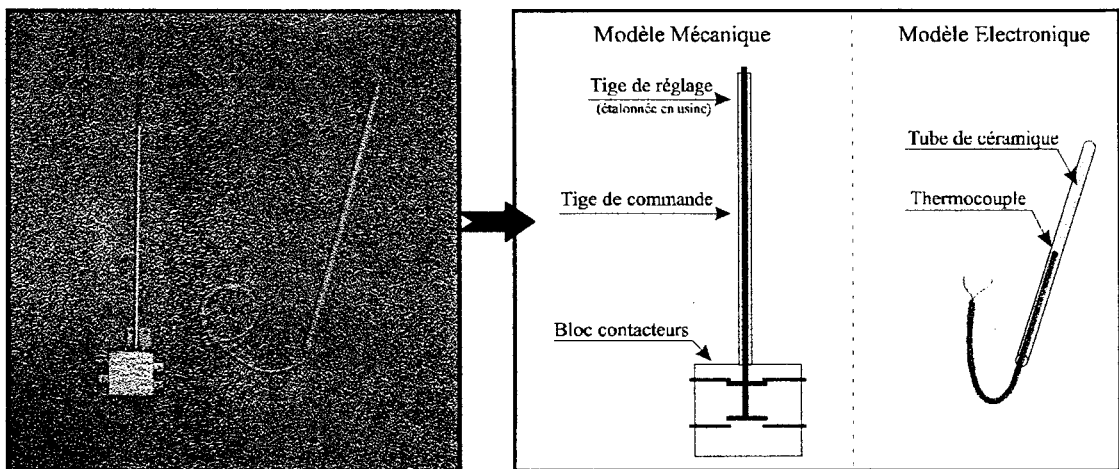


Figure III.24– Capteurs de température utilisés dans les systèmes mécaniques et électroniques de l'art antérieur

A l'origine, deux modèles de régulation sont disponibles ; une régulation bon marché utilise une commande mécanique et une deuxième plus édulcorée, utilise un système électronique.

C.1.1.1 Régulation mécanique initiale

Il n'y a pas de régulation à proprement parler, puisque la commande de l'élément chauffant est assurée à l'aide d'un dispositif mécanique (non représenté) dispensant une alimentation discontinue dans le temps selon un rapport cyclique dépendant uniquement de la position du curseur de réglage. Afin de compléter ce système, un capteur à tige métallique (**figure III.24**) à fort pouvoir de dilatation est placé en travers du foyer chauffant à égale distance entre la plaque et les résistances, soit environ 5 mm de part et d'autre. Il réalise deux fonctions ; un premier contact permet d'allumer un voyant indiquant que la plaque est chaude, un deuxième sert de sécurité et interrompt l'alimentation lorsque la température du foyer est trop élevée, évitant ainsi de détériorer celui-ci.

C.1.1.2 Régulation électronique initiale

La régulation de la température de la plaque est réalisée par un système électronique de commande tout ou rien permettant d'asservir la température de la plaque à une valeur de consigne délivrée par un potentiomètre (le curseur de réglage). La mesure de la température est effectuée à l'aide d'une sonde thermocouple enfermée dans un tube de céramique placé dans les mêmes conditions que la tige du système mécanique précédemment cité. La mesure s'effectuant dans une zone médiane ne permet pas de rendre compte de la température réelle régnant sous la casserole, ni des perturbations résultant d'une modification de la charge (des pâtes ou bien des frites plongées dans l'eau ou l'huile bouillante).

C.1.2 Implantation du détecteur sur le foyer

Le capteur ainsi que son emplacement doivent être judicieusement choisis afin de garantir un fonctionnement irréprochable durant toute la durée de vie de la plaque de cuisson. Nous allons tout d'abord porter notre choix sur une technologie de réalisation, puis déterminer l'emplacement le plus approprié pour la fonction souhaitée.

C.1.2.1 Choix du capteur

Le foyer rayonnant a une puissance électrique de 1800 W, provoquant une élévation de la température de la face inférieure de la plaque vitrocéramique jusqu'à une valeur pouvant atteindre 800 °C. Cette chaleur importante engendre l'élévation de la température du capteur à une valeur pouvant dépasser 200 °C en régime permanent, cette contingence rend rédhibitoire l'emploi des thermopiles commercialisées^[D14, D17]. Les radiomètres standards en technologie kapton ne conviennent pas non plus à cette application, leur température maximale étant restreinte à 200 °C. Leur utilisation bien que possible ne présente pas la fiabilité à long terme nécessaire pour un tel système. Il est ainsi nécessaire de faire appel à une technologie couche mince (μT)^[III.A.5.2.2], puisque les radiomètres ainsi réalisés supportent des températures de l'ordre de 300 °C. Les capteurs développés tout d'abord par L.Camberlein^[18], puis A.Ebongué^[44] sont donc retenus.

C.1.2.2 Mise en place

Sur un plan purement radiatif, le capteur doit être placé dans des conditions se rapprochant le plus possible de la situation d'influence totale décrite au **paragraphe I.D.4.1**, afin de permettre une mesure fiable de la température de la plaque. Pour cela, le capteur est placé à l'intérieur d'un tube de confinement, réduisant son angle d'ouverture à une zone circulaire projetée sur la plaque d'environ 15 mm de diamètre. Cette précaution permet de protéger le radiomètre du rayonnement direct des sources chaudes environnantes et limite la mesure à cette zone. Afin de réduire l'influence de la température du tube sur la mesure, sa paroi interne est recouverte d'une fine pellicule d'or garantissant une faible émissivité ($\epsilon \approx 0,1$).

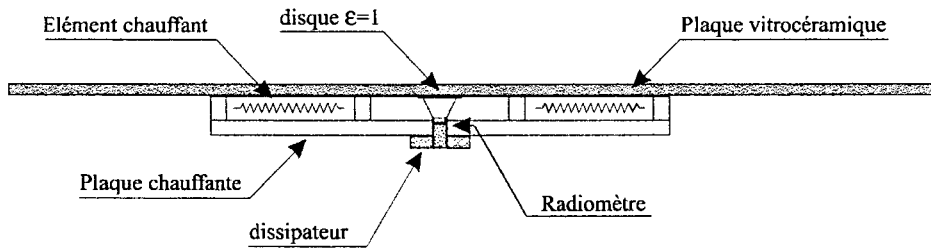


Figure III.25– Implantation du capteur sur un ensemble plaque chauffante

Le matériau vitrocéramique étant partiellement transparent, un disque de 25 mm de diamètre de peinture noire d'émissivité $\varepsilon = 0,95$ est déposé au contact de la zone en regard du capteur. Cette opération permet d'assurer l'indépendance de la mesure vis à vis de l'émissivité du matériau constituant l'ustensile de cuisine. Il est alors possible, dans ces conditions particulières, d'utiliser la seule grandeur radiative comme information de feedback d'un système de régulation.

L'emplacement le plus adapté pour l'implantation du capteur est le centre du foyer comme l'illustre les figures III.25 et III.26, en effet cette zone est dépourvue de résistance chauffante, permettant une implantation aisée du support mécanique recevant le capteur. De plus lors de l'utilisation d'un ustensile de cuisine plus petit que la dimension nominale du foyer, ce choix permet d'éliminer l'éventuelle erreur relative au décentrage de la surface par rapport au capteur^[L.B.3.3].

Afin de maintenir le capteur à une température acceptable ($<200^{\circ}\text{C}$), celui-ci est placé sur une tige de cuivre de 10 mm de diamètre permettant une évacuation efficace de la chaleur tout en maintenant homogène le plan de référence du radiomètre. Un dissipateur placé au bas de la monture, contribue à l'amélioration des échanges thermiques, réduisant la température de fonctionnement de l'élément sensible. La figure III.26 résume la constitution de la monture et de son tube support ainsi que son implantation sur le foyer halogène.

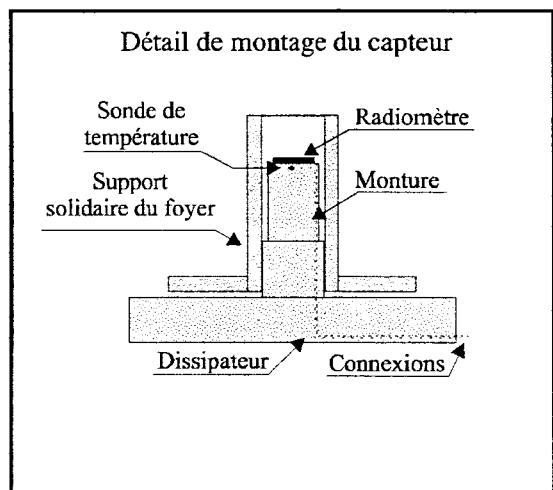
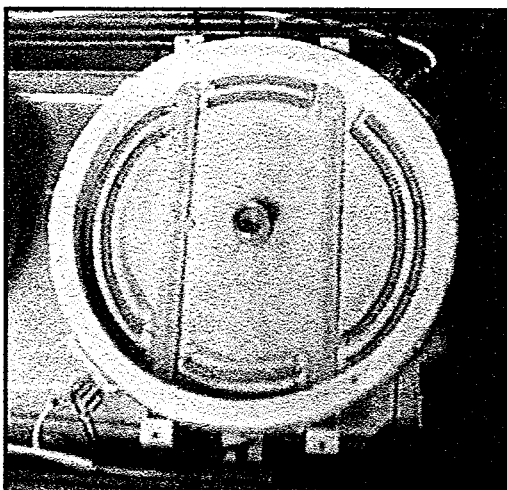


Figure III.26– Positionnement du capteur au centre du foyer halogène

Afin de réduire l'échauffement de la monture du capteur, la tige support présente un diamètre légèrement plus petit dans la zone exposée aux éléments chauffants assurant un espace d'air contribuant à une augmentation de la résistance thermique dans cette zone (figure III.26). Cet évidement permet de rendre le capteur indépendant des transferts thermiques latéraux se produisant lors de l'alimentation des tubes. Il est également possible, si la puissance du foyer est trop importante (modèle 2400 W en particulier) d'ajouter un écran thermique sur le tube de confinement contribuant à une réduction sensible de son échauffement.

C.1.3 Ensemble constituant la régulation

Le schéma synoptique du système complet est représenté sur la figure III.27a.

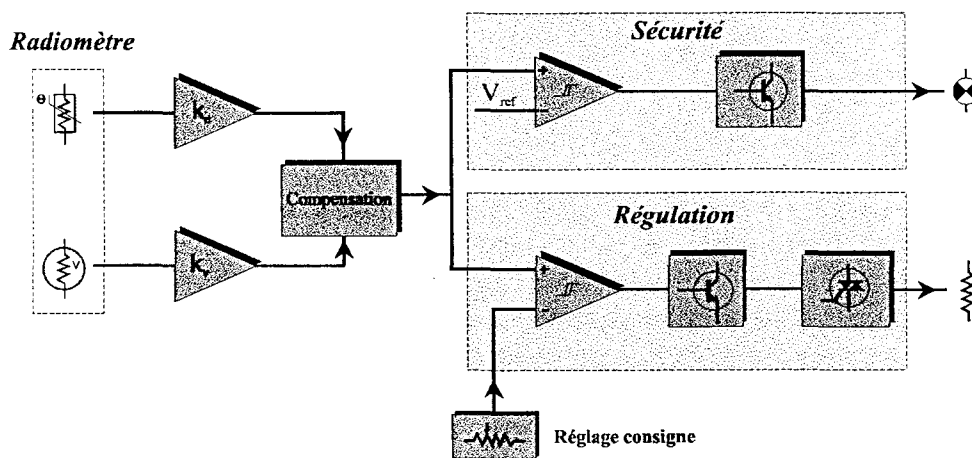


Figure III.27a– Schéma général du régulateur à commande radiative mettant en œuvre la méthode directe

Il permet de mettre en évidence les trois sous-ensembles principaux, à savoir :

- L'amplification du signal radiatif et la compensation associée.
- La régulation permettant une commande de puissance en tout ou rien.
- Le système de sécurité permettant d'avertir l'utilisateur du danger potentiel de la température surfacique de la plaque.

C.1.3.1 Module amplificateur

La faible tension issue du capteur radiatif ne peut être utilisée par le système de régulation, son niveau étant insuffisant. Un amplificateur de gain important est donc utilisé afin de l'adapter à un niveau, de l'ordre du volt, plus facile à traiter. Les critères de choix des composants pour sa conception ont été discutés au cours du **paragraphe II.C**. Nous ne rappelons ici que ses caractéristiques principales :

- Gain important (environ 1000)
- Faible bande passante ([0..2 Hz]) permettant une bonne immunité au bruit extérieur
- Impédance d'entrée élevée (environ 1 M Ω)
- Faible tension d'offset

Les paramètres gain et impédance d'entrée sont aisément réalisables à l'aide des amplificateurs opérationnels actuels. La bande passante réduite est obtenue en filtrant le signal dans la boucle de contre réaction. L'influence de la tension d'offset sur le système de régulation reste mineure si elle est maintenue à une valeur faible vis à vis du signal utile. Il n'est par conséquent pas nécessaire d'avoir recours comme cela serait le cas pour une mesure de température, à un amplificateur à stabilisation par découpage de la tension d'offset et les techniques classiques afférentes à la compensation des amplificateurs opérationnels peuvent être utilisées.

Le capteur devant travailler dans une gamme de température importante (jusque 200 °C), suite à son positionnement à proximité d'une source chaude, le signal doit être compensé en température selon l'une des méthodes décrites préalablement au **paragraphe II.E**. Après traitement, l'information délivrée par le radiomètre ne dépend pratiquement plus de sa température. Cela se traduit concrètement pour l'utilisateur par une position stable du curseur de réglage de la température de consigne au cours du fonctionnement de la plaque de cuisson.

Remarque :

La compensation du capteur est extrêmement importante dans la réalisation de cette application. En son absence, lors de la mise en fonction de la plaque, la température du capteur croît progressivement, suivant ainsi celle de la plaque. Par suite, la fem reste sensiblement identique et le système continue à chauffer jusqu'à ce que la température du capteur atteigne sa valeur limite établie par le système de refroidissement adopté. A partir de ce moment, la fem peut à nouveau augmenter et finit enfin par provoquer l'extinction des éléments chauffants à une température nettement supérieure à celle définie par la consigne. Sans une compensation efficace, le processus décrit précédemment, provoque un emballement thermique du système susceptible de conduire à une destruction rapide du foyer.

C.1.3.2 Mise en œuvre de la régulation

La commande de l'élément chauffant ne peut s'opérer, au regard des puissances en jeu, que par le biais d'une commande tout ou rien. La **figure III.27b** illustre le principe de la commande retenue.

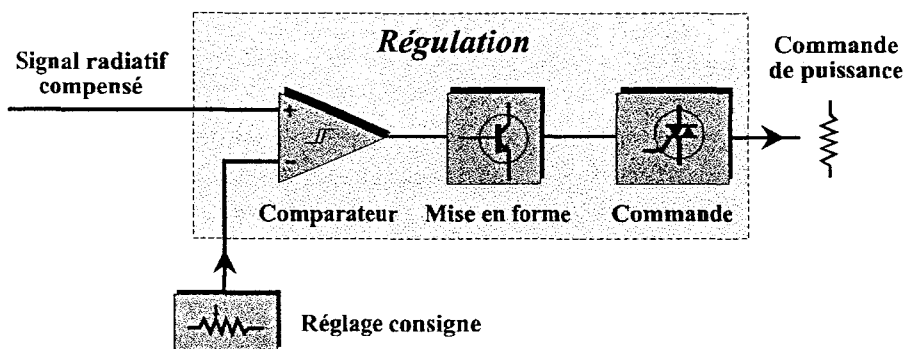


Figure III.27b- Schéma synoptique de la régulation à commande tout ou rien.

L'information radiative compensée V_{Capt} relative à la température de la plaque, est comparée directement à la valeur de consigne. Ainsi, la sortie du comparateur indique de façon continue la position de la température de la plaque par rapport à la valeur de consigne. Cette information permet de commander l'élément chauffant après un étage de mise en forme du signal. Cet étage permet de transformer le signal issu du comparateur en une information de puissance permettant de commander un relais statique assurant la commande de puissance des éléments chauffants. Il inclue également un dispositif permettant d'imposer une durée minimale à l'impulsion de commande. Cette précaution permet d'interdire toute entrée en oscillation du système de régulation.

C.1.3.3 Système de sécurité

Les dispositifs vitrocéramiques, sont caractérisés par une température de surface relativement élevée (environ 600 °C). Pour prévenir les risques de brûlure, les plaques chauffantes domestiques sont équipées d'un voyant de chaleur résiduelle indiquant une température supérieure à 60 °C. L'adaptation d'un tel voyant de 'mise en garde' sur le dispositif de régulation à radiomètre est aisément réalisée à l'aide du schéma de la figure III.27c.

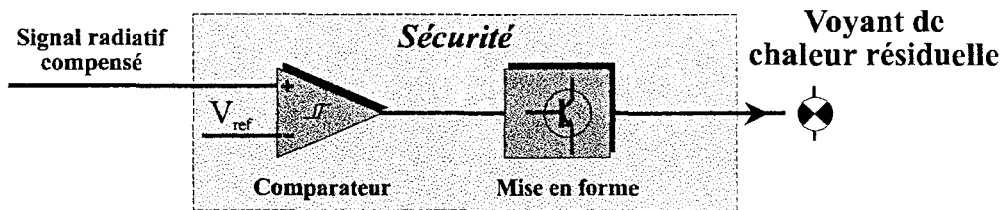


Figure III.27c– Schéma synoptique de la commande du témoin de sécurité

Ce synoptique laisse entrevoir la relative simplicité du système ; l'information radiative étant une image directe de la température de la plaque, il suffit d'appliquer une tension de référence V_{ref} correspondant à une température de plaque de 60 °C afin d'obtenir en sortie du système après mise en forme à l'aide d'un étage à transistor une tension permettant d'allumer un voyant témoignant de la température élevée de cette dernière.

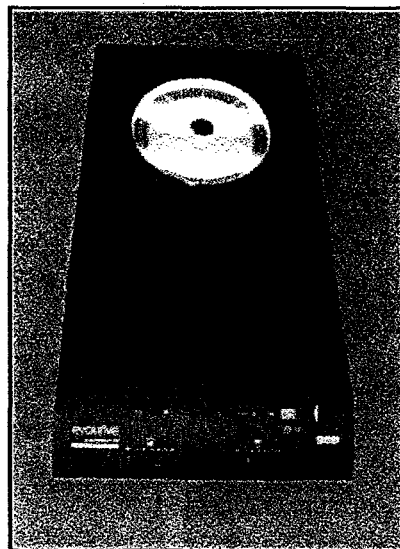


Figure III.28– Photographie du prototype réalisé
(Avec l'aimable autorisation de la SARL CAPTEC)

C.1.4 Performances du système de régulation

Afin de qualifier le dispositif de régulation réalisé, nous avons mené deux types d'essais. Le premier, pour un fonctionnement à vide permet de juger du comportement en termes de régulation thermique. Le deuxième, pour un fonctionnement en charge permet d'évaluer le temps de réponse du système à une brutale sollicitation thermique (échelon). Les tracés reproduits sont réalisés à l'aide d'un multimètre KEITHLEY®, modèle 2000 relié à un ordinateur PC via une liaison RS 232. L'acquisition des données à intervalle régulier est réalisée à l'aide d'un logiciel que nous avons développé en Visual Basic.

C.1.4.1 Comportement de la régulation à vide

L'essai à vide du système permet d'établir la qualité et la précision de la régulation de la température de la plaque.

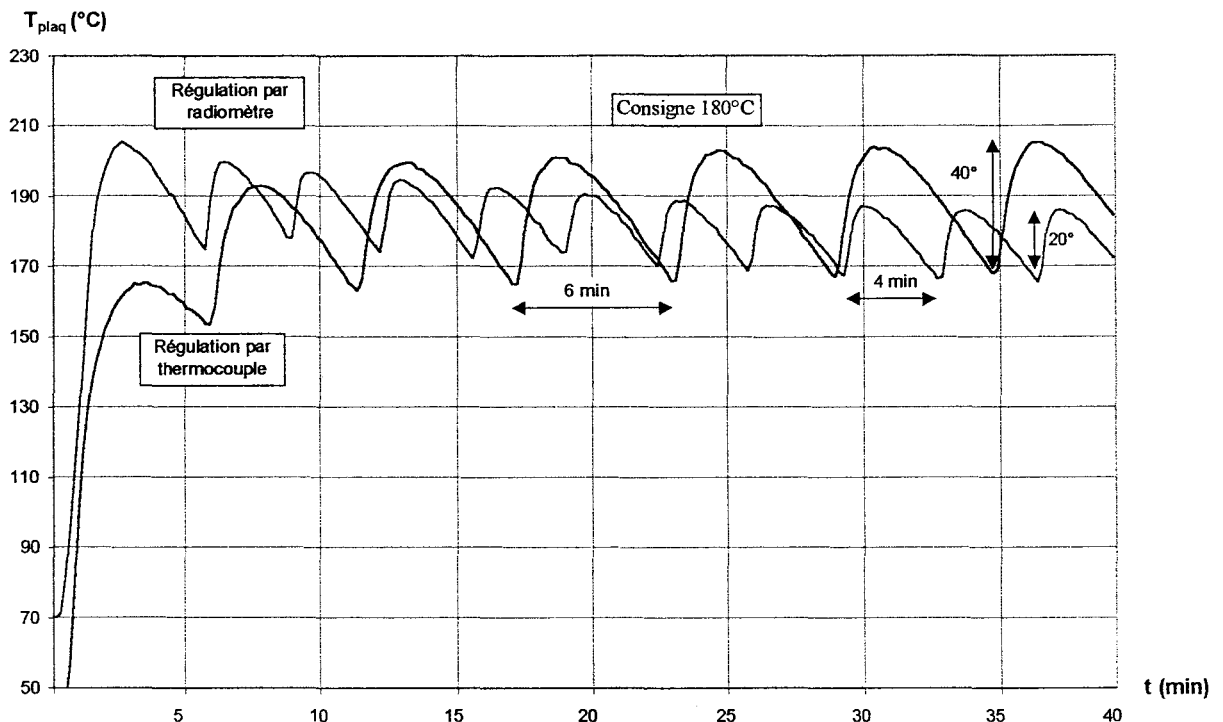


Figure III.29– Evolution de la température de surface de la plaque pour les deux systèmes de régulation pour une température de consigne d'environ 180°C .

Les relevés de la **figure III.29** sont établis pour les deux systèmes de régulation étudiés (régulation électronique par thermocouple et régulation à l'aide d'un radiomètre ADD). Ils mettent en évidence une meilleure régulation en régime établi à l'aide de la mesure radiative entraînant un meilleur temps de réponse ; la période de régulation passe ainsi de 6 à 4 minutes. L'amplitude des variations thermiques est également nettement inférieure à celle obtenue avec le modèle à thermocouple (20°C au lieu de 40°C). La mesure directe de la température de la plaque, permet d'assurer un meilleur suivi de sa température surfacique. Ce point est particulièrement intéressant, notamment pour les fonctions "garde au chaud" nécessitant des températures de travail peu élevées.

Remarque :

Sur le tracé de la **figure III.29** relatif à la régulation par radiomètre, il est facile de constater l'influence de la compensation ; en effet, sur ce tracé la compensation a volontairement été sous-dosée. Le léger dépassement initial et la dérive lente constatée sur le tracé sont directement attribuables à sa minoration. Par conséquent, il convient lors de la conception du système de l'ajuster avec soin.

C.1.4.2 Comportement dynamique face à une sollicitation

Afin d'établir le temps de réponse du système à une sollicitation thermique (charge thermique), nous utilisons une marmite en inox remplie de deux litres d'eau. Après avoir porté cette eau à une température de 85 °C, nous y plongeons, brutalement, une masse en aluminium de 300 grammes dont la température initiale est proche de l'ambiante. Les tracés relatifs à cette opération pour les deux types de régulation sont reproduits sur la **figure III.30**.

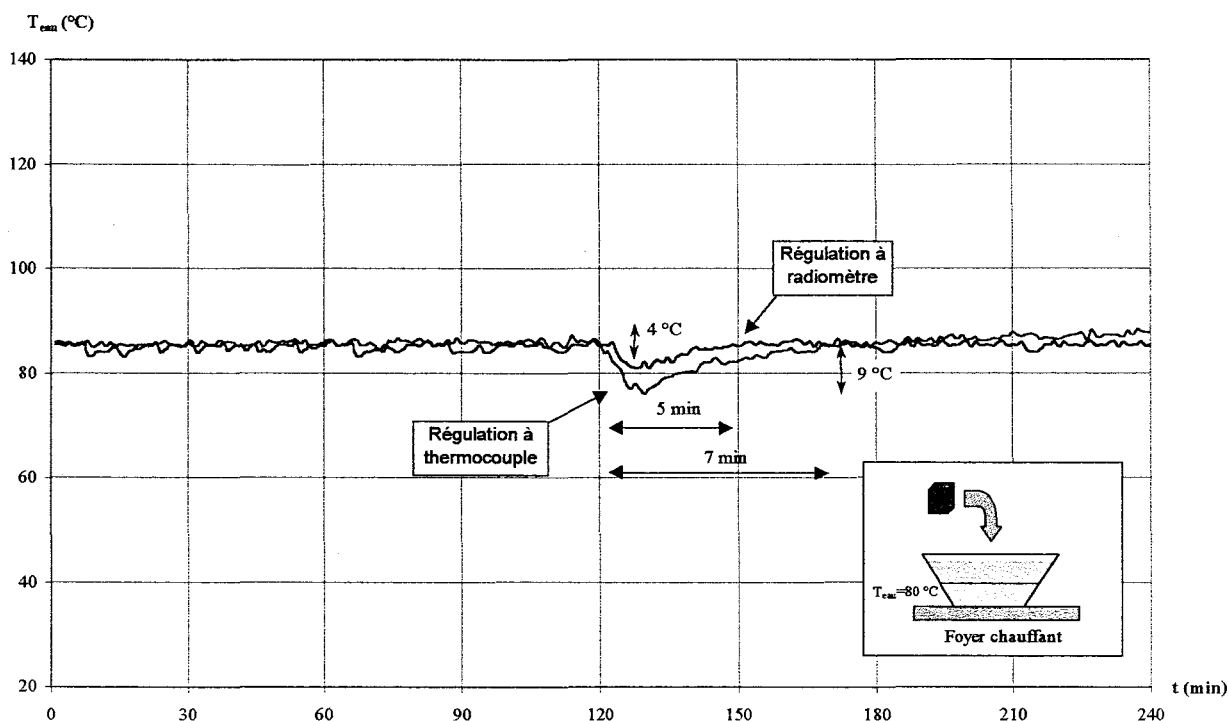


Figure III.30– Evolution comparée de la température de l'eau initialement à 85 °C, lors d'une sollicitation thermique importante pour les deux systèmes de régulation.

Les tracés obtenus témoignent d'un temps de réponse plus court en faveur de notre système de régulation (5 minutes contre 7 minutes avec la commande initiale). Cette réduction significative du temps de réponse s'explique par le lieu de la mesure ; en effet, dans le cas de la régulation radiative, l'information température est prélevée directement sous la plaque à l'emplacement de l'ustensile de cuisine (la marmite). Le régulateur est ainsi informé plus tôt d'une diminution de la température et peut commander plus rapidement l'élément chauffant.

C.1.5. Conclusion sur la méthode

Le prototype réalisé n'est destiné qu'à démontrer la faisabilité d'un tel système. En vue d'une production industrielle, de nombreux paramètres restent à optimiser, notamment la constitution des capteurs, pour leur conférer une meilleure résistance à long terme à la chaleur tout en respectant les contraintes de coût de production. Il est également nécessaire d'optimiser le tube de confinement destiné à protéger le capteur du rayonnement direct des sources chaudes, afin de réduire son influence sur la zone de mesure. Sa présence crée en effet une zone d'ombre entraînant une température plus basse dans la zone de mesure. Cela se traduit par un temps de retard dans la commande de la régulation. L'étude de ce système ne peut donc pas être considérée comme terminée et demande encore une optimisation pour exploiter au mieux le bénéfice apporté par l'utilisation d'une mesure radiative dans ce type d'appareil.

C.2 Application des mesures radiométriques à la régulation d'un sèche cheveux

Le système décrit ci-dessous est une régulation de température sans contact destinée à la commande d'appareils de séchage à courant d'air chaud.

Pour cette application particulière, le radiomètre est placé à proximité de la buse d'échappement d'air. Il doit donc être parfaitement immunisé contre les courants de convection ne manquant pas de se produire dans son environnement immédiat. Bien que les radiomètres ADD présente une sensibilité à la convection relativement faible^[I.C.2.2.4.2], nous avons vérifié qu'un courant d'air chaud rapide est susceptible de provoquer sur la surface active la création de micro turbulences conduisant à un fonctionnement aléatoire du système de régulation.

Afin de pallier ce problème, un prototype de radiomètre ADD encapsulé a été réalisé dans un boîtier au format TO-8. Il se décline en deux versions ; une première, non pourvue d'optique, assurant une fixation mécanique et une connexion aisée, et une deuxième dotée d'une fenêtre de protection et d'un capteur de température résistif (thermistance) implanté à côté du radiomètre qui est spécialement adaptée à cette application particulière.

Les radiomètres utilisés ont été réalisés en mars 1999, par A.Ebongué^[44], sur substrat kapton[®]. Ces premiers radiomètres sont caractérisés par une sensibilité $\mathcal{S} = 4 \mu\text{V}/\text{W}\cdot\text{m}^2$ pour une surface active de $5 \times 5 \text{ mm}^2$. Leurs faibles dimensions ainsi que leur faible épaisseur (0,2 mm) permettent de les placer directement à la surface des "plates-formes" tel que l'illustrent les figures III.31a et III.31b. La connexion de l'élément sensible aux plots de sortie, est réalisée à l'aide de deux petits fils de cuivre de 0,05 mm de diamètre. L'ensemble est recouvert de résine époxy comme l'illustre la figure III.31b afin d'assurer une bonne stabilité mécanique des connexions. La partie supérieure du boîtier est percée d'une ouverture circulaire recevant une fenêtre en polypropylène dont les propriétés spectrales permettent les mesures dans la gamme $[0..140 \text{ }^\circ\text{C}]$. Les radiomètres ADD étant peu sensibles aux courants de convection en régime laminaire, il n'est pas nécessaire contrairement aux autres structures partiellement évidées, d'utiliser une atmosphère inerte peu conductrice de la chaleur pour emplir le boîtier.

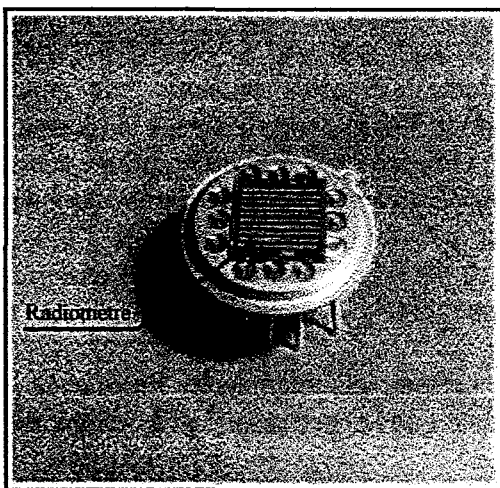


Figure III.31a– Modèle standard

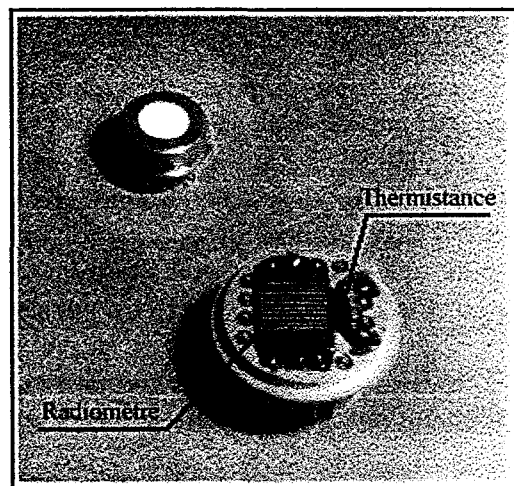


Figure III.31b– Modèle fermé avec sonde de température intégrée

Le schéma synoptique du système complet est représenté sur la **Figure III.32**.

Radiomètre

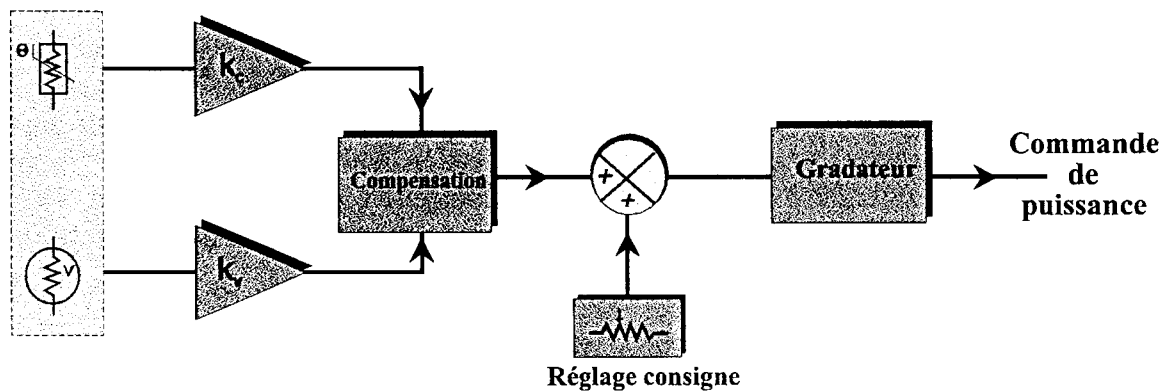


Figure III.32– Schéma synoptique du régulateur à commande radiative

Il permet de mettre en évidence les deux ensembles principaux qui sont :

- L'amplification et la correction en température du radiomètre
- Le gradateur permettant une commande de puissance à M.L.I. (Modulation de Largeur d'Impulsion)

Remarque :

Sur ce schéma, il n'apparaît pas de dispositif de sécurité permettant d'empêcher un éventuel emballement thermique du système lorsque le capteur ne pointe plus vers une cible matérielle. En fait, celui-ci est intégré dans le dispositif soufflant à proximité de l'élément chauffant et assure la mise hors tension de ce dernier lorsque sa température est trop importante.

C.2.1 Amplification et compensation

Tout comme pour les réalisations précédentes, il doit présenter de bonnes caractéristiques de bruit et de tension d'offset. Cependant, l'application visant à la réalisation d'une régulation, il s'agit plus d'une estimation de la température de la cible qu'une mesure de précision. Par conséquent, un modèle d'amplificateur conventionnel bon marché compensé à l'aide d'une composante continue extérieure s'avère suffisant. Son gain est fixé à environ 300 pour une bande passante réduite à la gamme [0..2 Hz], les constantes de temps des systèmes thermiques ne nécessitant pas de système plus rapide.

Cette bande passante réduite à l'extrême permet de minimiser l'influence du déplacement relatif du système par rapport à la cible ainsi que les perturbations trop rapides.

Le détecteur réalisé, intégrant une thermistance, la compensation du radiomètre s'effectue moyennant la méthode exposée au **paragraphe II.E.2**. Compte tenu de l'application envisagée, la gamme de fonctionnement est choisie dans l'intervalle [20..90 °C], entraînant une erreur inhérente à la compensation de l'ordre de 1,2%. L'association des

tensions n'est pas réalisée conformément à la méthode décrite, la conception du gradateur imposant une commande inversée.

Afin de limiter le gain de l'étage amplificateur, la plage utile de la tension de commande du gradateur est volontairement réduite à la gamme [2,5..3 V]^[III.C.2.2.1]. Le gain résultant pour une gamme de température limitée par les valeurs limites T_1 et T_2 pour un radiomètre compensé s'exprime à l'aide de la relation :

$$G = \frac{\Delta V}{\mathcal{L} \sigma_r (T_2^4 - T_1^4)} \quad [\text{III.8}]$$

Avec les valeurs retenues, à savoir : $T_1=20^\circ\text{C}$, $T_2=90^\circ\text{C}$, $\mathcal{L}=3 \mu\text{V/W.m}^2$, $\Delta V=3-2,5=0,5 \text{ V}$, le gain déterminé vaut $G=300$ pour un capteur référencé à 20°C , la fem délivrée pour une température de cible $T_p=90^\circ\text{C}$ s'élève donc après amplification à $0,51 \text{ V}$.

L'utilisation d'une faible valeur de gain ne permet pas au signal issu du radiomètre d'évoluer dans la gamme utile du gradateur aux températures concernées (40 à 80°C), pour cela, il est nécessaire d'ajouter une tension continue servant à la fois à la compensation de la tension de décalage de l'amplificateur utilisé et au réglage de la température de consigne.

C.2.2 Gradateur

Il n'existe pas, sur le marché grand public, de circuit intégré capable d'effectuer la fonction souhaitée à faible coût. Les seules références trouvées sont celles de circuits anciens qui ne sont plus fabriqués et dont le coût est prohibitif (de l'ordre de 25 €). Cette fonction a donc dû être réalisée avec des circuits classiques selon le schéma de la **Figure III.33**.

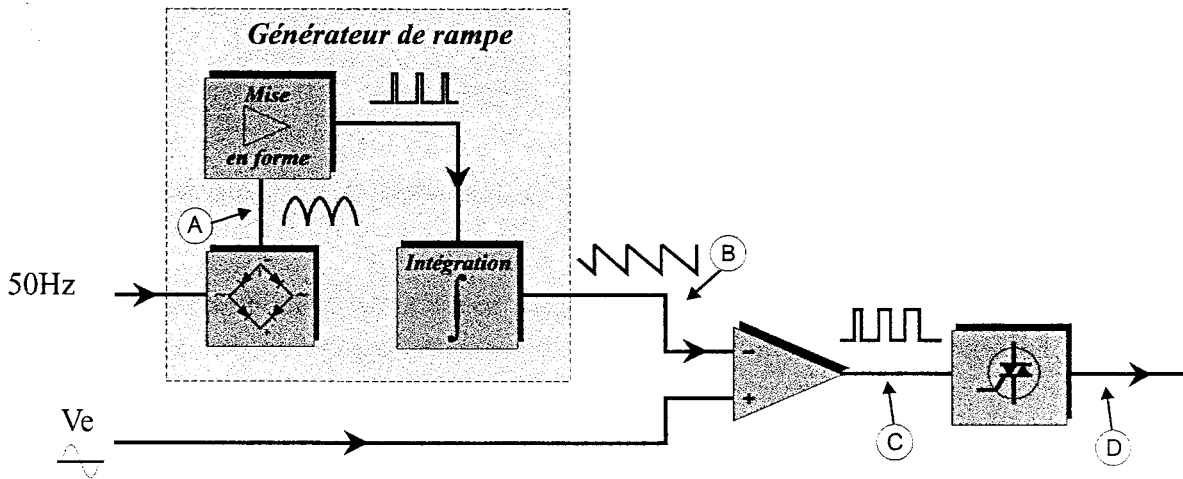


Figure III.33– Schéma synoptique du gradateur

C.2.2.1 Fonctionnement

Le signal à 50 Hz prélevé sur l'enroulement secondaire d'un transformateur est tout d'abord traité par un pont de Graetz permettant l'obtention d'un signal redressé double alternance de fréquence double. Il convient en effet de commander le dispositif chauffant pour

les deux alternances du secteur permettant une alimentation de 0 à 100% de son régime nominal. Le signal passe ensuite par un étage de mise en forme dont la fonction est de fournir une impulsion à chaque passage par zéro de l'onde secteur. Ce signal permet de synchroniser un montage, construit autour d'un intégrateur, générant une rampe décroissante représentée sur la **figure III.34a**. L'excursion en tension de cette rampe est choisie réduite à l'intervalle [2,5..3 V] afin de satisfaire d'une part les contingences imposées par les composants tout en conservant une bonne linéarité et d'autre part, afin d'assurer une amplification minimale du signal délivré par le radiomètre.

Le signal d'entrée du gradateur est injecté conjointement au signal de rampe aux entrées d'un comparateur délivrant un état haut pour la condition $V_e > V_{\text{rampe}}$. Cette comparaison réalisée deux fois par période permet de générer un signal composé de créneaux dont l'évolution temporelle du rapport cyclique représentée sur la **figure III.34b** dépend de l'amplitude du signal d'entrée V_e . Ce signal à largeur d'impulsion modulée "M.L.I." permet via un étage de puissance à triac, l'alimentation sous tension variable de l'élément chauffant.

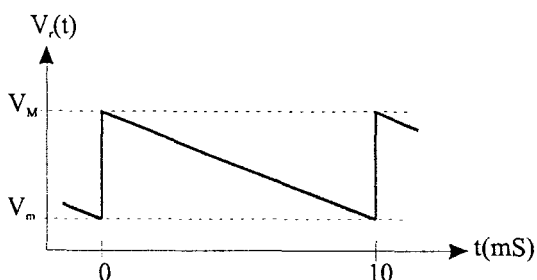


Figure III.34a– Allure du signal de rampe

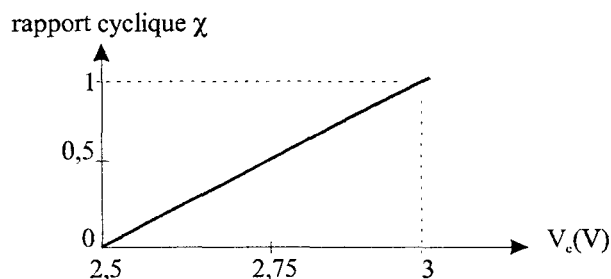


Figure III.34b– Evolution du rapport cyclique du signal V_e à la sortie du comparateur

En supposant que la rampe obtenue soit rigoureusement linéaire (hypothèse vérifiée à 10% près), son expression dans l'intervalle 0-10mS est :

$$V_r(t) = -\frac{V_M - V_m}{10}t + V_M \quad (0 < t < 10\text{mS}) \quad (\text{V}) \quad [\text{III.9}]$$

où V_M et V_m sont respectivement les valeurs maximale et minimale de la tension de rampe et t le temps exprimé en millisecondes.

L'expression du rapport cyclique χ du signal modulé V_e défini comme le rapport de l'intervalle de conduction rapporté à la période du signal se déduit facilement de la relation Eq[III.9] :

$$\chi = \frac{T - t_{V_e = V_r}}{T} = 2V_e - 5 \quad \text{pour } 2,5\text{V} < V_e < 3\text{V} \quad (0 < \chi < 1)$$

L'excursion en tension du signal en dents de scie obtenu est volontairement choisie faible afin d'une part d'assurer une bonne linéarité et d'autre part de limiter le gain k_v de l'amplificateur du radiomètre à une valeur compatible avec le type de circuit utilisé permettant d'obtenir des caractéristiques raisonnables en termes d'offset et de bruit.

En supposant le triac parfait, c'est à dire capable de commuter quelle que soit la tension présente à ses bornes, la tension efficace alimentant la résistance chauffante a pour expression :

$$V_{S_{eff}} = \frac{V_{Max}}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{2\pi} (\sin(2\pi\chi) + 2\pi\chi)} \quad (V_{eff}) \quad [III.10]$$

où χ désigne le rapport cyclique de la commande et V_{Max} la valeur maximale de l'onde secteur.

L'allure de cette courbe est loin d'être linéaire comme en témoigne la **figure III.35**, cette déformation provient de la forme sinusoïdale de l'onde secteur. Néanmoins, son évolution non linéaire reste sans influence significative sur le fonctionnement du système lors de son association à un sèche cheveux comme l'illustrent les résultats obtenus au **paragraphe III.C.2.4**. Il est toutefois possible, si cela s'avère nécessaire dans une application, de rendre cette évolution un peu plus linéaire en déformant l'allure de la rampe et en lui conférant une évolution proche d'une exponentielle (décharge d'un condensateur)

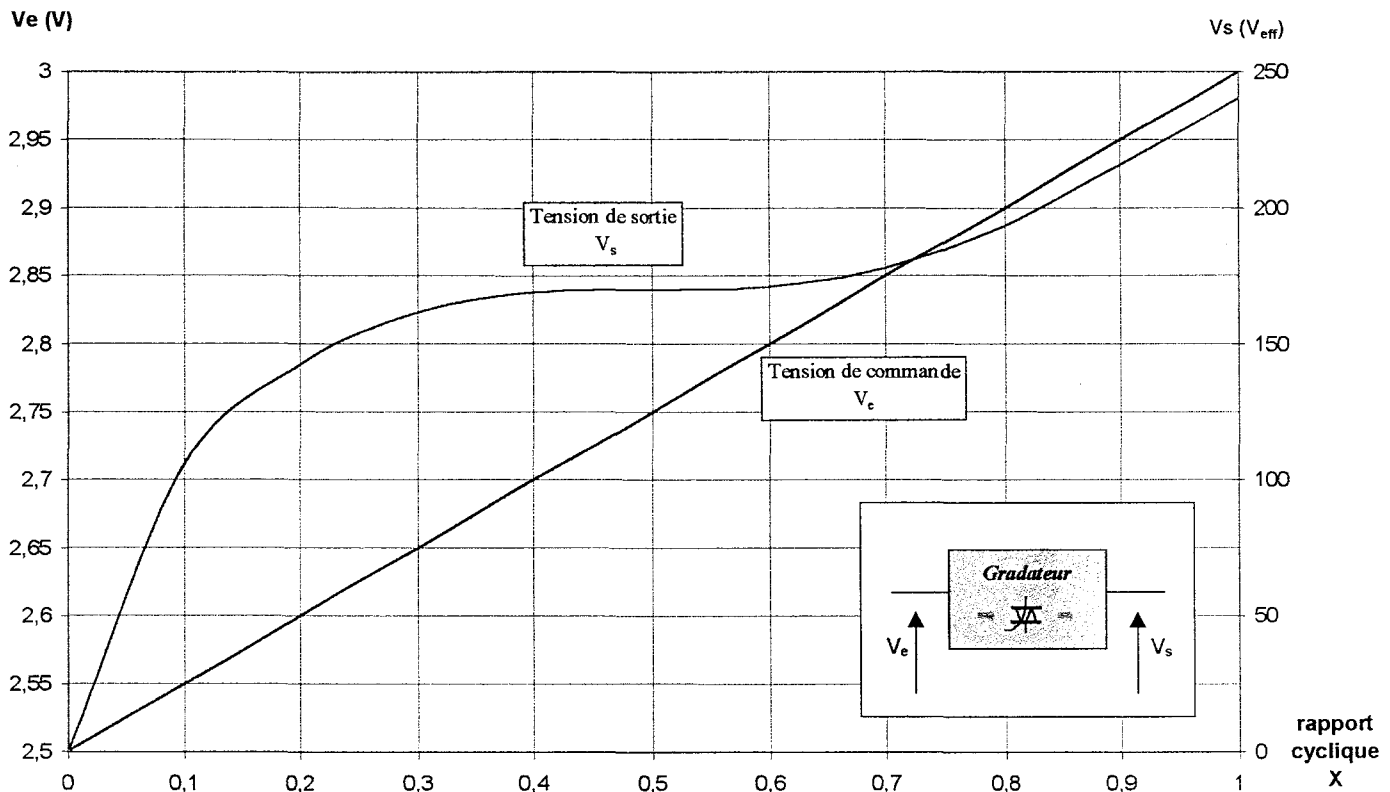


Figure III.35– Evolution de la tension de commande en fonction du rapport cyclique imposé

A titre d'illustration du fonctionnement du gradateur, la **figure III.36** représente l'évolution des tensions aux différents points référencés (A, B, C, D) du schéma synoptique de la **figure III.33**.

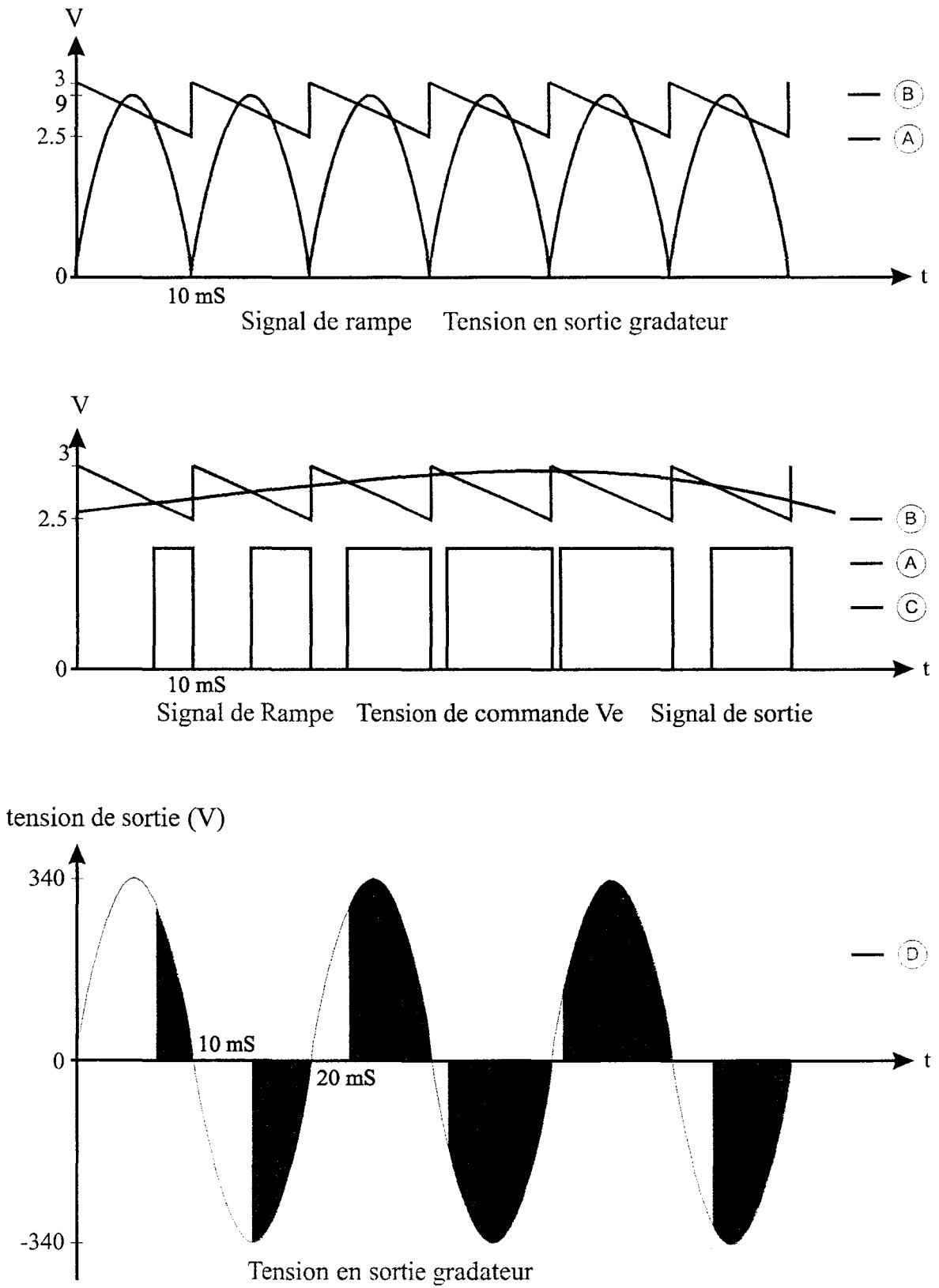


Figure III.36– Evolution des signaux en différents points du gradateur

C.2.3 Réalisation

La réalisation ne présente pas de difficultés particulières, les composants prenant place sur un circuit imprimé simple face dessiné sous ORCAD™. Afin de simplifier la mise en œuvre et les réglages du prototype, les circuits intégrés sont montés sur des supports *tulipe* dorés et des borniers sont utilisés pour réaliser les accès au circuit. Une photographie du prototype terminé est représentée sur la **figure III.37** ; à titre indicatif, le câblage du radiomètre et des éléments de puissance est représenté. Cette illustration laisse apparaître trois circuits intégrés et trois potentiomètres de réglages permettant d'ajuster respectivement le gain de l'amplificateur, l'ajustage de la compensation, et la consigne de température.

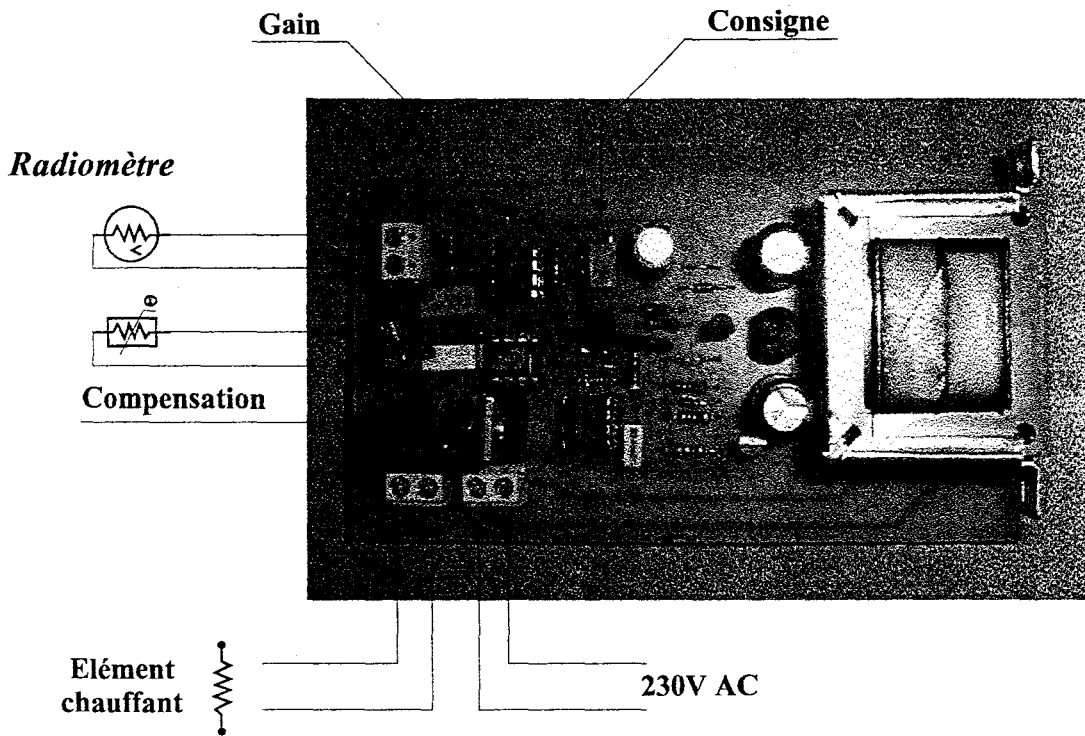


Figure III.37– Photographie du prototype réalisé, seuls trois circuits intégrés sont nécessaires

C.2.4 Procédures de vérification des performances

Afin d'évaluer les performances en termes de régulation du dispositif de régulation réalisé, nous l'avons associé à un sèche cheveux d'une puissance de chauffe de 700W. Le capteur est maintenu sur le côté de l'appareil au niveau de la sortie d'air chaud, à l'aide d'un morceau de ruban adhésif. Le dispositif est placé en regard d'une plaque métallique noirce ($20 \times 20 \times 0,5 \text{ mm}^3$ et d'émissivité $\varepsilon \approx 0,9$) à une distance de 75 mm assurant à la fois une mesure correcte de la température de la zone réchauffée et un effet atténué des courants de convections. Le système de caractérisation est représenté sur la **figure III.38**. Le thermomètre représenté sur la photographie fait place lors des essais à un multimètre KEITHLEY® modèle 2000 relié à un ordinateur PC par une liaison série RS232. L'ensemble est piloté par un logiciel d'acquisition spécialement écrit pour l'occasion en langage Visual Basic permettant une évaluation du comportement dynamique du système pour trois températures de consigne dans la zone utilisable [30..75 °C].

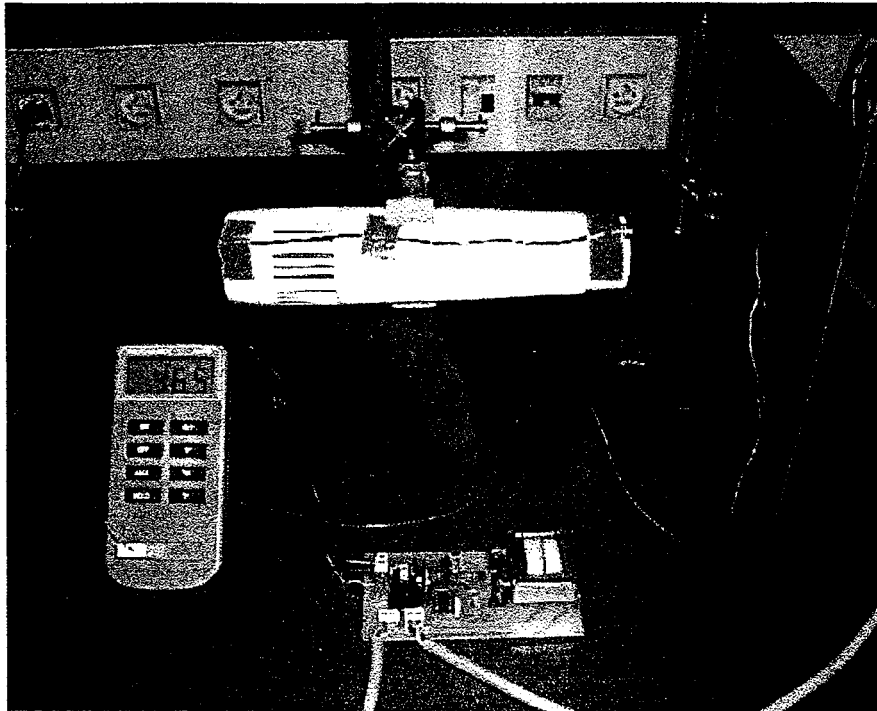


Figure III.38– Caractérisation du mode de régulation appliqué au contrôle d'un sèche cheveux

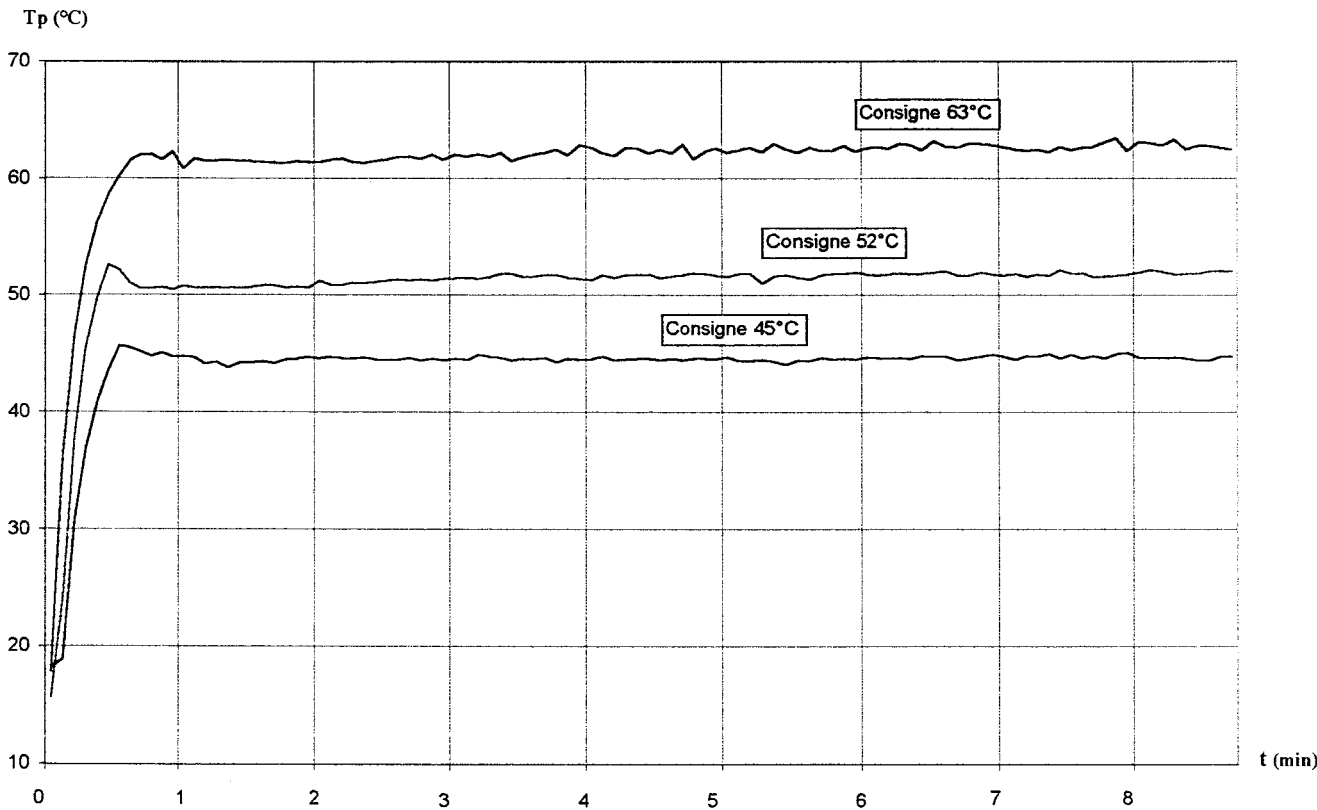


Figure III.39– Caractérisation du prototype à l'aide d'un sèche cheveux

Les tracés obtenus sur la **figure III.39** ont été réalisés pour trois températures de consigne, à raison d'un point toutes les 5 secondes durant un peu plus de 8 minutes. Ils témoignent de la bonne qualité de la régulation, les tracés étant exempts de phénomène oscillatoire. La variation de température autour de la valeur de consigne n'excède pas 3% en régime établi. Seul un léger dépassement caractéristique des systèmes bouclés, de l'ordre de 4% est observé durant la première minute de fonctionnement.

Conclusion du chapitre III :

La réalisation de la méthode directe via une technologie purement analogique nécessite un nombre de composants rédhibitoire pour une production faible coût, et se montre délicate à mettre au point. C'est pourquoi, à l'image de la réalisation utilisant un ordinateur PC, de nombreuses réalisations dans ce domaine utilisent un système informatisé construit autour de composants microcontrôleurs^[D110,D111].

La méthode à flux nul, conduit à des résultats sensiblement identiques aux mesures par une méthode directe. Cependant, le temps de réponse relativement long, de l'ordre de 10 s pour une variation de 10 °C de la température de la cible, la pénalise en tant que méthode de mesure. Néanmoins, lorsque la température de l'élément sensible est maintenue à une valeur constante, l'indication de faibles variations de la température de la cible permet d'effectuer un contrôle précis de la température mesurée. Ainsi, cette méthode se montre particulièrement bien adaptée au contrôle de température sans contact.

Les deux réalisations relatives au contrôle de température sans contact, appliquées respectivement à la régulation d'une plaque de cuisson à haute température (600 °C en surface) et à la régulation d'un courant d'air chaud à moyenne température (60 °C) attestent de l'intérêt de l'utilisation des radiomètres ADD dans de tels systèmes, notamment en termes de précision et de temps de réponse. La simplicité d'adaptation de ces capteurs à des conditions de mesure diverses, les destine à un avenir certain en régulation de température sans contact, notamment dans les équipements électrodomestiques.

CONCLUSION

Conclusion générale

Le développement des radiomètres ADD selon les techniques couramment employées dans l'industrie électronique pour la réalisation des circuits imprimés et des systèmes intégrés, permet une industrialisation aisée et un faible coût de revient. Les réalisations récentes à l'aide des microtechnologies témoignent de l'intérêt de ces structures dans des systèmes visant à l'identification de signatures thermiques. Nous avons démontré, à cet égard, que le choix d'un couple de matériau pour la réalisation de la thermopile, notamment en microtechnologie, est grandement simplifié grâce à la notion d'effectivité thermoélectrique.

Le modèle analytique à deux dimensions des transferts thermiques au sein de la structure ADD des radiomètres, permet une estimation rapide des épaisseurs des matériaux thermoélectriques, ainsi qu'une évaluation en termes de sensibilité et d'immunité aux autres modes de transferts de la chaleur (conduction, convection). L'état d'avancement des réflexions sur ce sujet conduit actuellement à la maîtrise d'une microtechnologie générique transférable dans l'industrie (A.Ebongué^[44]). La structure cohésive^[I.C.2.2.4.2] des radiomètres ADD permet de réjecter les échanges thermiques conductifs et convectifs pour la seule prise en compte des échanges radiatifs, autorisant leur mise en œuvre sans protection particulière (encapsulation en atmosphère isolante). Ceci permet d'envisager leur utilisation pour le contrôle thermique des appareils domestiques ou des systèmes relevant de la domotique.

Le modèle des transferts radiatifs au sein d'un système de mesure constitué de trois entités "Source_Capteur_Environnement" établi au cours du premier chapitre permet une estimation des erreurs de mesure ainsi que l'évaluation de leur répartition au sein de l'interaction tripartite. Nous avons établi, à ce propos, les directives permettant d'optimiser la configuration de mesure afin de réduire ces erreurs.

Le banc de mesure spécifique utilisé pour la caractérisation et l'étalonnage des radiomètres réunit les conditions d'influence totale et une source chaude homogène. Il permet, associé au modèle régissant les échanges thermiques radiatifs, de rendre compte de la modélisation du capteur ; à la fois sur un plan interne, caractérisant ses propriétés au niveau de sa structure et sur un plan externe, vis à vis de son environnement de mesure. A cet effet, cette procédure vise à déterminer le paramètre \mathcal{S} caractérisant la sensibilité du capteur au rayonnement thermique radiatif.

L'étude des différentes familles d'amplificateurs, a permis de mettre en avant les familles CMOS, notamment les familles LinCMOS[™] et Chopper caractérisées par une tension d'offset extrêmement faible et un faible coût, conduisant à la réalisation d'amplificateurs caractérisés par une tension de décalage réduite et une impédance d'entrée élevée. Les caractéristiques de bruit de ce type de circuit, en retrait des performances d'autres circuits bipolaires, soulignent l'intérêt de la réalisation des structures ADD en microtechnologies présentant des sensibilités élevées ($\mathcal{S}=10 \mu\text{V}/\text{W}\cdot\text{m}^2$) associées à des résistances internes raisonnables ($<50 \text{ k}\Omega$).

Les réalisations relatives au contrôle de température sans contact, appliquées respectivement à la régulation d'une plaque de cuisson vitrocéramique domestique et à la régulation d'un sèche cheveux attestent de l'intérêt de l'utilisation des radiomètres ADD dans de tels systèmes, notamment en termes de précision et de temps de réponse. La simplicité d'adaptation des radiomètres ADD à des conditions de mesure diverses, les destine à un avenir certain en régulation de température sans contact, notamment dans les équipements électrodomestiques. Toutefois, les prototypes réalisés dans le cadre de ce travail ne sont destinés qu'à démontrer la faisabilité d'un tel système. En vue d'une production industrielle,

de nombreux paramètres restent à optimiser, notamment les capteurs, pour leur conférer une meilleure résistance à la chaleur à long terme tout en respectant les contraintes de coût de production. L'étude de ces systèmes ne peut donc pas être considérée comme terminée et demande encore une optimisation pour exploiter au mieux le bénéfice apporté par l'utilisation d'une mesure radiative dans ce type d'appareil.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

Articles et ouvrages scientifiques

- 1] **D.D. Pollock**, « Thermocouples, Theory and Properties », CRC Press, Boca Raton, FL, 1991
- 2] **D.M. Rowe**, « CRC Handbook of Thermoelectrics », CRC Press, London, 1995
- 3] **H.B. Callen**, « Application of Onsager's reciprocal relations to thermoelectric, thermomagnetic and galvanomagnetic effects », *Phys. Rev.*, 78, 1349, 1948
- 4] **H.B. Callen**, « Thermodynamics », John Willey & Sons, New York, 1960
- 5] **D. Leclercq**, « Contribution à l'étude de l'effet Peltier dans les structures bimétalliques à électrodes plaquées. Application à la conception de nouveaux capteurs », thèse d'état, Université de Lille, 1991
- 6] **C. Machut**, « Contribution à l'étude des thermocouples plaqués. Application à l'auto compensation en température de nouveaux capteurs », Thèse de doctorat, Université de Lille, juillet 1997
- 7] **L. Landau, E. Lifchitz**, « Electrodynamique des milieux continus », Ed. Mir, Moscou, 1959
- 8] **A. B. De Vrient**, « La transmission de la chaleur, Vol. 2, Introduction au rayonnement thermique », Ed. gaëtan Morin, 1992
- 9] **J.F. Sacadura**, « Initiation aux transferts thermiques », Ed. Tech & Doc, Lavoisier, Paris, 1993
- 10] **E. Gaviot, P. Godts, S. Guths, D. Leclercq**, « Thin foil planar radiometer ; application for designing contactless ΔT sensor », *Measurement Science and technology*, 7 (1996), pp 489.494
- 11] **P. Godts, F. Polet, H. Randrianarisoa, F. Raucoules, D. Leclercq**, « A new planar self calibrating MicroRadiometer », *SENSOR 97*, mai 1997, Nuremberg.
- 12] **M. Huetz Aubert**, « Rayonnement thermique des matériaux opaques », *Technique de l'ingénieur, traité généraliste*, A 1520
- 13] **A.J. Chapman**, Rice University, « Heat transfert », 3rd Ed., Mac Millan, Publishing Cie, London, 1974
- 14] **G. Asch & Collaborateurs**, « Les capteurs en instrumentation industrielle », Ed. Dunod, Paris, 1982
- 15] **G. Gaussorgues**, « La thermographie infrarouge », Ed. Tech & Doc, Lavoisier, Paris, 1983
- 16] **F. Raucoules**, « Les capteurs de flux thermiques à gradient tangentiel et leurs applications industrielles », Thèse de doctorat, Université de Lille, à paraître
- 17] **E. Gaviot**, « Conception et optimisation des radiomètres thermiques à absorption différentielle distribuée », monographie HDR, papier et CD-ROM, Université de Lille, juin 1998
- 18] **L. Camberlein**, « Capteurs de température à réseau planaire distribué de thermopiles en couches minces », Thèse de doctorat, Université de Lille, juin 1997
- 19] **E. Gaviot, P. Godts, F. Polet, K. Ziouche, F. Raucoules, D. Leclercq**, « Distribution-patterned radiometers. A new paradigm for irradiance measurement », Congrès AEROSENSE, avril 1997, Orlando
- 20] **E. Gaviot, F. Polet, F. Raucoules, F. Brachelet**, « Planar differential radiometers : a

- quantitative approach for designing enhanced unit », *Measurement Science and Technology*, Vol. 10, Issue II, février 1999.
- 21] **E. Gaviot, F. Polet, F. Raucoules, F. Brachelet**, « Application de l'absorption différentielle distribuée à la réalisation de capteurs radiométriques infrarouges », Colloque interdisciplinaire d'instrumentation C2198, ENS de Cachan, Novembre 1998, Paris.
- 22] **M. Dodé**, « Le deuxième principe de Thermodynamique », préfacé A.Kastler, Ed. Sedes, Paris, 1965.
- 23] **H. Atlan**, « Entre le cristal et la fumée ; essais sur l'organisation du vivant », Collection Point Sciences, N°51, 1988.
- 24] **Jean Charrier, J. A. Marucic**, « Possibilité d'utilisation des méthodes thermiques à des fins d'essais non destructifs en génie civil », rapport de recherche LPC n° 113, 1982.
- 25] **H. Randrianarisoa**, « Etude et réalisation d'un banc de mesure pour capteurs de rayonnement infrarouge. Application à la caractérisation de microradiomètres », Thèse de doctorat, Université de Lille, décembre 1998.
- 26] **Mc Adams**, « Transferts thermiques », Ed. Dunod, Paris, 1961
- 27] **J. Ortusi**, « Etude mathématique des circuits de l'électronique », Tome 1, analyse de circuit, Sofradel, Masson & Cie, 1966.
- 28] **J. Lifermann**, « Systèmes linéaires et variables d'états », Collection de Mathématiques, Masson & Cie, Paris, 1972.
- 29] **A.K. Oppenheim**, « Radiation analysis by the network method », *Trans. ASME*, 78, pp 725-735, 1956.
- 30] **H.S. Carslaw & Jaeger**, « Conduction of heat in solids », 2nd Ed., Clarendon Press, Oxford, 1995.
- 31] **E.C. Magison**, « Temperature measurement in industry », *Inst. Soc. of America*, 1990.
- 32] **G.S. Brady, H.R. Clauser**, « Materials handbook », 13^{ème} Ed., Mc Graw-Hill inc., New York, 1991.
- 33] **D. Biau**, « Les applications industrielles du chauffage par rayonnement infrarouge », Eyrolles, Paris, 1986.
- 34] **F. Polet, E. Gaviot, A. Ebongue, K. Ziouche**, « Radiomètres infrarouges à absorption différentielle distribuée : principes, limites et applications », Workshop PROCAP, Technologies nouvelles pour la sécurité de biens des locaux et des personnes, 19 janvier 1999, Grenoble.
- 35] **E. Gaviot, F. Polet, F. Raucoules**, « Radiométrie infrarouge par ADD », Note bilingue aux compte rendus de l'Académie des Sciences, avril 1999, présentée par Guy Laval, responsable du groupe physique théorique de l'Ecole Polytechnique.
- 36] **M. Guerrieri**, « State of the art in Infrared Temperature Sensors », *Society of Manufacturing Engineers*, Sensor 86, nov 1986, Detroit, Michigan.
- 37] **P.T.F.C. Stillwill**, « Thermal Imaging », *J. phys. E. Sci. Instrum.*, Vol 14, 1981 (review article) pp 1113-1118.
- 38] **J. Dixon**, « Radiation Thermometry », *Society of Manufacturing Engineers*, *J. phys. E. Sci. Instrum.*, Vol. 21, 1988, pp 425-436.
- 39] **F. Polet**, « Conception et réalisation d'un thermomètre sans contact à compensation automatique de l'émissivité », D.E.A, juillet 1994, Université de Lille.
- 40] **F. Polet**, « Méthodes de mesure de température sans contact », Exposé et démonstration devant le service de recherche de la Fabrique de Fer de Maubeuge, mars 1996, Maubeuge.
- 41] **P. Godts, F. Raucoules, F. Polet, H. Randrianarisoa**, « Un nouveau procédé de mesure

- de température de surface sans contact et à large gamme d'émissivité », Société Française de Thermique, avril 1996, Valenciennes.
- 42] **P. Godts, F. Raucoules, S. Sakly, F. Polet**, « A new self calibrating radiation planar microsensor. Application to contactless temperature measurement », IEEE instrumentation and Measurement Technology Conference, IMEKO TC7, juin 1996, Bruxelles.
- 43] **Il Hyun Choi, Kensall D Wise**, « A silicon-Thermopile-Based Infrared Sensing Array for use in Automated Manufacturing », *IEEE Trans. on Electron. Devices*, jan. 1986, Vol. ED-33, N°1
- 44] **A. Ebongué**, « Etude et Réalisation d'éléments sensibles adaptés à l'imagerie Infrarouge pour la sécurité des postes de fabrication industrielle », Thèse de l'Université de Lille, réalisée en contrat CIFRE avec l'établissement JAY Electronique de Grenoble, à paraître juin 2000.
- 45] **F. Völklein & H. Baltés**, « Optimization tool for the performance parameters of thermoelectric microsensors », *Sensors and Actuators A*, 36, 1993, pp 65-71
- 46] **F. Völklein, A. Wiegand, V. Baier**, « High-sensitivity radiation thermopiles made of Bi-Sb-Te films », *Sensors and Actuators A*, 29, 1991, pp. 87-91
- 47] **F. Plessier, E. Gaviot**, « Etude de la faisabilité d'une instrumentation permettant la détection des incendies à l'aide d'associations capteurs fluxmétriques réflecteurs », rapport contractuel, *Laboratoire Capteurs et instrumentation* de l'Université de Lille & Dép^t Génie thermique de l'Université du Littoral, 1992
- 48] **P. Guilmain**, « Détection de sources infrarouges à longue distance : Conception et réalisation d'un dispositif directionnel destiné à la localisation des incendies de forêt », Mémoire de DEA dirigé par E. Gaviot & D. Leclercq, *Laboratoire Capteurs et instrumentation* de l'Université de Lille, Juillet 1993
- 49] **A. Danjon, A. Coudert**, « Lunettes et télescopes », Librairie scientifique et technique A. Blanchard, Paris 1979
- 50] **M. Schwartz**, « Energie solaire et optique géométrique », Bulletin de l'Union des Physiciens n° 645 pp 1035-1042, 1986
- 51] **M. Condow & Odishaw**, « Handbook of Physics, 2nd edition », - Geometrical optics, M. Herzberger, pp. 6-28, 6-46 and - Photometry and illumination, E. Steeb, J.R. & W.E. Forsythe pp. 6.52
- 52] **E. Gaviot**, « Theoretical principles in optics for detecting a heated target », Overall principles about non imaging radiant flow concentrators and several tips to avoid extraneous noises, Rapport interne et directives pour P.Guilmain (EURATOME LASCO-SAFEGUARD ISPRA), January 1995
- 53] **H. Baltés, D. Moser and F. Völklein**, « Fundamentals on Thermoelectric microsensors and Microsystems », Tutorial, Zurich, Switzerland, 1994
- 54] **R. Gardon**, « an instrumentation for the direct measurement of Intense thermal radiation », *Rev. scie. Instrum.*, 24, May 1953
- 55] **F. Brachelet, E. Gaviot, F. Polet, and F. Raucoules**, « Enhanced Differential Distributed Radiometers for measuring high amounts of irradiance », *Proceedings, 45th ISA symposium*, Albuquerque, NM USA, 4-6 May 1999
- 56] **M. Stordeur**, « The thermoelectric figure of merit in the mixed crystal system p-(Bi_{1-x}Sb_x)₂Te₃ », *Phys. stat. sol. (b)* 161, 831, 1990

- 57] **A. Moliton, J.L. Duroux, B. Bartier**, « Coefficient Seebeck et mécanismes de conduction dans les Polymères PPP Electroactifs dopés par implantation ionique », *Journal of Polymer Science: PartB: Polym. Physics*, Vol.28, pp 17-33, 1990
- 58] **F. Polet, E. Gaviot**, « Thermogénérateurs thermiques », rapport interne, N°19818, juillet 1998.
- 59] **K. Ziouche**, «Etude des propriétés spectrales des matériaux. Application à la réalisation de microcapteurs de rayonnement infrarouge et ultraviolet», Thèse de l'Université de Lille, à paraître octobre 1999
- 60] **S. Sakly**, «Etude et réalisation de microcapteurs en technologie couches minces à structure distribuée périodique », Thèse de doctorat, université de Lille, juin 1998.
- 61] **E. Gaviot, D. Leclercq, F. Raucoules, C. Machut**, « Un nouveau capteur radiatif appliqué aux mesures de température sans contact », Communication et publication au congrès SFT 1995, mai 1995, Poitiers.
- 62] **C. Kittel**, « Introduction to solid state physics », 4^{ème} Ed., J. Wiley & Sons Inc., New York, 1971
- 63] **S. Güths**, «Contribution des circuits bimétalliques plaqués à la mesure des débits »,Thèse de doctorat, université de Lille, juin 1995.
- 64] **Paul W. Murrill**, « Fundamentals of process control theory », second Edition, Instrument Society of America, NC 27709, 1991.
- 65] **Harold L. Wade**, « Regulatory and Advanced Regulatory Control : System Development », Instrument Society of America, 1994.
- 66] **B.H.A.L.Y**, « Etude et mise au point des boucles de régulation », Ed. Kirk, Collection industrie, Maisons- Alfort, France, 1988.
- 67] **P.G. Friedmann, T.P. Stoltenberg**, « Continuous Process Control », I.S.A Research Triangle Park, NC, USA, 1996.
- 68] **E. Gaviot**, « Rapport de synthèse sur la régulation par METHODE », Rapport IEMN, mai 1998, Université de Lille.

documentation technique

- Dt1] **E. Gaviot, D. Leclercq, P. Godts, P. Thery**, « *Procédé de mesure de la sensibilité d'un fluxmètre radiatif, le fluxmètre radiatif correspondant et l'utilisation de ce dernier* », FR 950077 patent 1995.
- Dt2] **ORIEL Corporation**, « Lights Sources, Detectors and Detection systems, Monochromators and Spectrographs », *Oriel's catalog*, Vol.2, P.O. Box, 872, Stratford, CT 06497-0872, USA. 1995
- Dt3] **Benzinger Th.**, « Thermopile and radiometer including same and method of producing thermopile », August 23, 1966, US patent, N° 3,267,727
- Dt4] **GmbH Heimann, EG&G**, « Technical data for Heimann thermopiles TPS 424 & TPS 624-634 », Optoelectronics, Weher Köppel 6, 65199 Wiesbaden, P.O. Box 3007, 65020, Wiesbaden, Tel (0611)-492- 379, Germany, 1995
- Dt5] **P. Guilmain, P. Thery, C. Korn**, « *Dispositif de détection de rayonnement thermique et appareil de détection de présence à base d'un tel dispositif* », Brevet PCT/FR97/00142
- Dt6] **VATEL Corporation**, « General data on gardon-gage structure », 1998

- Dt7]** GmbH DTS, « Gesellschaft zur Fertigung von Dünnschicht-Thermogenerator-Systemen mbH », D.T.S., D- 06118 Halle; Köthener Str.34. Measurements from Dr. Stölzer, Department of Physics, Martin-Luther- University
- Dt8]** Code de la consommation, Edition Dalloz, 1999
- Dt9]** P. Thery, F.M. Franci, « Procédé de réalisation d'un fluxmètre thermique et fluxmètre thermique obtenu selon ce procédé », Brevet FR 93 05505, N° Publ 2 704 979, Date dépôt 06 05 1993
- Dt10]** F. Pompei, « Ear thermometer radiation detector », Brevet USP 5,873,833.
- Dt11]** F. Pompei, « Auxillary infrared thermometer and method of use », Brevet USP 5,874,736.
- Dt12]** Texas Instrument, « Guide de conception des circuits linéaires », Dépôt légal 1991, pp60-79.
- Dt13]** Linear Technology, « Linear Databook », Dépôt légal 1990, pp2.181-2.196, pp2.329-2.336.
- Dt14]** CAPTEC, Catalogue général de fluxmétrie thermique, 1996.
- Dt15]** Texas Instrument, « Linear Databook », Dépôt légal 1992, pp2.885-2.908, pp2.785-2.811.
- Dt16]** Teledyne Components, « Databook 1992 », Dépôt légal 1992, pp2.65-2.86.
- Dt17]** Elektor, « Carte d'E/S universelle pour PC et compatibles », mai 1988, n° 119, pp40-50.
- Dt18]** Analog Device, « Linear Databook », 1990 .
- Dt19]** TC industrie, « Précis de thermométrie par thermocouple et résistance », 1985.
- Dt20]** Bioblock general catalog, « IR 74007 radiometer », measurement and applications, 1996.
- Dt21]** Burr Brown, « Analog Databook », circuit BB4302, pp 4-111-4.113, 1991.
- Dt22]** Jay Electronic, « Rideau immatériel sécurisé pour la détection de personne, SIR », Notice technique descriptive pour l'installation et l'utilisation (réf 312401), Grenoble, 1996
- Dt23]** Microchip, « microcontrôleur PIC 16x84 », <http://www.microchip.com>.
- Dt24]** Intersil, « Digital Databook », 1992.
- Dt25]** D.Paret, « Le Bus I²C, De la théorie à la pratique », Ed. Dunod, Paris, 1992.
- Dt26]** Infratec, Optophotonics, « Pyroelectric Detectors », Group Laser components, 95602 Eaubonne Cedex, 1998
- Dt27]** Kipp et Zonen, <http://www.sci-tec.com/index.htm>

ANNEXES

Annexe 1– Rappel des définitions employées

Annexe 2– Théorèmes appliqués aux réseaux électriques

Annexe 3– Considérations générales sur la radiométrie thermique

Annexe 4– Spectre de transmission des matériaux usuels

ANNEXE 1

Rappel des définitions employées

1 La luminance

La luminance exprime la puissance rayonnée par une source dans un angle solide $d\Omega$ rapportée à l'élément de surface ds projeté perpendiculairement à la direction de propagation.

$$L_{ox} = \frac{d^2\Phi}{d\Omega \cdot ds} \quad (\text{W/m}^2 \cdot \text{sr})$$

comme $ds = dS \cdot \cos \beta$, on a finalement pour une direction Ox donnée :

$$L_{ox} = \frac{d^2\Phi}{d\Omega \cdot dS \cdot \cos \beta} \quad [\text{A.1}]$$

2 L'émittance

L'émittance traduit le flux énergétique total rayonné par une surface dS dans toutes les directions.

$$M^0 = \frac{d\Phi}{dS} \quad (\text{W/m}^2) \quad [\text{A.2}]$$

L'émittance peut également être définie pour une seule longueur d'onde, l'émittance totale s'obtient alors par une intégration sur tout le spectre de M_λ .

3 L'éclairement énergétique

L'éclairement énergétique (irradiance pour les Anglo-saxons) désigne le flux reçu par unité de surface réceptrice dS en provenance de l'ensemble des directions.

$$E = \frac{d\Phi}{dS} \quad (\text{W/m}^2) \quad [\text{A.3}]$$

L'éclairement n'est pas une caractéristique de la surface réceptrice.

4 La loi de Lambert

La distribution de l'énergie autour d'une source de rayonnement peut être très différente selon la nature et l'état de surface de l'objet. Souvent, pour des objets diffus, l'intensité ne dépend pas de la direction, et décrit alors une sphère tangente en O à la surface émettrice. Ce sont des sources lambertiennes (**figure A.1**).

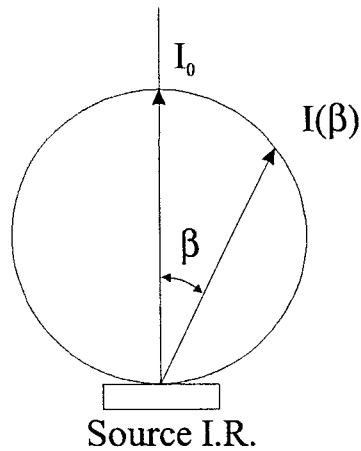


Figure A.1– Emission lambertienne

L'intensité dans une direction Ox faisant un angle β avec la normale s'exprime par la relation :

$$I(\beta) = I_0 \cdot \cos \beta$$

Le vecteur $I(\beta)$ décrivant alors une sphère tangente en O à la surface émettrice.

Dans ce cas particulier, l'expression du flux devient :

$$d^2\Phi = L_0 \cdot d\Omega \cdot dS \cdot \cos \beta \quad [A.4]$$

Lorsque cette condition est vérifiée, une relation simple relie l'émittance à la luminance. Le flux émis par la source dans un angle solide $d\Omega$ s'exprime par :

$$d^2\Phi = L_0 \cdot dS \cdot \cos \beta \cdot \sin \beta \cdot d\beta \cdot d\theta$$

en intégrant cette expression sur un angle solide hémisphérique, soit 2π sr, on obtient :

$$d^2\Phi = L_0 \cdot dS \int_{\theta=0}^{2\pi} \int_{\beta=0}^{\frac{\pi}{2}} \cos \beta \cdot \sin \beta \cdot d\beta \cdot d\theta$$

soit

$$d\Phi = \pi \cdot L_0 \cdot dS$$

d'où

$$M = \pi \cdot L_0 \quad [A.5]$$

5 Le corps noir

Le corps noir est un objet idéal absorbant tout le rayonnement parvenant sur sa surface et émettant un rayonnement thermique maximum à toutes les longueurs d'onde du spectre IR. En pratique, il est généralement constitué d'une cavité fermée aux parois absorbantes, percée d'un petit orifice par lequel arrive le rayonnement incident.

5.1 Réalisation pratique

La **figure A.2** représente une vue en coupe d'un corps noir industriel. Ce type de corps noir est utilisé pour étalonner les capteurs pyrométriques. La vue d'ensemble du système est illustrée sur la photographie de la **figure A.3**.

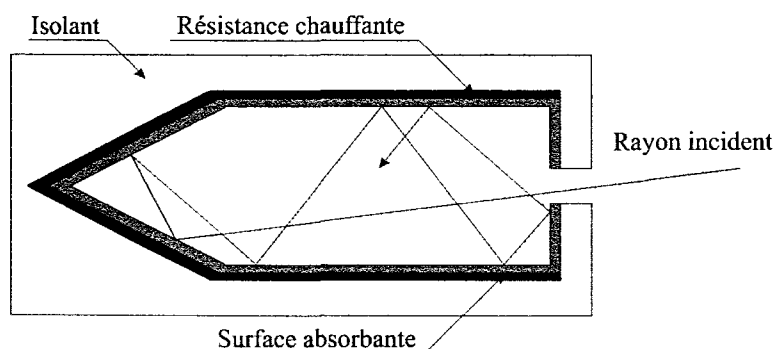


Figure A.2– Principe de réalisation d'un corps noir

5.2 Principe de fonctionnement

Le rayonnement entrant dans la cavité subit un grand nombre de réflexion au cours desquelles une grande partie de l'énergie est absorbée. Tout le rayonnement extérieur pénétrant dans la cavité est par conséquent intégralement absorbé. Les corps noirs industriels peuvent avoir une émissivité meilleure que 0.99.



Figure A.3– Corps noir commercialisé par la société GRASEBY™

6 La loi de Planck

La loi de Planck donne l'émittance monochromatique M_λ^0 du corps noir sur tout le spectre IR. Elle fournit la valeur de l'émittance monochromatique la plus élevée qu'un objet puisse rayonner à une température T.

$$M_\lambda^0 = \frac{2\pi \cdot h \cdot c^2 \cdot \lambda^{-5}}{e^{\frac{h \cdot c}{\lambda \cdot T}} - 1} \quad (\text{W/m}^2 \cdot \mu\text{m})$$

Lorsque le rayonnement se propage dans le vide ou dans l'air, la loi de Planck peut s'écrire :

$$M_\lambda^0 = \frac{C_1 \cdot \lambda^{-5}}{e^{\frac{C_2}{\lambda \cdot T}} - 1} \quad (\text{W/m}^2 \cdot \mu\text{m}) \quad [\text{A.6}]$$

avec les valeurs suivantes pour les constantes C_1 et C_2 :

$$C_1 = 3,741 \cdot 10^8 \text{ W} \cdot \mu\text{m}^4 / \text{m}^2$$

$$C_2 = 14388 \mu\text{m} \cdot \text{K}$$

Les courbes obtenues par la relation Eq[A.6] sont représentées sur la **figure A.4** pour différentes températures de la source, de 300 K à 5800 K (le soleil).

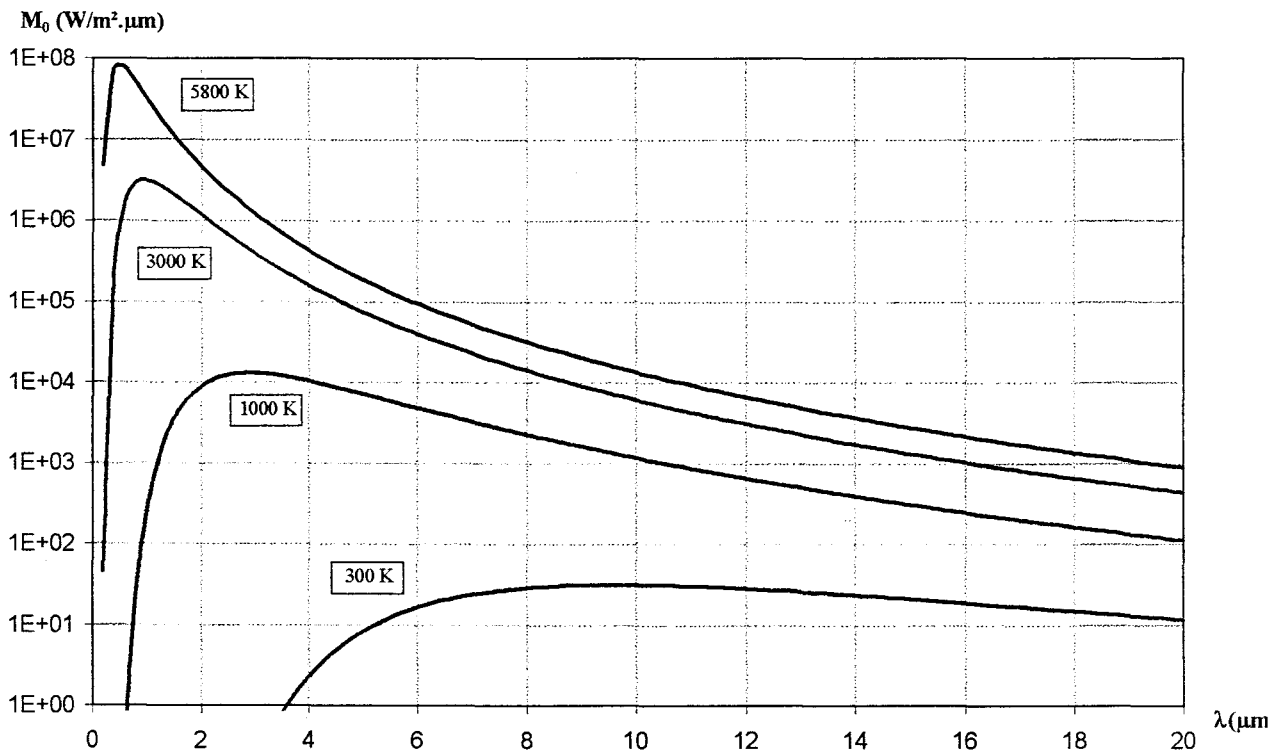


Figure A.4— Rayonnement du corps noir Eq[A.6]

Pour obtenir l'émittance totale M^0 à partir de la loi de Planck, il suffit d'intégrer M_λ^0 sur tout le spectre.

$$M^0 = \int \frac{C_1 \cdot \lambda^{-5}}{e^{\frac{C_2}{\lambda T}} - 1} \cdot d\lambda \quad (\text{W/m}^2)$$

7 Les lois de Wien

Les courbes issues de la loi de Planck (**figure A.4**), présentent toutes un maximum dont la position évolue vers les courtes longueurs d'onde lorsque la température augmente. Cette position peut être déterminée à partir de la première loi de Wien (ou loi du déplacement) qui s'obtient en dérivant la loi de Planck.

$$\lambda_m \cdot T = 2898 \mu\text{m} \cdot \text{K} \quad [\text{A.7}]$$

La valeur maximale de l'émittance obtenue pour cette longueur d'onde s'obtient à l'aide de la deuxième loi de Wien.

$$M_{\lambda_m}^0 = B \cdot T^5 \quad [\text{A.8}]$$

avec $B = 1,287 \cdot 10^{-11} \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \cdot \mu\text{m} \cdot \text{K}^5}$

La détermination de la positions du maximum d'émission est importante pour des capteurs devant être encapsulés. En effet, la fenêtre placée devant doit être capable, à la fois de résister au milieu environnant qui peut être très hostile (poussières, graisses, acides...), et être transparente à la majorité du spectre IR de l'objet dont la température doit être déterminée.

La connaissance de la longueur d'onde du maximum d'émission permet de choisir judicieusement la fenêtre à utiliser en fonction de la gamme de température.

8 Loi de Stefan Boltzmann

La loi de Stefan Boltzmann résulte de l'intégration sur tout le spectre de la loi de Planck. Elle permet de déterminer l'émittance totale du corps noir à partir de sa seule température.

$$M^0 = \sigma_r \cdot T^4 \quad (\text{W/m}^2) \quad [\text{A.9}]$$

$$\text{avec } \sigma_r = \frac{2\pi^5}{15} \cdot \frac{k^4}{C_0^2 \cdot h^3} \quad (5,67 \cdot 10^{-8} \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \cdot \text{K}^4})$$

9 Le corps gris

La majorité des corps ont un spectre IR qui n'est pas continu, la fonction M_λ peut présenter des fluctuations assez importantes, voire être exclusivement constituée de raies.

Pour modéliser de tels objets, il n'est pas possible de les assimiler à des corps noirs. Il est toutefois possible, moyennant l'utilisation d'un coefficient correcteur, l'émissivité dont la valeur est comprise entre 0 et 1, d'utiliser le modèle du corps noir tout en tenant compte d'une absorption et d'une émission moins intense que ce dernier.

En étant rigoureux, le facteur d'émissivité, dépend directement de la longueur d'onde, et de l'angle d'observation, néanmoins, nous supposons que la source est lambertienne, l'émission thermique reste par conséquent constante sur tout l'hémisphère. Il en découle les relations permettant de relier l'émission du corps gris à celle du corps noir :

$$M_\lambda = \varepsilon_\lambda \cdot M_\lambda^0 \quad (\text{W/m}^2 \cdot \mu\text{m}) \quad [\text{A.10}]$$

soit une émittance totale

$$M = \int_\lambda \varepsilon_\lambda \cdot M_\lambda^0 \cdot d\lambda \quad (\text{W/m}^2)$$

Lorsque les propriétés radiatives de la source restent sensiblement les mêmes sur une grande plage spectrale, il est possible de supposer l'émissivité constante. Si de plus, l'émissivité est indépendante de la direction de propagation (source lambertienne), le corps gris est alors parfait.

Il peut être nécessaire, parfois, pour une source présentant des variations importantes de l'émissivité en fonction de la longueur d'onde, de découper celle-ci en plusieurs zones affectées chacune d'une émissivité moyenne.

Par exemple, l'alumine, présente une émissivité d'environ 0,1 pour une longueur d'onde inférieure à 4 μm et devient un corps noir pour une longueur d'onde comprise entre 5 et 11 μm .

Le **tableau A.1** donne les valeurs de l'émissivité pour différents matériaux aux longueurs d'onde $\lambda = 4,9 \mu\text{m}$ et $\lambda = 11 \mu\text{m}$.

	$\varepsilon (\lambda=4,9 \mu\text{m})$	$\varepsilon (\lambda=10,7 \mu\text{m})$
Matériau		
Peau humaine	0,98	0,96
Eau	0,95	0,96
Fibre de bois	0,77	0,91
Papier	0,64	0,86
P.V.C.	0,86	0,89
Sable sec	0,89	0,89
Sable humide	0,97	0,92
Peinture noire mate	0,93	0,87

Tableau A.1– Valeur de l'émissivité pour quelques matériaux pour deux longueurs d'onde^[24]

10 La radiosité

La radiosité est la notion d'émittance étendue aux corps gris. Elle tient compte des phénomènes d'absorption et de réflexions à la surface de la source. La **figure A.5** représente une vue imagée d'un corps gris en coupe, la ligne en pointillé représente la surface réelle de la source, la ligne continue représente schématiquement la surface du corps noir équivalent. La zone située entre ces deux lignes représentant l'effet de l'absorption et de la réflexion du rayonnement à la surface de l'objet.

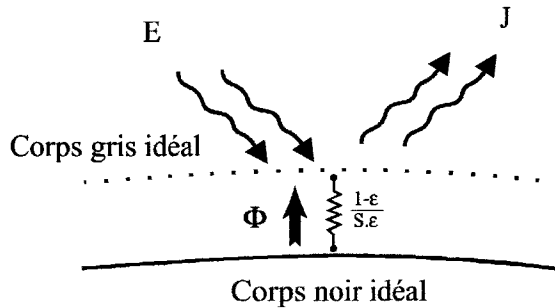


Figure A.5– Rayonnement du corps noir

La radiosité déterminée à partir de la **figure A.5** s'exprime par la relation

$$J = \underbrace{\sigma \cdot \varepsilon \cdot T^4}_{\text{émission propre}} + \underbrace{(1 - \varepsilon) \cdot E}_{\text{rayonnement réfléchi}} = \underbrace{\varphi}_{\text{densité de flux échangé}} + \underbrace{E}_{\text{éclairage énergétique}} \quad (\text{W/m}^2) \quad [\text{A.11}]$$

où E représente la grandeur appelée éclairage énergétique, c'est à dire la densité de puissance incidente sur la surface considérée homogène.

ou bien, exprimé en fonction de la réflectivité :

$$J = (1 - \rho)M + \rho E$$

La densité de puissance perdue par la surface résulte de la différence entre le flux radiatif émis et le flux radiatif absorbé, soit :

$$\varphi = \varepsilon \cdot \sigma_r \cdot T^4 - \varepsilon \cdot E \quad (\text{W/m}^2) \quad [\text{A.12}]$$

soit compte tenu de Eq[A.11] et Eq[A.12]

$$\varphi = \frac{\varepsilon}{1 - \varepsilon} \cdot (\sigma_r \cdot T^4 - J) \quad (\text{W/m}^2) \quad [\text{A.13}]$$

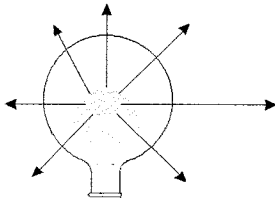
La détermination de φ se ramène donc à celle de la radiosité J

Remarque :

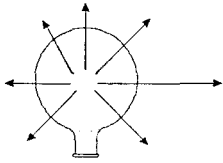
Si la source est un corps noir, la radiosité se confond avec l'émittance, puisque $\varepsilon = 1$.

Grandeurs caractérisant le rayonnement thermique émis par une source ; symboles et unités correspondantes^[24].

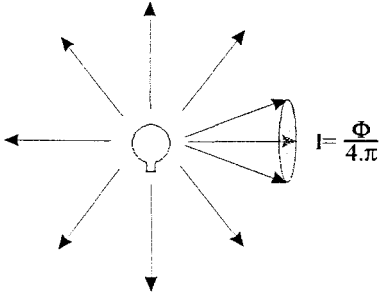
Q : ENERGIE RAYONNANTE	
Définition	Terme anglo-saxon
Energie émise, transportée ou reçue sous forme de rayonnement.	Radian Flux
Q (J)	

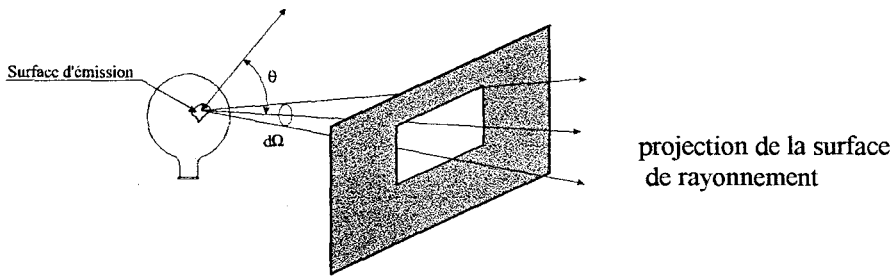
Φ : FLUX ENERGETIQUE	
Définition	Terme anglo-saxon
Puissance émise, transportée ou reçue sous forme de rayonnement.	Radian Flux
$\Phi = \frac{dQ}{dt}$ (W)	
	

M : EMISSION ENERGETIQUE

Définition	Terme anglo-saxon
Flux énergétique quittant un élément de surface dS en un point de la source.	Radian Emittance
$M = \frac{d\Phi}{dS} \quad \left(\frac{W}{m^2} \right)$	
	

I : INTENSITE ENERGETIQUE

Définition	Terme anglo-saxon
Puissance (flux énergétique) Φ rayonnée dans un élément d'angle solide $d\Omega$	Radian Intensity
$I = \frac{d\Phi}{d\Omega} \quad \left(\frac{W}{sr} \right)$	
	
<p>Pour $\Omega = 4\pi$; $I = \Phi$, on note $4\pi \cdot W = 1 W/sr$</p>	

L : LUMINANCE ENERGETIQUE	
Définition	Terme anglo-saxon
Puissance émise par unité d'angle solide $d\Omega$ et par unité de la surface projetée orthogonalement à la direction	Radiance
$L = \frac{d^2\Phi}{dS} \cdot d\Omega \cdot \cos\Theta$	$(W/sr \cdot m^2)$
<p>$d\Phi$: Flux total émis par la source dS dans un angle solide élémentaire $d\Omega$ entourant la direction Ox.</p>	
	
Pour une source lambertienne	: $L = \pi \cdot M$
Luminance au détecteur	: $L = \frac{dE}{d\Omega}$
Luminance à la source	: $L = \frac{dI}{dS} \cdot \cos\Theta$
Surface orthogonale à l'angle solide : $L = I$	

E : ECLAIREMENT ENERGETIQUE	
Définition	Terme anglo-saxon
Flux énergétique reçu par une surface par unité de surface dS	Irradiance
$E = \frac{d\Phi}{dS}$	(W/m^2)
<p>Pour un disque lambertien irradiant une surface parallèle : $E = L \cdot \Omega$ (W/m^2) avec Ω, l'angle solide que le disque sous-tend à la surface.</p>	

ANNEXE 2

Théorèmes appliqués aux réseaux électriques

1 Théorème de Millman

Le théorème de Millman^[27] est une représentation différente du théorème de superposition puisqu'il fait apparaître des sources de courants au lieu des classiques sources de potentiels. Il s'applique aux nœuds d'un réseau linéaire constitué d'éléments passifs alimentés par des sources indépendantes.

Soit un réseau électrique (**figure A.6**) composé de m branches dont n comportent des sources.

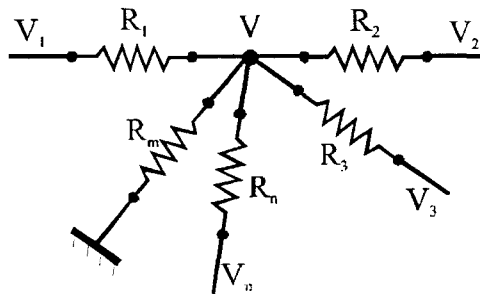


Figure A.6– Réseau électrique composé de n sources et de m branches

La contribution de la source V_1 sur le potentiel du point V , se détermine en utilisant le principe de superposition ; toutes les sources sont annulées, et seule la source V_1 est active. Cela conduit à l'expression de la contribution de V_1 sur V , notée V_{V_1}

$$V_{V_1} = V_1 \frac{R_{eq}}{R_1 + R_{eq}} \quad (\text{V}) \quad [\text{A.14}]$$

avec R_{eq} la résistance équivalente représentant l'association parallèle de toutes les résistances

$$\text{du circuit, à l'exception de } R_1 : R_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots + \frac{1}{R_n} + \dots + \frac{1}{R_m}}$$

En transformant la source de tension V_1 en sa source de courant équivalente V_1/R_1 (transformation d'un modèle de Thévenin vers un modèle de Norton), la relation Eq[A.14] s'exprime :

$$V_{V_1} = \frac{V_1}{R_1} \cdot \frac{R_{eq}}{1 + \frac{R_{eq}}{R_1}}$$

Lors de l'association de plusieurs sources de courant, il est préférable afin de simplifier les calculs de transformer les résistances en admittances équivalentes. En simplifiant de la sorte l'expression précédente, nous obtenons des termes ne faisant plus intervenir que des admittances.

$$V_{V_1} = \frac{V_1}{R_1} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_{eq}} + \frac{1}{R_1}} \quad [\text{A.15}]$$

Le terme $\frac{1}{R_{eq}} + \frac{1}{R_1}$ figurant au dénominateur représente en fait, l'admittance équivalente de toutes les résistances du circuit.

L'expression de la contribution des autres sources étant semblable à celle de V_1 , il vient l'expression du potentiel résultant en V .

$$V = \frac{\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} + \dots + \frac{V_n}{R_n}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots + \frac{1}{R_n} + \dots + \frac{1}{R_m}} \quad [\text{A.16}]$$

En écrivant cette relation sous une forme plus générale, nous obtenons la relation du théorème de Millman :

$$V = \frac{\sum_n \frac{V_n}{R_n}}{\sum_m \frac{1}{R_m}} = \frac{\sum_n V_n \cdot Y_n}{\sum_m Y_m} \quad [\text{A.17}]$$

Ce théorème trouve préférentiellement son application dans la recherche des potentiels internes de réseaux associés en parallèle, tels que les montages à amplificateurs opérationnels.

ANNEXE 3

Considérations générales sur la radiométrie thermique

La mesure de la température par voie radiative présente plusieurs avantages et se montre en particulier bien adaptée pour les cas suivants :

- mesure sur des matériaux de très faible conductivité ou capacité thermique,
- mesure sur des objets inaccessibles ou bien en mouvement,
- mesure surfacique exigeant un temps de réponse très court,
- mesures moyennes sur des grandes surfaces.

1 Principe de fonctionnement

Le principe de mesure exploite le rayonnement thermique émis par tout corps dont la température est supérieure au zéro absolu. Dans le cas particulier du corps noir^[annexe1], la répartition de ce rayonnement dans le spectre électromagnétique, est donnée par la loi de Planck dont l'expression est rappelée ci-dessous :

$$M_{\lambda}^0 = \frac{C_1 \cdot \lambda^{-5}}{e^{\frac{C_2}{\lambda T}} - 1} \quad (\text{W/m}^2 \cdot \mu\text{m}) \quad [\text{A.6}]$$

avec les constantes $C_1 = 3,741 \cdot 10^8 \text{ W} \cdot \mu\text{m}^4/\text{m}^2$ et $C_2 = 14388 \mu\text{m} \cdot \text{K}$

Les courbes représentatives de la répartition du rayonnement dans le spectre sont illustrées sur la **figure A.7** pour quatre températures de source (300, 1000, 3000 et 5800 K).

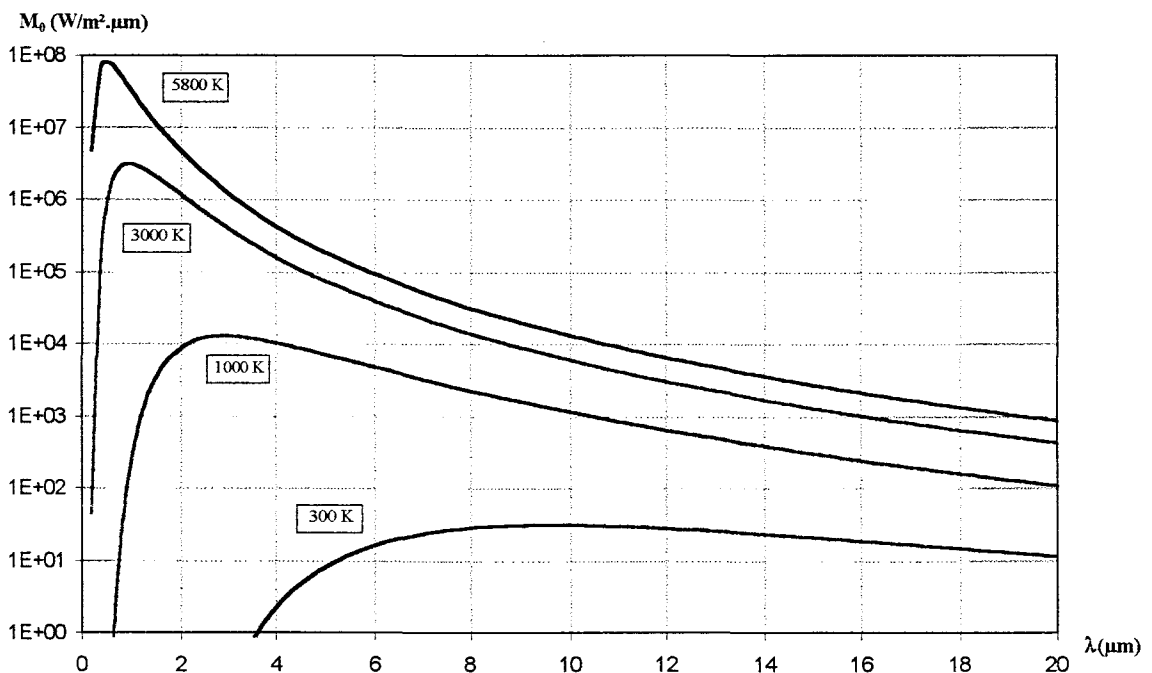


Figure A.7– Rayonnement thermique du corps noir (Eq[A.6])

Ces tracés montrent que pour une cible donnée, l'augmentation de sa température se traduit par une progression vers les faibles longueurs d'onde du contenu de son spectre. Parallèlement, l'évolution au voisinage du maximum, relativement plate pour une température proche de l'ambiante, devient pointue et intense. Il apparaît également, au vu des tracés de la **figure A.7**, que les différentes courbes **ne se recoupent pas** et qu'il est ainsi possible, à l'aide de la valeur moyenne de l'émittance dans une gamme spectrale donnée, de déduire la température de l'objet regardé.

2 Systèmes monochromatiques ou à faible largeur spectrale

Les capteurs utilisés sont des détecteurs de rayonnement dotés d'une optique filtrante dont la bande passante est très étroite autour d'une longueur d'onde moyenne λ_0 . En première approximation, l'expression de la température de la cible s'obtient aisément à partir de la relation Eq[A.6] :

$$T_{\text{mesurée}} = \frac{C_2}{\lambda_0 \ln \left(\frac{C_2 \lambda_0^{-5}}{M_{\lambda}^0} + 1 \right)} \quad (\text{K}) \quad [\text{A.18}]$$

Dans cette relation, la grandeur M_{λ}^0 est obtenue à partir de l'éclairement incident sur le capteur et λ_0 est fixée par le filtre constituant la fenêtre^[36].

2.1 Choix de la longueur d'onde

Le choix de la longueur d'onde de mesure λ_0 dans un système monochromatique est très important car il détermine directement la gamme de température de l'appareil et influe sur la précision de la mesure. En prenant l'expression simplifiée Eq[A.7] de la loi de Planck, et en la dérivant par rapport à la température, nous aboutissons au calcul de la précision relative de la température reportée sur l'émittance.

$$dM_{\lambda_0}^0 = \frac{C_2}{T^2} \cdot C_1 \cdot \lambda^{-6} \cdot e^{\frac{C_2}{\lambda T}} dT$$

Soit une précision relative sur la température :

$$\frac{dT}{T} = \frac{\lambda T}{C_2} \cdot \frac{dM_{\lambda_0}^0}{M_{\lambda_0}^0}$$

Cette relation met en évidence l'augmentation de l'incertitude sur la mesure de la température lorsque la longueur d'onde croît. Il convient donc en pratique, de choisir une longueur d'onde de mesure λ_0 la plus petite possible^[37].

D'autre part, la température minimale de la gamme de mesure, impose une limite basse λ_m à la longueur d'onde, valeur en deçà de laquelle, la mesure n'est plus possible,

puisqu'il n'y a pas d'énergie rayonnée dans cette partie du spectre. Le choix de la longueur d'onde de mesure λ_0 résulte d'un compromis entre la valeur de λ_m et les caractéristiques du milieu constituant l'environnement de mesure.

Une autre difficulté dans le choix de la longueur d'onde de mesure λ_0 vient des perturbations apportées par l'atmosphère. La **figure A.8** représente le spectre de transmission de l'atmosphère pour une distance de 300 m.

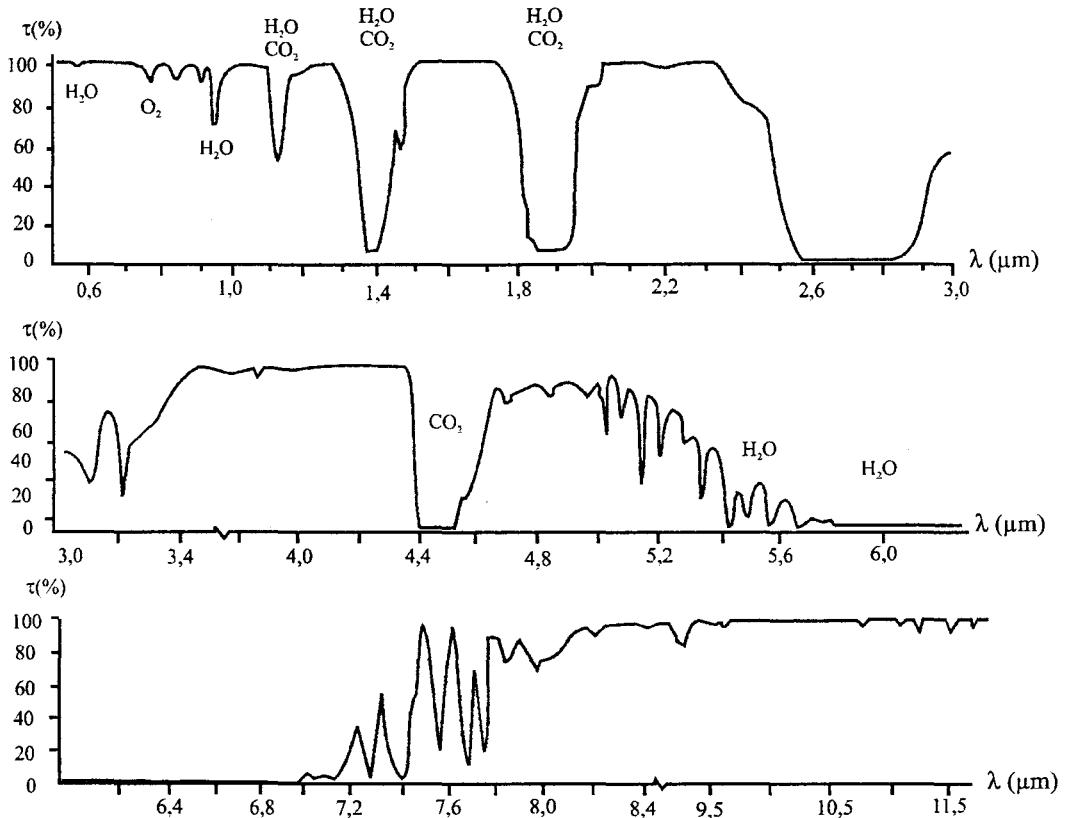


Figure A.8– Spectre de transmission de l'atmosphère (sur une distance de 300 m au niveau de la mer avec 5,7 mm de précipitation d'eau à 26°C)^[14]

Sans entreprendre une mesure à une telle distance, il est néanmoins intéressant de noter la forte influence de la vapeur d'eau sur le domaine infrarouge. Il est nécessaire d'en tenir compte lors d'une utilisation en atmosphère humide dès que la distance devient importante ($D > 10$ m). Pour s'en affranchir, il suffit de choisir une longueur d'onde située dans une zone sans absorption notable ($\tau \approx 1$) (cf. **figure A.8**).

2.2 Avantages et inconvénients

2.2.1 Avantages

Pour des systèmes devant effectuer des mesures sur des objets à haute température, le choix d'un radiomètre monochromatique se justifie par sa faible bande passante limitant le bruit à une valeur très faible. Un choix judicieux de la longueur d'onde λ_0 permet alors de

s'affranchir de l'influence de l'environnement sur la mesure, le spectre de celui-ci, pour une température de l'ordre de 300 K, ne s'étendant pas en deçà de 4 μm .

2.2.2 Inconvénients

La mesure monochromatique caractérisée par une largeur spectrale minimale par principe est entachée d'une erreur importante sur des cibles présentant un spectre non uniforme, c'est à dire possédant une caractéristique $\varepsilon(\lambda)$ constituée d'un réseau de raies d'absorption et d'émission. C'est le cas notamment des peintures dont le spectre se modifie au cours du processus de polymérisation. De plus, l'optique filtrante utilisée est généralement coûteuse et doit être régulièrement entretenue pour garantir une bonne précision.

3 Système de mesure à large bande spectrale

La **figure A.9** décrit le principe de fonctionnement générique d'un tel système de mesure. Le rayonnement thermique est concentré vers une petite zone noircie au sens radiatif ($\varepsilon \approx 1$). L'énergie thermique absorbée provoque une augmentation de sa température d'équilibre. L'emploi d'une optique limite la largeur de la bande spectrale qui dans le meilleur des cas s'étend de 1 à 20 μm , représentant tout de même près de 90% du spectre émis.

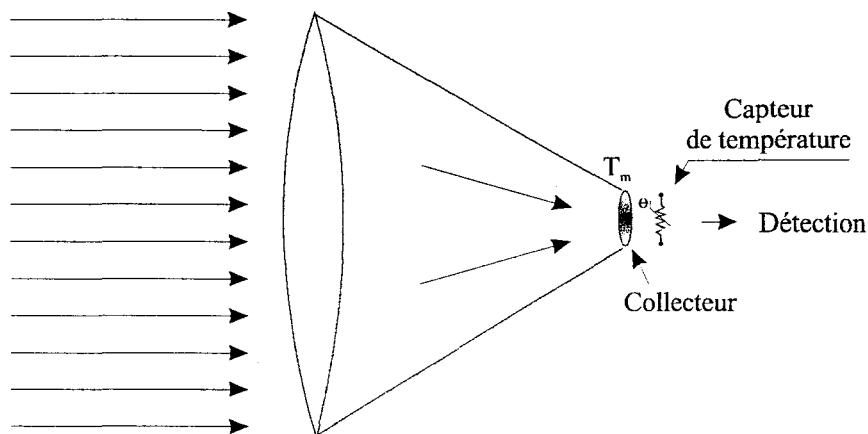


Figure A.9– Coupe schématique d'un pyromètre à radiation totale

Le *collecteur* est généralement placé sur une membrane permettant d'obtenir un système présentant à la fois une grande résistance thermique vis à vis du substrat et une faible capacité thermique affectée d'un temps de réponse relativement court. L'ensemble est ensuite enfermé dans un boîtier étanche rempli d'un gaz inerte, généralement du xénon ($\lambda \approx 5,5 \text{ mW/m.K}$). La mesure de la température du *point chaud* s'effectue à l'aide d'un classique capteur de température ; une résistance métallique ou en matériau semi-conducteur formant un bolomètre ou bien un détecteur thermoélectrique (thermocouple, thermopile) constituant un radiomètre (cf. **figure A.10**).

Une alternative intéressante à cette disposition, permettant de réaliser des thermopiles à faible coût, consiste à réaliser une thermopile en étoile^[D27], dont les jonctions centrales sont

revêtues d'un dépôt d'or noirci permettant de collecter le rayonnement infrarouge et dont les jonctions périphériques sont maintenues à la température du boîtier.

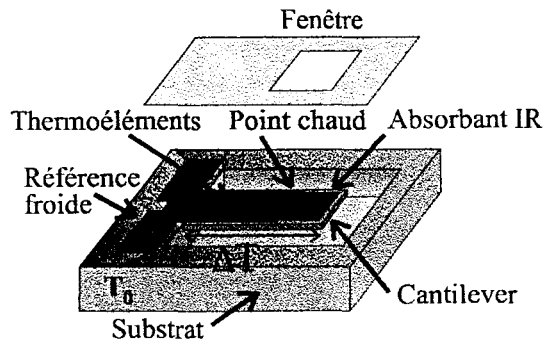


Figure A.10– Radiomètre Cantilever

3.1 Avantages et inconvénients

3.1.1 Avantages

La mesure des basses températures est possible. L'erreur commise sur la mesure de la température de cible possédant un spectre non uniforme, est moins importante, puisque l'ensemble du spectre est pris en compte.

L'optique utilisée se réduit le plus souvent à une fenêtre de protection et le boîtier intégrant l'élément sensible possède généralement un angle de visé suffisamment étroit pour les applications envisagées ^[Dt10, Dt11]. Le développement de matériaux nouveaux vise à garantir la réalisation à faible coût de capteurs permettant de réaliser des mesures jusque 300 °C.

3.1.2 Inconvénients

La mesure large bande induit un bruit thermique plus important puisque le rayonnement thermique de l'environnement n'est plus éliminé par l'optique filtrante. La mesure des hautes températures se révèle ainsi plus délicate.

L'emploi d'une lentille permettant de réduire l'angle d'ouverture du capteur de rayonnement, introduit des limitations quant à la bande spectrale, et nécessite une correction. Il faudra évidemment lors du calcul de la température tenir compte de cette altération.

4 Perturbations induites par l'emploi d'une optique de protection

L'optique utilisée en complément des détecteurs introduit une perturbation notable. Dans le cas de systèmes large bande, il faut tenir compte de la variation de l'indice de réfraction de la fenêtre qui introduit une réflexion évoluant selon la longueur d'onde. Par exemple, le germanium présente un indice de réfraction η proche de 4, conduisant à un

coefficient de transmission de 47 % pour une épaisseur donnée, entraînant un affaiblissement important du signal mesuré. L'utilisation d'un revêtement antireflet permet de réduire les réflexions augmentant notablement les performances, puisque le coefficient de transmission présente alors une valeur proche de 98% pour la même épaisseur. L'étude des perturbations introduites par l'emploi d'une fenêtre fait l'objet des travaux cités en référence bibliographique^[59].

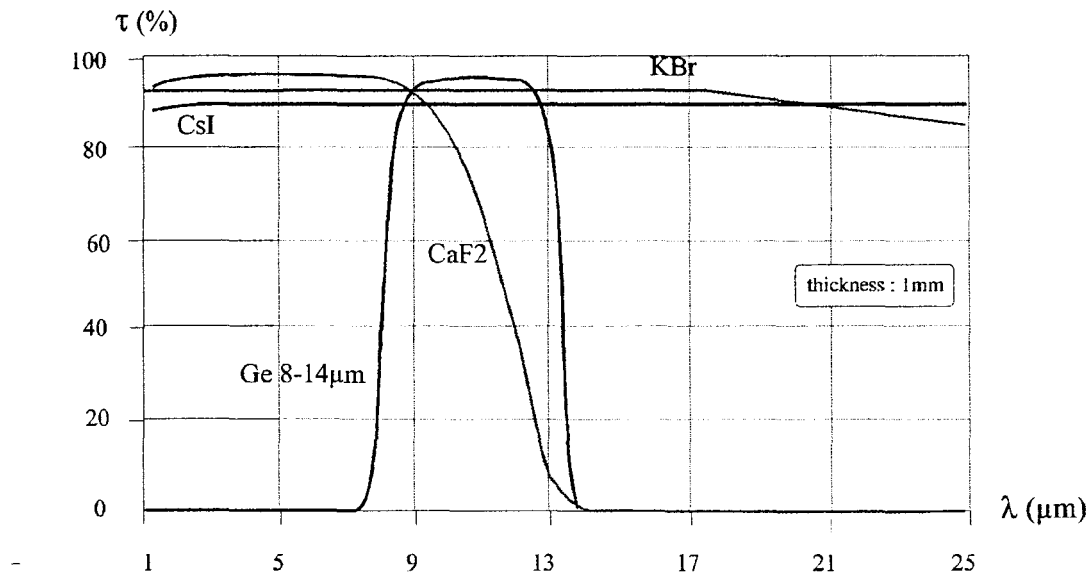


Figure A.11– Spectre de transmission de quelques matériaux utilisés pour la réalisation des optiques^[D126]

ANNEXE 4

Spectre de transmission des matériaux usuels

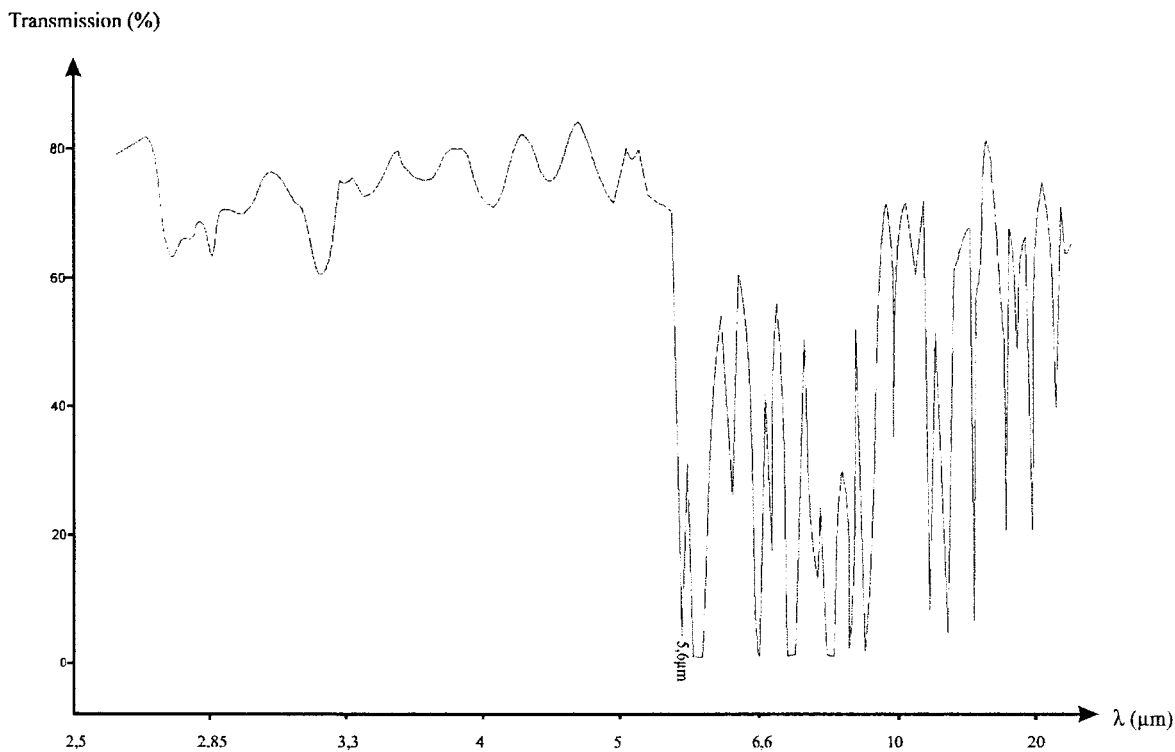


Figure A.7– Spectre de transmission du kapton standard en épaisseur de 14 μm

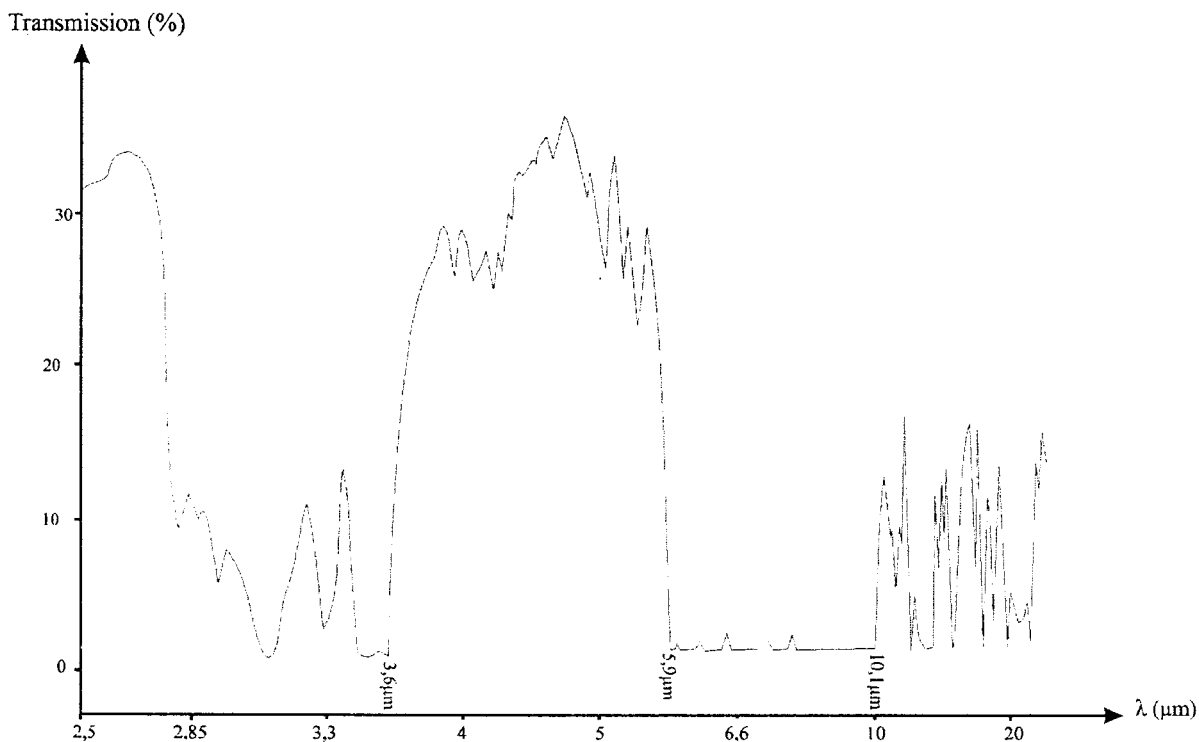


Figure A.8– Spectre de transmission du kapton standard en épaisseur de 20 μm enduit de colle époxy

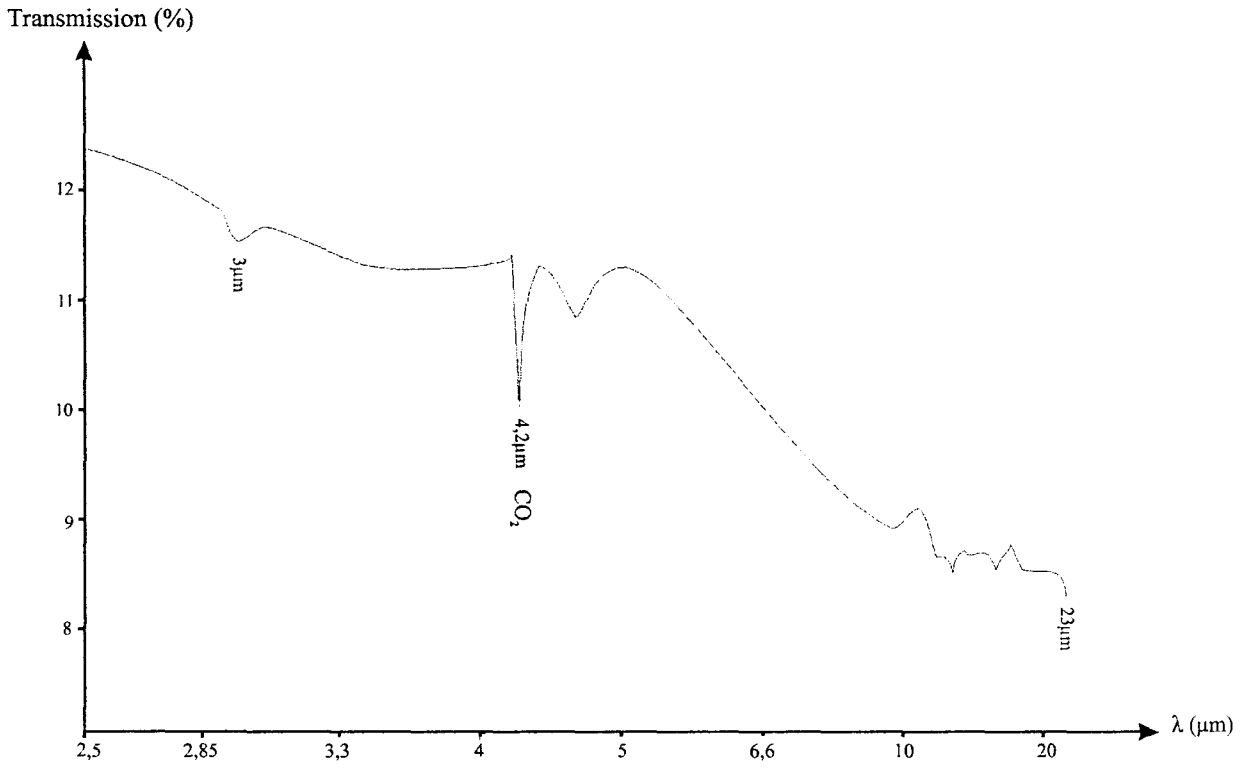


Figure A.9– Spectre de transmission du Silicium pour une épaisseur de 1 μm

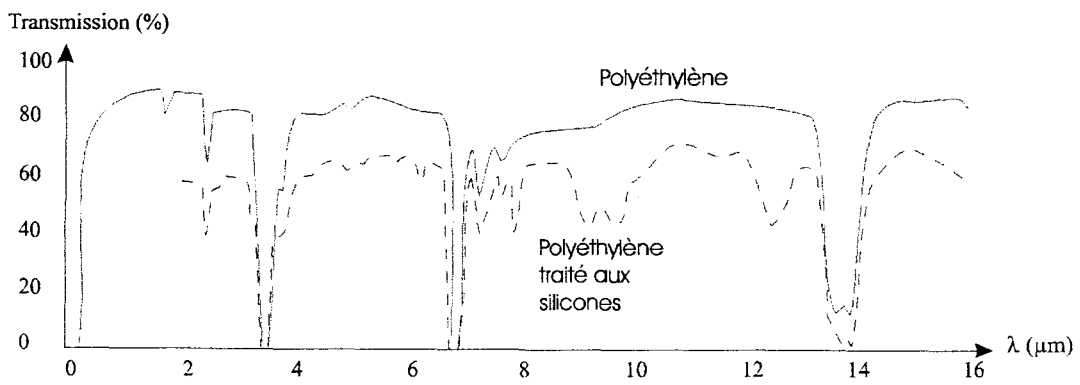


Figure A.10– Spectre de transmission du Polyéthylène

LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX

Liste des figures

- Figure I.1** – Illustration de l'effet Seebeck
Figure I.2– Illustration de l'effet Peltier
Figure I.3 – Effet Thomson
Figure I.4 – Circuit bimétallique plaqué (échelle non respectée)
Figure I.5– Répartition des courants dans un circuit bimétallique plaqué
Figure I.6– Evolution de σ_{eq} et α_{eq} pour un élément plaqué (Cuivre sur Constantan)
Figure I.7– Représentation normalisée de l'effectivité thermoélectrique
Figure I.8– Effectivité pour quelques couples thermoélectriques courants
Figure I.9– Echange radiatif entre deux surfaces
Figure I.10– Détermination de l'angle solide
Figure I.11– Banc de mesure standard (étalonnage, caractérisation)
Figure I.12– Facteur de forme entre deux plaques parallèles identiques
Figure I.13– Facteur de forme entre deux plaques parallèles identiques utilisées pour évaluer les performances des systèmes de mesure de température à distance
Figure I.14– Facteur de forme calculé par Eq [I.20] pour un capteur de $1 \times 1 \text{ cm}^2$ et une plaque de $30 \times 30 \text{ cm}^2$ à $15 \times 15 \text{ cm}^2$
Figure I.15– Facteur de forme entre deux disques concentriques, pour $R_1=15 \text{ cm}$ et $R_2=7,5 \text{ cm}$. Comparaison des valeurs exactes et des valeurs obtenues à l'aide de la relation Eq [I.22]
Figure I.16– Schéma fonctionnel équivalent des interactions
Figure I.17– Décentrage du capteur selon un seul axe
Figure I.18– Variation du facteur de forme pour un décalage selon un seul axe
Figure I.19– Faible Décentrage d'un capteur et de la plaque source
Figure I.20– Domaine de validité de l'approximation Eq [I.26]
Figure I.21a– Montages de thermopiles en conformations Cantilever et membrane
Figure I.21b– Fluxmètre de Gardon pour flux élevés
Figure I.22– Principes généraux d'élaboration d'une structure ADD générique
Figure I.23– Champ thermique distribué le long d'une chaîne thermoélectrique
Figure I.24– Déploiement fictif d'une thermopile
Figure I.25– Profil thermique au sein d'une structure ADD sollicitée par un flux ϕ
Figure I.26– Réjection d'une perturbation de densité de flux d'égale amplitude sur chaque demi-cellule
Figure I.27– Structure dilithique : figuration des conditions aux limites externes
Figure I.28– Structure ADD réalisables comparées au modèle de comportement idéal
Figure I.29– Eléments du dispositif de mesure
Figure I.30– Echanges radiatifs entre les trois éléments constitutifs d'un système de mesure
Figure I.31– Résistance équivalente de rayonnement ou résistance spatiale
Figure I.32– Résistance équivalente de surface ou résistance d'émission des corps gris
Figure I.33– Modèle descriptif des échanges radiatifs
Figure I.34– Schéma équivalent en influence quasi totale
Figure I.35– Schéma équivalent idéal
Figure I.36– Schéma équivalent adapté aux conditions d'étalonnage
Figure I.37– Banc de caractérisation des échanges énergétiques
Figure I.38– Mise en évidence de l'influence du facteur de forme F_{cp} , pour une plaque de $20 \times 20 \text{ cm}^2$ et un radiomètre ADD standard de 1 cm^2

- Figure I.39**– Structure des mires à “micro pavage”
- Figure I.40**– Influence de l'émissivité d'une plaque 20x20cm² pour les valeurs 0.97, 0.75, 0.5
- Figure II.1**– Matériaux de base pour la réalisation des capteurs selon les technologies classiques (CI.)
- Figure II.2**– Gravure des pistes
- Figure II.3a**– Placage ‘en quinconce’ pour la réalisation des radiomètres ADD
- Figure II.3b**– Placage ‘en regard’ pour la réalisation des fluxmètres conductifs standards
- Figure II.4a**– Sollicitation thermique en ligne de la thermopile aux placages disposés en quinconce
- Figure II.4b**– Sollicitation thermique en damier de la thermopile aux placages disposés en regard
- Figure II.5**– Collage final d'un capteur de flux conductif
- Figure II.6**– Vue écorchée d'un capteur de flux conductif (50x50 mm²)
- Figure II.7**– Trajet du flux à travers le capteur
- Figure II.8**– Structure classique de radiomètres comportant des évidements
- Figure II.9**– Radiomètres ADD réalisés en technologies CI. et μ T.
- Figure II.10**– Vision simplifiée des sollicitations thermiques à la surface de la thermopile
- Figure II.11**– Vue détaillée de la structure d'un radiomètre ADD réalisé en technologie couche mince
- Figure II.12**– Banc d'étalonnage utilisé pour les radiomètres thermiques
- Figure II.13**– Influence de l'émissivité du plan arrière disposé au contact du capteur
- Figure II.14**– Photographie du banc d'étalonnage utilisé au laboratoire
- Figure II.15**– Représentation fonctionnelle de l'étalonnage d'un radiomètre ADD
- Figure II.16**– Vue simplifiée d'un radiomètre ADD
- Figure II.17**– Limitation du système d'étalonnage pour les capteurs de grandes tailles
- Figure II.18**– Courbe d'étalonnage des radiomètres ADD
- Figure II.19**– Evolution de la sensibilité vis à vis de la température du capteur (CI. et μ T.)
- Figure II.20**– Diagramme de rayonnement
- Figure II.21**– Diagramme d'influence de divers radiomètres thermiques
- Figure II.22**– Diagramme de rayonnement à 2 dimensions
- Figure II.23**– Photographie du banc de caractérisation du diagramme de rayonnement
- Figure II.24**– Diagramme polaire projeté de la sensibilité d'un radiomètre ADD standard de 1x1 cm²
- Figure II.25**– Sensibilité de différents radiomètres pour une température dans la gamme [20 ..1200 °C]
- Figure II.26a**– Montage amplificateur inverseur
- Figure II.26b**– Montage amplificateur non-inverseur
- Figure II.27**– Erreur sur le gain attribuable à la résistance interne de l'amplificateur
- Figure II.28**– Amplificateur à compensation à découpage
- Figure II.29**– Sources de bruit du montage amplificateur
- Figure II.30**– Influence de la résistance du capteur sur la tension de bruit
- Figure II.31**– Schéma synoptique de la méthode directe
- Figure II.32**– Erreur relative en fonction de la réflectivité ρ_p
- Figure II.33**– Evaluation des erreurs de mesures calculées par Eq[II.19] et l'approximation Eq[II.20]
- Figure II.34**– Erreur relative en fonction du facteur de forme F_{cp}
- Figure II.35**– Représentation normalisée de la fem pour un radiomètre ADD
- Figure II.36**– Schéma général de compensation linéaire d'un radiomètre
- Figure II.37**– Schéma d'une compensation passive par couplage d'un thermocouple

- Figure II.38– Evolution du paramètre δ pour différentes sensibilités d'un radiomètre ADD
- Figure II.39– Evolution du pouvoir thermoélectrique de la sonde utilisée pour $\delta=1$
- Figure II.40– Evolution de la tension en sortie de la cellule de compensation
- Figure II.41– Compensation non linéaire à capteur de température linéaire
- Figure II.42– Relevé expérimental typique de la caractéristique d'une thermistance (CTN)
- Figure II.43– Linéarisation shunt de la courbe de réponse d'une CTN
- Figure II.44– Rapport de transfert d'un montage potentiométrique
- Figure II.45– Tension de sortie de la cellule de mise en forme
- Figure II.46– Principe de linéarisation
- Figure II.47– Erreur relative rapportée à l'évolution idéale du signal de compensation
- Figure II.48– Comparaison de l'évolution de la fem avant et après compensation
- Figure II.49– Principe de la méthode de mesure de température à flux nul
- Figure II.50– Erreur relative en fonction de la réflectivité ρ d'une plaque maintenue à 100, 200 et 800 °C
- Figure III.1– Synoptique du système de mesure
- Figure III.2– Préamplificateur de thermocouple AD595/597
- Figure III.3– Compensation linéaire de l'influence de la température du capteur
- Figure III.4– Détail du module mathématique
- Figure III.5– Module d'affichage numérique
- Figure III.6– Photographie du prototype mettant en œuvre la *méthode directe*
- Figure III.7– Réalisation numérique
- Figure III.8– Réalisation à l'aide d'un microcontrôleur
- Figure III.9– Organigramme de fonctionnement du système numérique
- Figure III.10– Version numérique de la méthode directe en cours de caractérisation
- Figure III.11– Caractérisation de la méthode directe
- Figure III.12– Résultats obtenus sur 3 plaques d'émissivité différentes
- Figure III.13– Méthode de mesure à flux nul
- Figure III.14– Traitement de l'information température avant affichage
- Figure III.15– Tête de mesure en régime de convection forcée
- Figure III.16– Tête de mesure à effet Peltier
- Figure III.17– Comportement statique comparés des deux éléments chauffants
- Figure III.18– Détermination des paramètres de la tête de mesure par la méthode de BROÏDA
- Figure III.19– Correcteur P.I.
- Figure III.20– Système de régulation complet
- Figure III.21– Diagramme considéré pour la détermination des sources d'erreurs
- Figure III.22– Photographie de la platine principale du prototype mettant en œuvre la méthode à flux nul
- Figure III.23– Détermination de la température sur trois plaques d'émissivité respective [0,97; 0,8; 0,7]
- Figure III.24– Capteurs de température utilisés dans les systèmes mécaniques et électroniques
- Figure III.25– Implantation du capteur sur un ensemble plaque chauffante
- Figure III.26– Positionnement du capteur au centre du foyer halogène
- Figure III.27a– Schéma général du régulateur à commande radiative
- Figure III.27b– Schéma synoptique de la régulation à commande tout ou rien.
- Figure III.27c– Schéma synoptique de la commande du témoin de sécurité
- Figure III.28– Photographie du prototype réalisé

- Figure III.29**– Evolution de la température de surface de la plaque pour les deux systèmes de régulation
- Figure III.30**– Evolution comparée de la température de l'eau lors d'une sollicitation thermique importante
- Figure III.31a**– Modèle standard
- Figure III.31b**– Modèle fermé avec sonde de température intégré
- Figure III.32**– Schéma synoptique du régulateur à commande radiative
- Figure III.33**– Schéma synoptique du gradateur
- Figure III.34a**– Allure du signal de rampe
- Figure III.34b**– Evolution du rapport cyclique du signal V_{\odot} à la sortie du comparateur
- Figure III.35**– Evolution de la tension de commande en fonction du rapport cyclique imposé
- Figure III.36**– Evolution des signaux en différents points du gradateur
- Figure III.37**– Photographie du prototype réalisé, seul trois circuits intégrés sont nécessaires
- Figure III.38**– Caractérisation du mode de régulation appliqué au contrôle d'un sèche cheveux
- Figure III.39**– Caractérisation du prototype à l'aide d'un sèche cheveux

Liste des tableaux

- Tableau I.1**– Propriétés électriques et thermiques du cuivre et du constantan
- Tableau I.2**– Propriétés de quelques métaux et alliages.
- Tableau I.3**– Facteur de mérite pour quelques associations courantes
- Tableau I.4**– Transformation des propriétés d'un radiomètre ADD par simple multiplication de la surface globale de mesure
- Tableau II.1**– Caractéristiques de quelques radiomètres
- Tableau II.2**– Contributions des différentes sources de bruit
- Tableau II.3**– Paramètres caractéristiques de l'amplificateur réalisé autour de quatre circuits différents
- Tableau II.4**– Répartition des contributions de bruit
- Tableau II.5**– Valeur du coefficient de pondération pour quelques valeurs de n déterminées par Eq[II.34]
- Tableau III.1**– Valeurs de configuration indicatives pour différentes sensibilités de radiomètre
- Tableau III.2**– Caractéristiques résumées de l'amplificateur et du convertisseur utilisé
- Tableau III.3**– Estimation des erreurs inhérentes à la conception (amplification et affichage)
- Tableau III.4**– Caractéristiques résumées de l'amplificateur et du convertisseur utilisé
- Tableau III.5**– Estimation des erreurs inhérentes à la conception
- Tableau III.6**– Estimation des erreurs inhérentes à la conception (amplification et affichage)

ETUDES THEORIQUE ET EXPERIMENTALE DE LA RADIOMETRIE PAR
ABSORPTION DIFFERENTIELLE DISTRIBUEE APPLIQUEE AU CONTROLE DE
TEMPERATURE SANS CONTACT

Résumé :

Ce travail est relatif à la conception et à la réalisation d'instruments de mesure et de contrôle de température sans contact basés sur la radiométrie thermique par absorption différentielle distribuée (ADD). Nous présentons une synthèse des principes de conception des radiomètres ADD en soulignant l'intérêt de leur structure cohésive vis à vis de la seule prise en compte de l'information de bilan radiatif. Un modèle analytique représentatif de l'interaction tripartie "environnement_captteur_cible" est également présenté, sur la base des réseaux radiatifs d'Oppenheim. Ce modèle permet de quantifier les conditions d'étalonnage et les contingences propres aux systèmes de mesure développés. L'interfaçage des radiomètres ADD est étudié au regard de leurs applications industrielles : sont ainsi présentés deux prototypes de thermomètres sans contact basés sur les méthodes respectives de mesure directe et de mesure par contrôle d'une condition adiabatique. Enfin, deux chaînes de régulation font l'objet d'une étude de faisabilité dirigée vers les applications du domaine domestique.

Mots clefs :

Thermoélectricité, Rayonnement infrarouge, Température, Thermopile, Radiométrie ADD, Capteur thermique, Mesure sans contact

A THEORICAL AND EXPERIMENTAL STUDY OF THE DISTRIBUTED
DIFFERENTIAL ABSORPTION RADIOMETRY APPLIED TO CONTACTLESS
CONTROL TEMPERATURE



Abstract :

This work deals with both design and realisation of contactless instrumentations for measurement and control temperature purposes, by way of distributed differential absorption radiometers (DDR). Is presented a synthesis of the main principles related to DDR's design while stressing the interest of their cohesive structure regarding their inherent selectivity vis à vis radiant heat transfer. An analytical model describing the threefold interaction « environment_sensor_target » is also presented, based on the Oppenheim radiant networks. Such a model allows us to quantify with accuracy the calibration relationships and to point out the specifications of the developed instrumentation. With regard to their industrial applications various forms of interfacing DDRs are studied: Thus, are described two prototypes of contactless thermometers based on the direct radiant energy balance and on a controlled adiabatic equilibrium. The study of two DDR_based temperature controllers is undertaken in view to design improved consumers appliances.

Keywords :

Thermoelectricity, Irradiance, Temperature, Thermopile, DDR radiometry, Thermal sensor, Contactless measurement