

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

1/95

وزارة التربية الوطنية

MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*CONCEPTION ET REALISATION
DES DISPOSITIFS DE LECTURE
D'UN CAPTEUR PYROELECTRIQUE*

Proposé par :

M^r E. BOUSBIAT

Etudié par :

M^r A. BENGHARABI

M^r S. FERRAH

Dirigé par :

M^r E. BOUSBIAT

PROMOTION

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التربية الوطنية

MINISTRE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*CONCEPTION ET REALISATION
DES DISPOSITIFS DE LECTURE
D'UN CAPTEUR PYROELECTRIQUE*

Proposé par :

M^r E. BOUSBIAT

Etudié par :

M^r A. BENGHARABI

M^r S. FERRAH

Dirigé par :

M^r E. BOUSBIAT

PROMOTION

DEDICACE

A mes parents

A ma famille

A tous mes amis

A. BENGHARABI

DEDICACE

A ma mère

A mon père

A mes soeurs

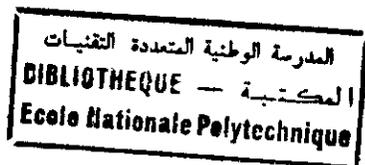
A mon frère

A ma famille

A mes amis

SOFIANE FERRAH

REMERCIEMENTS



Ce mémoire s'inscrit dans le cadre de la formation de l'**Ecole nationale polytechnique d'EL-HARRACH (E.N.P)**.

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés au laboratoire du département de physique à l'**Ecole Normale Supérieur (E.N.S)** de Kouba .

Nous remercions avant tout notre bon dieu pour son aide dans tous nos travaux .

Nous adressons nos sincères remerciements à monsieur **T.BELLAL** , Directeur de l'E.N.S de nous avoir accepté pour travailler dans son établissement .

Nous remercions aussi Madame **M.BEDDAK** , chef du département d'électronique , pour l'honneur qu'elle nous a fait en présidant la commission d'examen , ainsi que monsieur **R.ZERGUI** , enseignant , en participant à ce jury .

nous remercions sincèrement messieurs **E.BOUSBIAT** et **A.BENBELKACEM** et **TERRA** , pour leur soutien et leur aide qui nous ont été bénéfiques . Ainsi que toute l'équipe du département de physique .

nous remercions nos enseignants pour les efforts qu'ils n'ont nullement ménagés afin de nous transmettre le savoir capable de faire de nous les bons cadres des chantiers de demain .

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude envers tous ceux qui nous ont aidés , de près ou de loin , à réaliser ce mémoire .

SOMMAIRE



Introduction Générale	
HISTORIQUE.....	1
CHAPITRE-I-Classification et performances.....	2
I.1 Introduction.....	3
I.2 Définitions.....	3
I.2.1 Electret.....	3
I.2.2 Les Ferroélectriques.....	4
I.2.3 Les polymeres polaires.....	5
I.2.4 La piezoélectricité.....	6
I.2.5 La pyroélectricité.....	6
I.3 Caractéristique du materiau.....	7
I.3.1 Définition.....	7
I.3.2 L'effet pyroélectrique.....	9
I.3.3 Structure cristalline du PVDF.....	10
I.4 Propriétés physique.....	11
I.5 Place du PVDF parmi les materiaux pyroelectriques.....	13
I.6 Comparaison et performances du materiaux pyroélectriques.....	14
I.6 Conclusion.....	21
CHAPITRE-II-TECHNOLOGIE ET MODELISATION DU CAPTEUR.....	22
II-1- INTRODUCTION.....	23
II-2- TECHNOLOGIE DES DISPOSITIFS.....	23

II-2-1-	REALISATION TECHNOLOGIQUE DES ELECTRODES METALLIQUES.....	23
II-3-	POLARISATION DU PVDF.....	24
II-3-1-	POLARISATION PAR UN CHAMP ELECTRIQUE CONTINUE.....	25
II-3-2-	POLARISATION PAR EFFET CORONA.....	25
II-3-3-	POLARISATION PLASMA.....	26
II-3-4-	POLARISATION INDIRECTE.....	
II-3-5-	POLARISATION PAR CHAMP ELECTRIQUE SINUSOIDAL.....	26
II-4-	MODELISATION THERMIQUE ET ELECTRIQUE DU CAPTEUR PYROELECTRIQUE.....	30
II-4-1-	DEFINITION.....	30
II-4-2-	CLASSIFICATION DES DETECTEURS.....	30
II-4-3-	DETECTEURS PYROELECTRIQUES.....	31
II-4-4-	DETECTION PYROELECTRIQUE.....	31
II-4-5-	MODELISATION THERMIQUE.....	33
II-4-6-	EQUATION DE BASE.....	33
II-4-7-	FONCTION DE TRANSFERT $T(W)$	38
II-4-8-	SENSIBILITE EN COURANT.....	39
II-4-9-	SENSIBILITE EN TENSION.....	40
II-4-10-	MODELISATION ELECTRIQUE.....	41
II-4-11-	ADAPTATION DE LA SOURCE DU SIGNAL A LA CHAINE DE MESURE.....	43
II-5-	MODELISATION PARAMETRIQUE DES DETECTEURS INFRAROUGES.....	46
II-5-1-	PERFORMANCE DES DETECTEURS PYROELECTRIQUES.....	46
II-5-2-	SENSIBILITE (RESPENSIVITY).....	47

INTRODUCTION GENERALE

Tout corps porté à une température différente de zéro absolu absorbe, émet et réfléchit le rayonnement infrarouge de façon caractéristique. Ce rayonnement s'étend dans le spectre électromagnétique de 0,7 à 1000 μm .

Se Spectre infrarouge n'étant pas visible à l'oeil nu, un système de détection est nécessaire pour son observation. Ce système de détection doit non seulement être sensible au type de photon émis, (appelé système de détection IR), mais être capable de discerner de faibles écarts de rayonnement autour d'une valeur moyenne dans un niveau de fond ambiant élevé.

L'importance de la détection infrarouge active n'est plus à démontré car elle intéresse à priori des domaines aussi divers que l'aéronautique, l'espace, la médecine, l'industrie du bâtiment, l'agronomie, le nucléaire, etc pour n'en citer que quelques uns. Mais ce sont surtout les militaires qui ont été longtemps les plus grands consommateurs d'infrarouge, faisant appel essentiellement aux détecteurs quantiques à semiconducteurs pour détecter des performances élevées. L'infrarouge n'a pénétré que progressivement dans le secteur industriel car le coût élevé des détecteurs à semiconducteurs et leur fonctionnement à basse température représentaient initialement des freins rédhibitoires, à quelques exceptions près. Ceci explique certainement l'intérêt porté pour les applications civiles aux détecteurs pyroélectriques qui au

moins travaillaient à température ambiante et permettaient certaines réalisations à des coûts abordables.

Ainsi, les polymères, dont les propriétés pyroélectriques avaient été découvertes il y a une vingtaine d'années et qui, depuis, avaient été laissés quelque peu à l'oubli, se présentaient à nouveau comme un matériau susceptible d'être utilisé pour la détection infrarouge à bas coût et à température ambiante. Certes leurs modestes performances pyroélectriques, du côté de leur coefficient associé, n'en faisaient pas au départ des candidats évidents à cette application. Cependant un élément comme le polyvinylidène bifluoré, encore appelé PVDF, présentait par ailleurs tellement d'avantages : chimiquement inerte, hydrophobe, très fiable, pouvant être facilement traité industriellement et produit sous forme de feuilles de quelques microns à quelques centaines de microns d'épaisseurs et surtout de faible poids et de bas coût,

Le laboratoire d'Electronique de l'Ecole Normale Supérieure s'est intéressé à ce matériau et mène des recherches à long terme à travers son équipe de technologie des capteurs et instrumentation dans le but de réaliser des dispositifs de vision et de détection infrarouge à base de PVDF.

C'est dans ce cadre que se situent les travaux que nous présentons dans notre mémoire.

Notre travail consiste à la réalisation de deux systèmes d'amplification de courant et de tension à gain variable et un

dispositif spécifique pour la mesure du coefficient pyroélectrique. Notre mémoire sera aussi organisé de la façon suivante:

- La première partie est un rappel sur la pyroélectricité en général, les polymères polaires, les différentes grandeurs permettant de caractériser un détecteur infrarouge et plus particulièrement un détecteur pyroélectrique, les raisons du choix du P.V.D.F seront aussi rappelées.

- La deuxième partie est consacrée à la technologie des capteurs, une présentation rapide des différentes méthodes de polarisation ainsi que la méthode retenue, et enfin Nous présentons la modélisation thermique et électrique

- Dans la troisième partie, une attention particulière est portée sur les amplificateurs, le choix des montages à faibles bruit, et les différentes précautions à prendre, L'Etude

de deux amplificateurs de tension et de courant ainsi que le dispositif du coefficient pyroélectriques seront également présentés.

Dans le but de valider le bon fonctionnement des dispositifs, nous présenterons des essais de mesure de courant et de tension.

HISTORIQUE:

C'est en 1936 que LANDAU a mis en évidence la chaîne organique de ce matériau, qui sera par la suite synthétisé pour la première fois au cours de la seconde guerre mondiale.

L'élaboration de la technologie de base de ce polymère revient à la société KELLOG qui fut chargée dans le cadre du projet MANHATTANT de mettre au point un matériau pouvant résister aux vapeurs d'hexafluorure d'uranium UF₆.

Le procédé de fabrication fut ensuite repris par DIAMOND SHAMROK, puis finalement cédé à la société PENNWALT (Pennsylvanie). Le PVDF était alors utilisé comme isolant électrique ; chimiquement inerte et s'employait sous forme de peinture de protection des surfaces métalliques.

C'est seulement en 1969 que H.KAWAI de l'institut KUBAYSHI (TOKYO) a montré que les films de PVDF devenaient fortement piézo-électriques après étirement mécanique et application d'un champ électrique intense ; le PVDF présentait alors un coefficient piézoélectrique d_{31} de l'ordre de $3,5$ à $7,5 \cdot 10^{-12}$ C/N par suite et en 1971, BERGMAN et AL des laboratoires Bell mirent en évidence la pyroélectricité du PVDF et mesurèrent un coefficient pyroélectrique de $2,4 \cdot 10^{-9}$ C/cm².°K. Ce matériau a par la suite fait l'objet d'un nombre considérable de travaux au Japan

(N.MURAYAMA , E.Fukada et AL), aux Etats Unis (M.G BROADHURST , R.G KEPLER , D.Y YOON...) en grande Bretagne (D.K.DAS GUPTA) et en France (F.BAUER, F.MICHERON) et le LAAS/CNRS de Toulouse produisent en 1989/90 Les premières barrettes linéaire (14 éléments) et matrices bidimenssionnelle 8 x 8 I.R dans le cadre du projet Européen Prométheus/Eureka. A l'heure actuelle de nombreuse sociétés mettent en oeuvre le PVDF sous forme de films, citons parmi les plus importantes :

KUREHA (JAPON); PENWALT CORPORATION, REXAN CORPORATION (USA), RHONE POULENC, Produits chimiques UGINE KUHLMAN (PLUK) (FRANCE), SOLVAY (BELGIQUE).

CHAPITRE I

CLASSIFICATION ET PERFORMANCES

1.1 Introduction

Dans le domaine des composants électroniques, les applications des diélectriques se trouvent principalement dans la fabrication des composants passifs. Toutefois, lorsqu'ils sont polarisés d'une façon permanente, comme c'est le cas des électrets, les polymères orientés et les ferroélectriques, donnent naissance à des composants actifs tels que générateur de tensions, transducteurs piezo-électriques et capteurs pyroélectrique.

La détection pyroélectrique est basée sur l'absorption d'une radiation incidente infra-rouge (I.R) thermique par un matériau. Celle-ci produit une variation de température qui induit une variation de la charge électrique de surface. Ainsi le signal de sortie recueilli aux bornes du matériau est proportionnel à cette variation (ΔT) de température et non à la température elle même de l'échantillon. Cette description de principe n'est que phénoménologique; pour en comprendre le principe physique, il est d'abord nécessaire de définir les propriétés des diélectriques polarisées qui présentent cette particularité, car le polyfluorure de vinylidène (PVDF), que nous utilisons comme composant actif du détecteur pyroélectrique, appartient à cette famille de diélectriques polarisés. Nous rappelons ensuite que le comportement pyroélectrique de ce polymère dépend de la phase cristalline prédominante, et donc du procédé de fabrication.

1.2 DEFINITION:

1.2.1 ELECTRET:

Un électret est un diélectrique qui porte une polarisation quasi-permanente, c'est-à-dire dont le temps de déclin est plus long que sa durée d'utilisation. La polarisation est toujours induite artificiellement.

L'état électrique des électrets est un état métastable caractérisé par un temps de relaxation très grand $\tau = \rho \cdot \epsilon$

τ : temps de relaxation

ρ : résistivité

ϵ : permittivité diélectrique

I 2 2 LES FERROELECTRIQUES:

Ce sont les matériaux qui possèdent un moment dipolaire électrique même en l'absence d'un champ électrique extérieur. Dans l'état ferroélectrique, le centre de gravité des charges positives ne coïncide pas avec celui des charges négatives, de ce fait, une substance ferroélectrique est définie comme une substance qui dans un intervalle de température, dans lequel l'axe polaire, support d'un dipôle permanent est mobile dans le réseau cristallin sous l'influence d'un champ électrique et dont l'une des composantes de la polarisation rémanente peut être inversée par inversion du sens du champ électrique appliqué

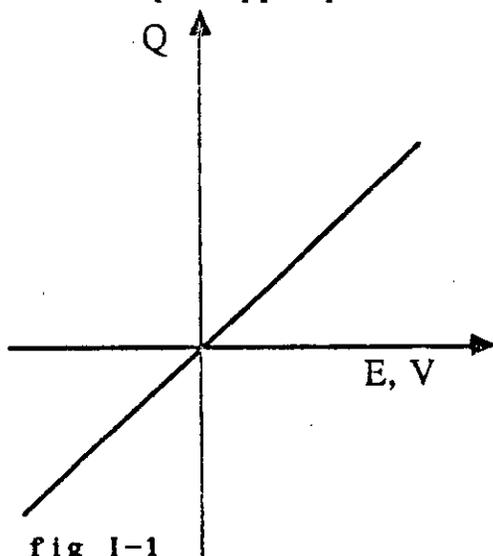


fig I-1
Cristal non ferroélectrique
comportement linéaire
reversible axe polaire non
mobile sous action extérieure

$$Q = C \cdot V$$

$$\rightarrow \quad \rightarrow$$

$$D = \epsilon \cdot E$$

D: induction électrique (C/m²)
P: polarisation piézoélectrique (C/m²)

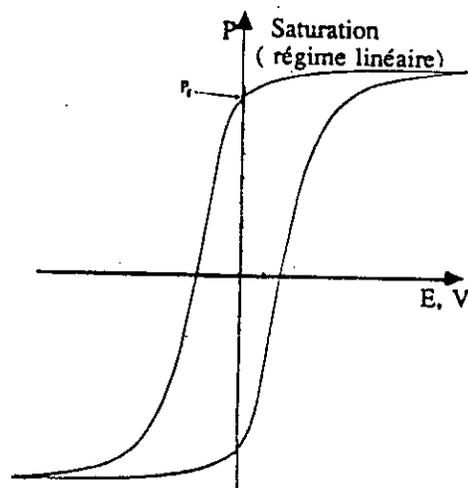


fig I-2
cristal ferroélectrique
comportement non linéaire
cycle d'hystérésis axe
polaire mobile sous
action extérieure

$$\rightarrow \quad \rightarrow$$

$$D = P + \epsilon \cdot E$$

P_r: Polarisation rémanente
E_c = Champ coercitif

I 2 3 LES POLYMERES POLAIRES:

Un polymère est un enchainement de très nombreux motifs monomères. La polymérisation consiste à ouvrir la double liaison et à enchaîner de nombreuses molécules précisons d'autre part que lorsque la polymérisation s'effectue, non plus sur un monomère, mais sur deux ou plusieurs monomères différents, on obtient alors un copolymère.

La structure peut revêtir deux formes : un état, dit cristallin, dans lequel les macromolécules sont alignées, et un état amorphe où les macromolécules sont en ordre dispersé. Schématiquement, on peut représenter le second état par une phase identique à une phase visqueuse notée "A" appelée aussi liant organique, dans laquelle sont noyés des cristallites de faibles dimensions (10^3 à 10^4 nm³) notés "X" fig1_3.

La stabilité d'orientation macroscopique d'un tel polymère dépend des interactions mécaniques et électriques à courte distance, à l'intérieur des cristallites, et à longue distance, entre les zones cristallines.

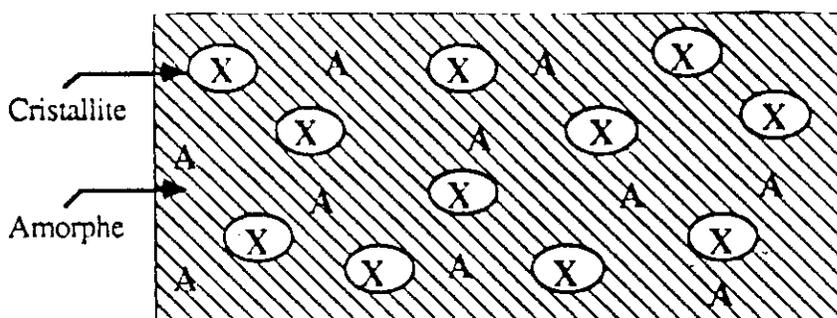


fig1_3 : Schématique d'un polymère semicristallin

I_2_4 LA PIEZOELECTRICITE:

C'est la propriété que présente certains matériaux de se charger électriquement lorsqu'ils sont soumis à une contrainte mécanique (effort direct), par contre l'application d'un champ électrique au cristal piézo-électrique, déforme mécaniquement celui-ci c'est l'effet piézoélectrique inverse.

I-3-5 LA PYROELECTRICITE:

Les matériaux pyroélectriques apparaissent comme un sous groupe des diélectriques piézoélectriques. Rappelons pour introduire la notion de pyroélectricité, que la polarisation P d'un élément de volume dv d'un matériau piézoélectrique est liée à la somme des moments dipolaires μ par:

$$\sum \vec{\mu} = P \cdot dv$$

$$|\mu| = q |d|$$

d : distance entre deux charges ponctuelles $+q$ et $-q$

L'effet pyroélectrique est caractérisé par une variation du moment dipolaire du matériau sous l'effet d'une variation de température de celui-ci, notons qu'il existe deux effets également:

L'effet pyroélectrique primaire (direct) qui décrit la variation de la polarisation sous l'effet de la variation de la température alors que l'effet secondaire (indirect) est une contribution supplémentaire due à la dilatation thermique de l'élément.

En générale l'effet secondaire est plus intense que l'effet primaire.

L'effet pyroélectrique inverse consiste en ce que toute variation du champ électrique réalisée sans apport ou évacuation de chaleur, s'accompagne d'une variation de température du cristal pyroélectrique.

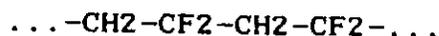
I-3 CARACTERISTIQUE DU MATERIAU:I_3_1 DEFINITION:

Le PVDF est un polymère semicristallin qui est cristallisé (fig1_4) sous forme de sphérolites d'environ 0,1 μm de diamètre. Ces sphérolites sont constitués de lamelles cristallines radiales d'épaisseur environ 100 nm, croissant à partir des centres de nucléation qui constituent les centres de ces sphérolites. Chaque lamelle est séparée de sa voisine par une zone d'épaisseur semblable dite phase amorphe.

Sa molécule est $(-\text{CH}_2-\text{CF}_2-)_n$.

Tel que n peut varier de 1000 à **1200**

La molécule du polymère prend généralement la forme



qui est intermédiaire entre celle du polyéthylène $(-\text{CH}_2-\text{CH}_2-)_n$ et celle du polytétrafluoroéthylène $(-\text{CF}_2-\text{CF}_2-)_n$.

Le moment dipolaire du monomère unitaire atteint la valeur de $7,0 \times 10^{-30} \text{ C.m}$

Le monomère $(\text{CH}_2-\text{CF}_2)$ est gazeux à température et à pression ambiantes. La polymérisation s'obtient en émulsion ou en suspension en milieux aqueux vers 50°C sous pression de 20 à 50 bars.

Le polymère peut être unit sous la forme de films minces inférieur à 50 μm dont le taux de cristallisation varie de 40 à 60 %.

La rigidité du PVDF évolue d'une façon réversible avec la température, ce qui permet de le mouler.

Ce produit comporte en général 2 température de transition:

- Température de fusion T_f , est environ de 170°C, au dessous de cette température le produit devient un liquide visqueux.

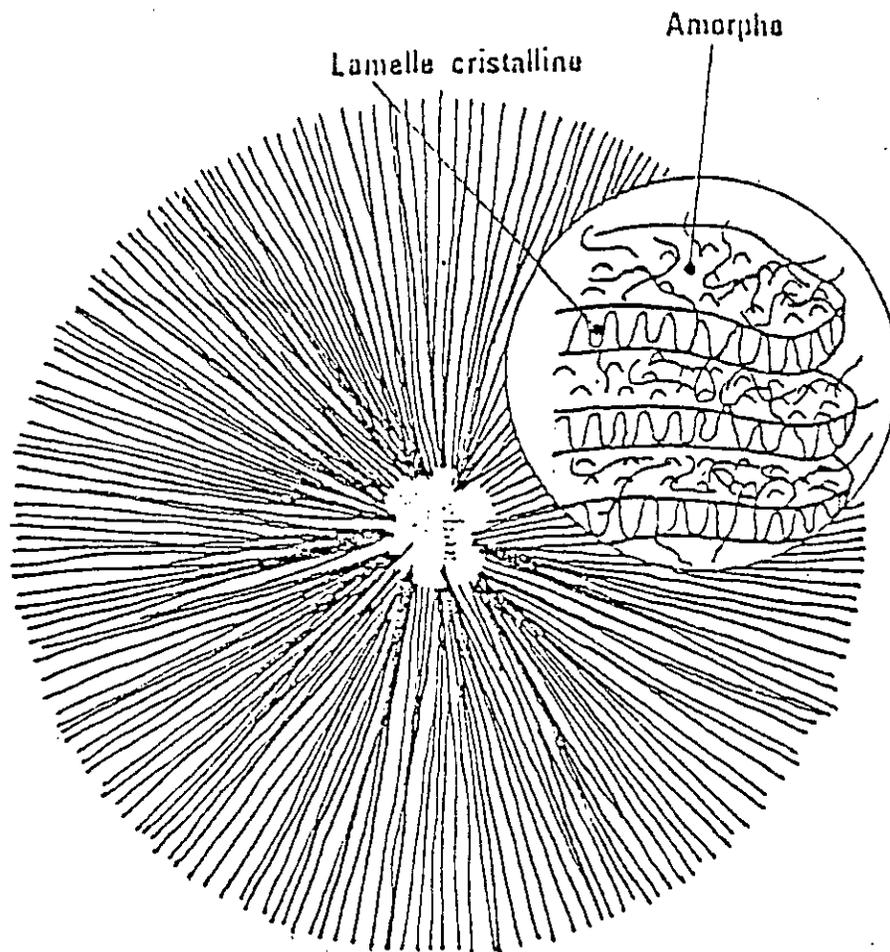


Fig (I. 4): Schéma d'une sphérulite, d'après BROADHURST M.G.,
 DAVIS G.T and Mc KINNEY J.E., J. Appl. Phys. 49 (10) 1978

- Température de transition vitreuse T_v , est environ -40°C au dessus de cette température, le produit se comporte comme un produit régide et cassant (verre).

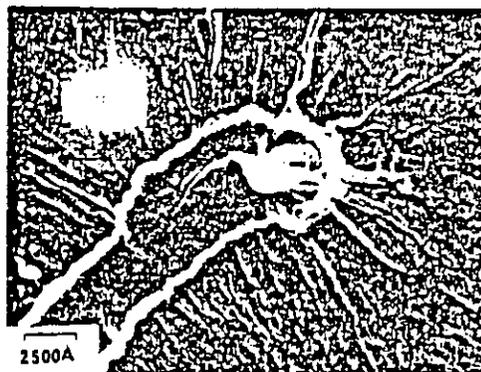
Donc entre ces deux températures le produit est plastique.

I_3_2 L'EFFET PYROELECTRIQUE:

Sur les deux figures (I_4) et (I_5) suivantes, on distingue ces sphérolites qui constituent les centres de nucléation à partir desquels sont disposées radialement les cannelles cristallines dans le PVDF.



figure (I_5) : micrographie électrique de sphérolite dans le PVDF



figl_6 : sphérolite non déformée

Les zones cristallines qui contiennent des groupements polaires susceptibles d'être alignés entre eux, sont séparées par des régions amorphes et peuvent être orientées.

Les polymères polaires et parmi eux le PVDF sont tels que la polarisation statique dépend principalement des caractéristiques des cristallites (groupes de symétrie, moment dipolaires élémentaires) et des propriétés mécaniques et thermiques de celles de régions amorphes.

La partie amorphe du matériau localisé entre les lamelles cristallines assure le soutien de la maille cristalline tout en permettant la souplesse du matériau.

Lorsqu'un matériau présente globalement une symétrie électrique interne, il est neutre. S'il présente une dissymétrie il devient un dipôle électrique permanent. La disposition erratique de ces dipôles dans le matériau fait que le plus souvent celui-ci ne présente aucun effet dipolaires. Les matériaux polaires orientés présentent au contraire une orientation dipolaire résultante non nulle dont on peut faire varier la position angulaire sous l'effet d'une variation de température ou de pression. L'effet pyroélectrique est donc la conséquence de la variation de moment dipolaire du matériau sous l'effet d'une différence de température.

Connaissant d'autre part le caractère piézoélectrique du PVDF, l'effet piézoélectrique se définit de façon tout à fait semblable. La piézoélectricité décrivant cette fois les variations de polarisation sous l'effet des contraintes mécaniques.

I_3_3 STRUCTURE CRISTALLINE DU PVDF:

Le polyfluorure de vinylidène PVDF possède plusieurs variétés allotropiques ou phases. En effet le PVDF peut cristalliser sous forme de deux phases, ainsi sa valeur cristalline moyenne est égale à 50 % .

La première phase: phase amorphe: dans laquelle les chaînes moléculaires sont disposées de façons aléatoires à grande distance.

La deuxième phase: la phase cristalline: elle définit l'orientation des dipôles suivant les phases α (II), α_p , β (I) ou γ (fig 1_8), il faut noter que sur les trois phases stables, seul la phase β est polaire car la maille cristalline possède un moment dipolaire non nul. Elle peut également être obtenue à partir de la phase α par étirement mécanique à faible température ($\approx 60^\circ \text{C}$). Les conditions moyennes d'obtention des différentes phases cristallines sont rappelées dans la fig (1-7) .

1_4 PROPRIÉTÉS PHYSIQUES :

Le polyfluorure de vinyldène fait partie de la nouvelle classe des matériaux polymères orientés, sous certaines conditions de préparation, étirage mécanique et traitement de polarisation, il est piézoélectrique, pyroélectrique et ferroélectrique. En 1969 KAWAI montra son caractère de piézoélectrique, le PVDF présentait un coefficient piézoélectrique d_{31} de l'ordre de $3,5$ à $7,5 \cdot 10^{-12} \text{ C.N}^{-1}$. En 1971 BERGMAN et ALL métrèrent en évidence la pyroélectricité du PVDF et mesurèrent un coefficient pyroélectrique voisin de $2,4 \cdot 10^{-9} \text{ cm}^2 \text{ K}^{-1}$. Le polyfluorure de vinyldène PVDF se distingue des matériaux piézoélectriques conventionnels, cristaux ou céramiques, par sa grande souplesse et sa faible densité. Par extension et étirage mécanique on peut l'obtenir sous forme de films minces de différentes dimensions. Par thermoformage nous pouvons fabriquer des éprouvettes aux formes géométriques complexes qui ne serait pas réalisables avec les céramiques piézoélectriques classiques exemple: calotte de haut parleur ou hydrophone. Les différentes caractéristiques physiques du PVDF sont regroupés dans le tableau (t_1_1).

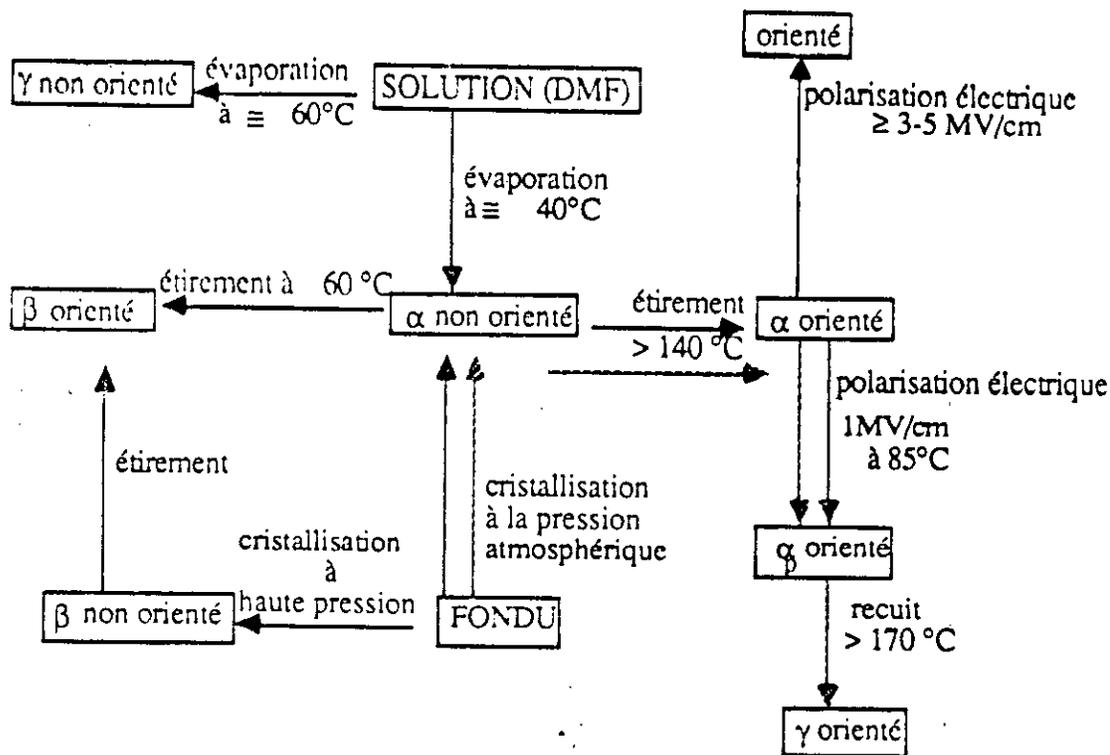


fig I_7 : transition de la phase cristalline du PVDF

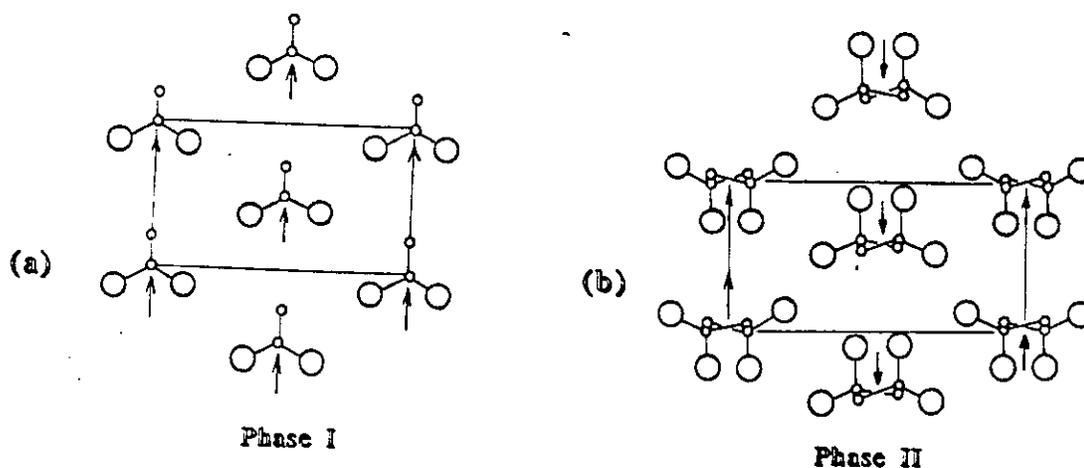


fig I_8 : différentes phase cristalline du PVDF , seule la phase I est polaire (la flèche indique la direction des dipôles)

I_5 PLACE DU PVDF PARMIS LES MATERIAUX PYROELECTRIQUES:

[3]

Il existe un nombre important de matériaux pyroélectriques parmi lesquels les plus connus sont, le Titanozirconate de plomb (PZT), le sulfate de glycolle (TGS), etc De tous ces matériaux, le TGS semble être le plus communément utilisé.

Dans une première vue de tableau (t_1_2), il semblerait que le PVDF apparaisse très désavantagé vis à vis des propriétés des autres éléments. Lorsque l'on est à la recherche de nouveaux matériaux pyroélectriques ce sont plus souvent les inconvénients en regard de certains avantages qui guident principalement le choix que l'on fait.

Ainsi le TGS malgré une grande sensibilité, affiche une faible température de curie, une certaine fragilité et une grande sensibilité à l'humidité .

En comparaison, le PVDF malgré un coefficient pyroélectrique 7 à 9 fois plus faible, peut apparaître cependant comme un matériau pyroélectrique plus intéressant que le TGS. Il est en effet réalisable sous la forme de feuilles de grandes surfaces, à partir d'épaisseur de quelques microns, ce qui le rend aisé à l'utilisation. (Ce n'est pas le cas pour le TGS avec une épaisseur minimale de 30 μm).

Il est souple, peu sensible aux agents chimiques d'une remarquable stabilité dans le temps grâce au aduants son point de curie est très élevé ce qui présente un atout considérable pour un détecteur pyroélectrique.

Enfin, contrairement aux céramiques, il ne nécessite pas d'opération de polissage.

Un dernier aspect loin d'être négligeable lorsqu'on recherche des applications industrielles et son faible coût, l'ensemble de ces appréciations le prédispose bien à entrer dans la composition d'un détecteur.

I-7 COMPARAISON ET PERFORMANCES DES MATERIAUXPYROELECTRIQUES: [3]* Sulfate de glycolle (T.G.S): $(\text{NH}_2 \text{CH}_2 \text{COOH})_3 \text{H}_2 \text{SO}_4$

Il a d'excellentes propriétés de détection thermique et son coût de production est faible ; mais son principal désavantage est sa faible température de curie (T_c) bien qu'en le dopant, celle-ci puisse atteindre 100°C , il a surtout un caractère hygroscopique affirmé et il est d'une grande fragilité.

* Tantale de lithium (LT): LiTaO_3

Le matériau possède un excellent point de curie, mais il est difficile à fabriquer, donc coûteux, difficile à manier et est particulièrement fragile ; sa détectivité est inférieure à celle du (T.G.S).

* Niobate de strontium-Baryum(SBN): $(\text{Sr}_{1-x} \text{Ba}_x \text{Nb}_2 \text{O}_7)$

$$0,8 < x < 0,75$$

Les meilleures performances sont obtenues pour $x = 0,52$; ce matériau offre une meilleure détectivité que les autres pour de petites surfaces, mais une bonne qualité cristalline est très difficile à obtenir.

* Titano zirconate de plomb (PZT): $\text{PbZr}_{1-x} \text{Ti}_x \text{O}_3$

Son prix de revient est environ dix fois moins cher que le tantale de lithium LiTaO_3 , mais il est d'une utilisation délicate dans des environnements mécaniquement perturbés (possède une grande sensibilité piézoélectrique, son inconvénient majeur est l'instabilité de sa polarisation).

PROPRIETES :	VALEURS	UNITES
<u>Physiques</u>		
Masse volumique..... ρ_v	1.8×10^3	kg/m^3
Indice de réfraction..... n	1.42	
Absorption d'eau.....	0.4	%
Température de fusion..... Tf	165-180	°C
Température de décomposition..... Td	340	°C
Inflamabilité.....	Nulle	
Température limite de fonctionnement... T	90-100	°C
Température limite de stockage..... Ts	110-120	°C
Densité de dipôle..... N	1.85×10^3	m^3
Solidité de la liaison C-F (énergie)..... E	393-502	kJ/mole
<u>Electriques</u>		
Résistivité..... ρ	10^{13}	Ωm
Rigidité diélectrique.....	150-200	MV/N
Permittivité électrique..... ϵ_r 60Hz-100kHz	12-14	
Champ de dépolarisation.... Ep	10^6	V/m
Champ de claquage..... Ecl	10^8	V/m
Permittivité zone amorphe..... ϵ_a	23	
Angle de perte à Ta (1kHz).tg δ	1%	
Polarisation rémanente..... Pr	6-9	$\mu C/m^2$
Moment dipolaire d'un monomère	1.9 - 2.1	Debyes*
* 1 Debyes = 3.34×10^{-30} C.m		

tableau (t_I_1) : propriétés du PVDF

PROPRIETES :	VALEURS	UNITES
Mecaniques:		
Résistance à la traction.....	200	MN/m ²
Module d'young.....Y	1.5-3	MN/m ²
vitesse du son.....vs	2000-2200	m/s
Impedance acoustique. ...Z	4x10 ⁶	kg/sm ²
→ Z _{H₂O}	1.5 x10 ⁶	kg/sm ²
Souplesse volumique... Sv	2.44x10 ⁻¹⁰	m/N ²
Coefficient de poisson....v	0.35	
Epaisseur.....d	6 à 2000	µm
Surface..quelconque, plane ou thermoformable		
Taille des atomes...(rayon) de F.....	r= 0.072	nm
...(rayon) de H	r= 0.037	nm
Thermiques:		
Conductivité thermique ...κ	0.13	W/m K
Chaleur spécifiqueCs	1.38	J/gK
Coefficient d'expansion thermique α	1.4x10 ⁻⁴	1/K
Chaleur volumiqueCv	2.34	J/cm ³ K
Diffusivité thermiqueDT	0.5 x10 ⁻⁷	m ² /s
Piézo -Pyroélectriques:		
Constantes piézoélectriques dij		
d ₃₃ d ₃₁ d ₂₄	-30 25 2	pC/N
d ₃₂ d ₁₅	32 15	pC/N
Coefficient piézoélectrique	g ₃₃ ≡ g ₃₁	
g _{3i} = $\frac{d_{3i}}{g_{33}}$	(2-3)x 10 ⁻²	Vm/N
Coefficient de couplage piézoélectrique K	(1- 5) x10 ⁻²	%
Facteur de mérite ...gxd	6 x10 ¹³	Jm/N ²
Stabilité temporelle à Ta ..> 10 ans		
Stabilité en température ...d.....	+ 50%	
-40 °C à 80 °C ...g.....	+ 50%	
Coefficient pyroélectriqueλ	3 - 4	µC/m ² K
Detectivité Specific D*	(1- 4)10 ⁸	cm√Hz/W

tableau (t_I_1) : propriétés du PVDF (suite)

*** Niobate de Lithium: LiNbO_3**

Le matériau possède une bonne stabilité notamment en température mais les méthodes de synthèse peuvent conduire à des composants coûteux

*** Le Titanate de plomb: PbTiO_3**

Ce matériau présente un coût de fabrication assez bas, mais il est d'une utilisation délicate dans des environnements perturbés (grande sensibilité piézoélectrique), et présente une stabilité nettement moins bonne que les cristaux.

*** Polyfluorure de vinylidène : PVDF**

C'est un film plastique qui ne nécessite ni processus de production complexe ni polissage, comme les autres matériaux, l'avantage d'un plus faible prix de revient, il est réalisable en films minces (jusqu'à 6 μm), de grande surface, facile à produire en rouleaux, et extrêmement robuste. Par ailleurs, il est thermoformable, on peut donner aux films de PVDF des formes quelconques. Il est en outre chimiquement inerte et insensible à l'humidité, présente une température de curie assez élevée ; ce qui représente un atout considérable pour un détecteur pyroélectrique. En ce qui concerne les propriétés électriques, la constante diélectrique et la polarisation remanente sont plus faibles que celles des céramiques. Ce sont toutefois les plus élevées des films polymères.

Les pertes diélectriques sont légèrement plus élevées que dans les céramiques, mais résistivité, champ de claquage et champ maximal avant dépolarisation sont d'un à deux ordres de grandeurs supérieurs, ce qui permet d'appliquer à ces matériaux des densités électriques bien supérieures.

Il réalise, par rapport au PZT et LiTaO_3 , le meilleur compromis "réponse sensibilité", avec en particulier un bon pourcentage de transmission (fig I-9) qui couvre le spectre I.R.

PARAMETRES LES MATERIAUX	Coefficient Pyroélectrique	Température de curie	Chaleur spécifique	Densité volumique	Chaleur volumique	Facteur de mérite pour une sensibilité en courant maximum	ϵ_r	Facteur de mérite pour une sensibilité en tension maximum	Facteur de mérite pour une détection maximum	$10^6 \delta$
	λ (nC/cm ² ·K)	T_c (°C)	C_s (J/gr·°K)	ρ_v (gr/cm ³)	$C_v = C_s \cdot \rho_v$ (J/cm ³ ·°K)	λ/C_v A.cm/W		$\lambda/C_v \epsilon_r \epsilon_0$ V.cm ² /J	$C_v \sqrt{\epsilon_r 10^6 \delta}$ (Cb.cm/J)	
Polyfluorure de vinylidène P.V.D.F (CH ₂ CF ₂) _n	4	100 (?)	1.38	1.7	2.34	1.7x10 ⁻⁹	12-11	1751.41	4.185x10 ⁻⁹ *	0.015*
Titanate de plomb PbTiO ₃	60	470	0.4	7.78	3.11	19.29x10 ⁻⁹	200	1089.83	19.29x10 ⁻⁹ *	0.005*
Niobate de Lithium LiNbO ₃	5	1210	0.64	4.64	2.96	1.68x10 ⁻⁹	31	615.59	?	
Tantale de Lithium (LT) LiTaO ₃	23	618	0.43	7.45	3.2	7.18x10 ⁻⁹	54	1502.37	13.81x10 ⁻⁹ *	0.005*
Niobate de Strontium-Baryum (SBN) Sr _{0.5} Ba _{0.5} Nb ₂ O ₆	65	115	0.40	5.2	2.1	30.95x10 ⁻⁹	380	920.22	9.16x10 ⁻⁹ *	0.03*
Titanozirconate de plomb (PZT) PbZr _{1-x} Ti _x O ₃	31	300	0.37	7.8	2.88	10.76x10 ⁻⁹	450	270.16	5.07x10 ⁻⁹ *	0.01*
Sulfate de glycolle (TGS) (NH ₂ CH ₂ COOH) ₂ H ₂ SO ₄	35	49-50	1.47	1.7	2.5	14x10 ⁻⁹	50 42*	3766.44	13.66x10 ⁻⁹ *	0.025*

tableau (t_1_2) : comparaison entre les différents matériaux

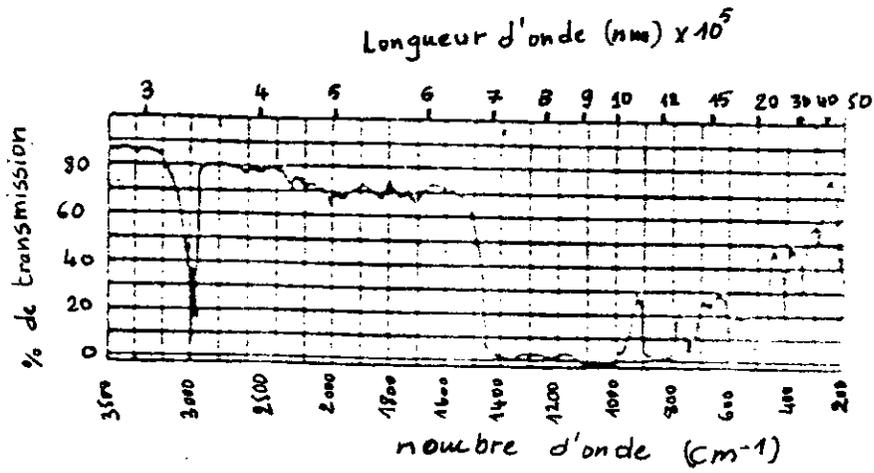


fig I_9 : Pourcentage de transmission du PVDF

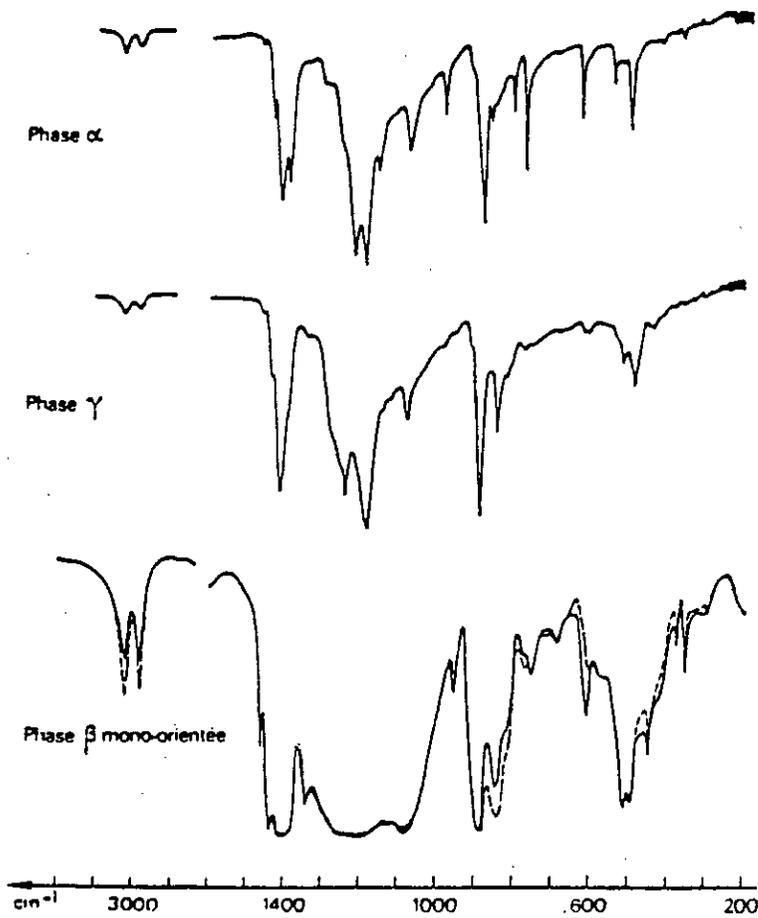


fig I_10 : Spectre de fréquences pour les phases α - β - γ

I-8 CONCLUSION:

Dans ce chapitre nous avons défini le PVDF ainsi que ses performances vis-à-vis des autres détecteurs I.R à base de Céramiques.

L'intérêt principal d'utilisation du PVDF est lié essentiellement à sa morphologie.

Il s'agit soit d'accéder à des points de mesures difficiles d'accès pour des problèmes de poids (finesse du détecteur), soit d'effectuer de nouvelles mesures pour des niveaux de contrastes supérieurs (T_c assez élevée). Il travaille à température ambiante sans nécessité de refroidissement.

Le PVDF permet aussi d'ouvrir de nouveaux axes de recherche dans des domaines des fortes pressions ainsi l'imagerie grâce à ses propriétés électriques (piézoélectrique et pyroélectrique) et sa bande passante qui couvre le spectre visible et I.R grâce à l'orientation des molécules suivant la phase β .

CHAPITRE I I

TECHNOLGIE ET MODELISATION

DU CAPTEUR

II_1 INTRODUCTION:

Nous avons vu qu'après étirement du P.V.D.F, il fallait lui faire subir un traitement électrique pour orienter les dipôles de la phase cristalline β afin que le film présente une forte activité pyroélectrique et piézoélectrique.

Quelle que soit la méthode de polarisation du film, il est nécessaire de déposer des électrodes métalliques sur chaque face du polymère, pour ensuite pouvoir appliquer un champ électrique élevé aux bornes de l'échantillon.

Nous examinerons donc en premier lieu, les méthodes de dépôt les mieux adaptées pour réaliser les électrodes de lecture, ainsi que les méthodes de polarisation généralement utilisées.

Nous présenterons par la suite, la modélisation du dispositif réalisé, avec une théorie de la sensibilité et du bruit.

II_2 TECHNOLOGIE DES DISPOSITIFS:

La méthode de fabrication d'un capteur consiste à déposer une couche métallique très fine, sur chaque face du matériau, dont la fonction est de recueillir les charges électriques générées par effet pyroélectrique après la polarisation préalable du matériau. Cette polarisation est obtenue par application d'un champ électrique intense qui oriente les dipôles électriques internes.

II_2_1 REALISATION TECHNOLOGIQUE DES ELECTRODES

METALLIQUES:[1][3]

La métallisation a pour but de délimiter une surface active, qui sera par la suite polarisée, ainsi que de réaliser des contacts électriques, sur les surfaces avant et arrière, appelées électrodes de mesure (fig II_1_)

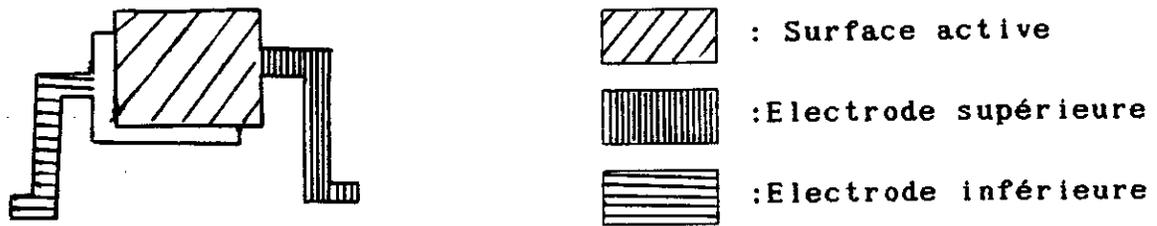


fig II_1 Motifs réalisés

Le P.V.D.F est commercialisé sous la forme de feuilles d'épaisseurs variables de 6-9-25 et 40 μm métallisées et polarisées.

La réalisation des motifs se fait par deux méthodes :

- Métallisation à travers un masque métallique adéquat pour reproduire les motifs.

- Evaporation sous vide dont l'équipement utilisé de type classique comportant un système de mise sous vide . Cette dernière est très utilisée pour des raisons économiques (prix de l'équipement) .

II_3 POLARISATION DU P.V.D.F:[1][3][10]

Le film de P.V.D.F doit être soumis à un champ électrique appliqué entre les deux électrodes afin de présenter une forte activité pyroélectrique. Cette polarisation provoque un alignement des dipôles permanents de la phase cristalline β dans le même sens que celui du champ électrique perpendiculairement au plan du film.

IL existe plusieurs méthodes de polarisation qui sont :

- Polarisation par un champ électrique continu.
- Polarisation par effet corona
- Polarisation plasma
- Polarisation par champ électrique alternatif.

II 3 1 POLARISATION PAR UN CHAMP ELECTRIQUE CONTINU:

C'est la méthode la plus classique, où le champ électrique est appliqué aux bornes des électrodes métalliques du dispositif. Cette méthode consiste à soumettre le matériau à une élévation de température pendant un temps t_0 au bout duquel on applique un champ électrique perpendiculaire au plan du film. Ce champ peut atteindre 2 MV/cm. La tension appliquée sera retirée au retour du système à la température ambiante (fig II_2) .

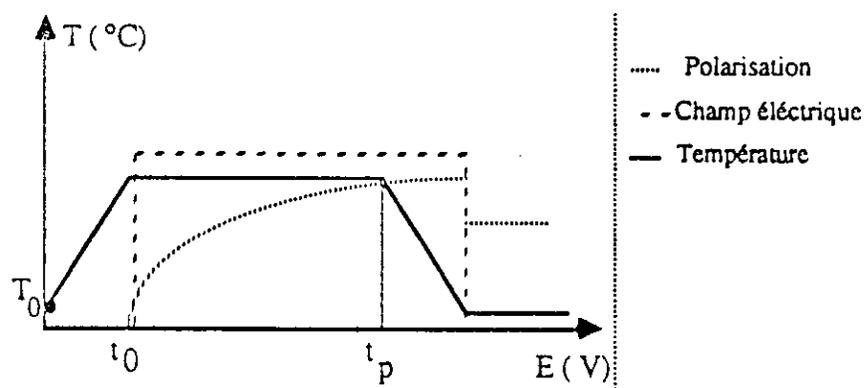


fig (II_2) Diagramme de polarisation

L'élévation de la température apporte une plus grande mobilité aux dipôles élémentaires répartis dans la phase amorphe; alors que le champ électrique intense oriente dans la même direction tous les dipôles. Après le retour à la température initiale, le champ électrique est supprimé. Il est à noter que les différents paramètres ; champ électrique, temps de polarisation t_p et la température de polarisation T_p , influent sur la valeur de la polarisation résultante .

II 3 2 POLARISATION PAR EFFET CORONA:

Utilisée pour la polarisation des grandes surfaces, elle consiste à appliquer un champ électrique élevé par l'intermédiaire d'une électrode pointée à très faible distance de l'échantillon

qui provoque l'ionisation de l'aire ambiante au voisinage du diélectrique. Ce procédé s'effectue à température ambiante.

II_3_3 POLARISATION PAR PLASMA:

Ce procédé est proche du précédent, sauf qu'il a lieu dans une chambre soumise à un vide d'environ 200 mTorr. L'électrode supérieure est constituée d'une plaque distante de quelques centimètres du diélectrique.

Dans ces deux méthodes, la face du P.V.D.F en vis à vis de l'électrode HT n'est jamais métallisée, alors que la face inférieure mise à la masse est toujours métallisée afin de permettre un contact électrique sur toute la face polarisée.

II_3_5 POLARISATION PAR CHAMP ELECTRIQUE SINUSOIDAL:

C'est la méthode la plus utilisée, elle consiste en l'application d'un champ électrique sinusoïdal, d'amplitude croissante et à température ambiante. Elle diffère de la méthode du champ continu où le P.V.D.F est tout d'abord soumis pendant un temps t_0 à une élévation de température et donc à une diminution de la mobilité dipolaire de la phase cristalline. Cette méthode permet:

- de drainer les ions et charges d'espace qui n'apportent aucune contribution à la polarisation d'orientation, responsable elle seule de la pyroélectricité.

- une mesure des caractéristiques ; polarisation permanente P_r , polarisation spontanée P_s , R et C en cours de polarisation.

- un travail à température ambiante obligeant l'application d'un champ électrique de plus forte valeur, mais ayant l'avantage d'une simplicité d'utilisation et d'une uniformité plus grande en épaisseur sans pour autant réduire l'activité pyroélectrique du matériau.

- elle possède un caractère réversible permettant de polariser et dépolariser un diélectrique quelconque.

Le principe de la mesure consiste à appliquer un signal sinusoïdal $V(t) = V_m \cdot \sin(\omega t)$ et à mesurer le courant $i_r(t)$ traversant l'échantillon ; ce courant est la somme d'un courant de déplacement $i_D(t)$ résultant du mouvement de l'ensemble des dipôles élémentaires au sein du matériau et d'un courant $i_R(t)$ dû à la résistance de fuite du matériau.

$$i_r(t) = i_D(t) + i_R(t)$$

$$i_D(t) = S \cdot \frac{dD}{dt}$$

avec: $D = \epsilon \cdot E + P$

où D: inductance ou déplacement électrique (A/cm²)

$\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r$: permittivité diélectrique (F/m)

E = champ électrique extérieur (V/m)

P = polarisation rémanente

$$i_D(t) = S \cdot \epsilon \cdot \frac{dE}{dt} + S \cdot \frac{dP}{dt}$$

$$i_D(t) = S \cdot \frac{\epsilon \cdot dV}{d \cdot dt} + S \cdot \frac{dP}{dt}$$

d : épaisseur du matériau

S : surface du capteur

$$i_R(t) = \frac{V}{R} \quad R \text{ est la résistance du matériau}$$

$$i_r(t) = S \cdot \frac{\epsilon \cdot dV}{d \cdot dt} + S \cdot \frac{dP}{dt} + \frac{V}{R}$$

* $S \cdot \frac{\epsilon \cdot dV}{d \cdot dt}$ est un courant de pertes capacitives dont la forme est

celle d'une ellipse dans le plan courant - champ.

* $\frac{V}{R}$ est le courant de fuite variant linéairement dans le plan

courant-champ.

* $S \cdot \frac{dP}{dt}$ est le courant de polarisation déduit de la différence

entre le courant total est la somme des deux composantes précédentes

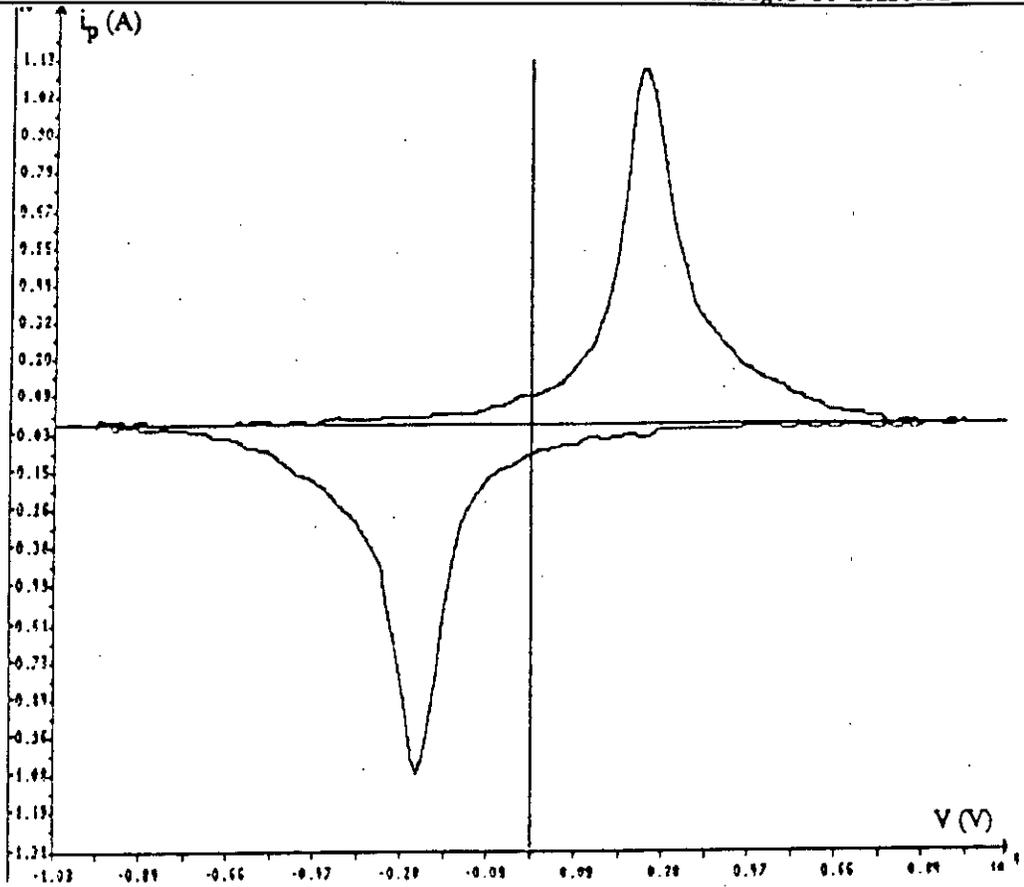
$$S \cdot \frac{dP}{dt} = i_p(t) = i_r(t) - \left(C \cdot \frac{dV}{dt} + \frac{V}{R} \right)$$

$$C = \frac{S \cdot \epsilon}{d}$$

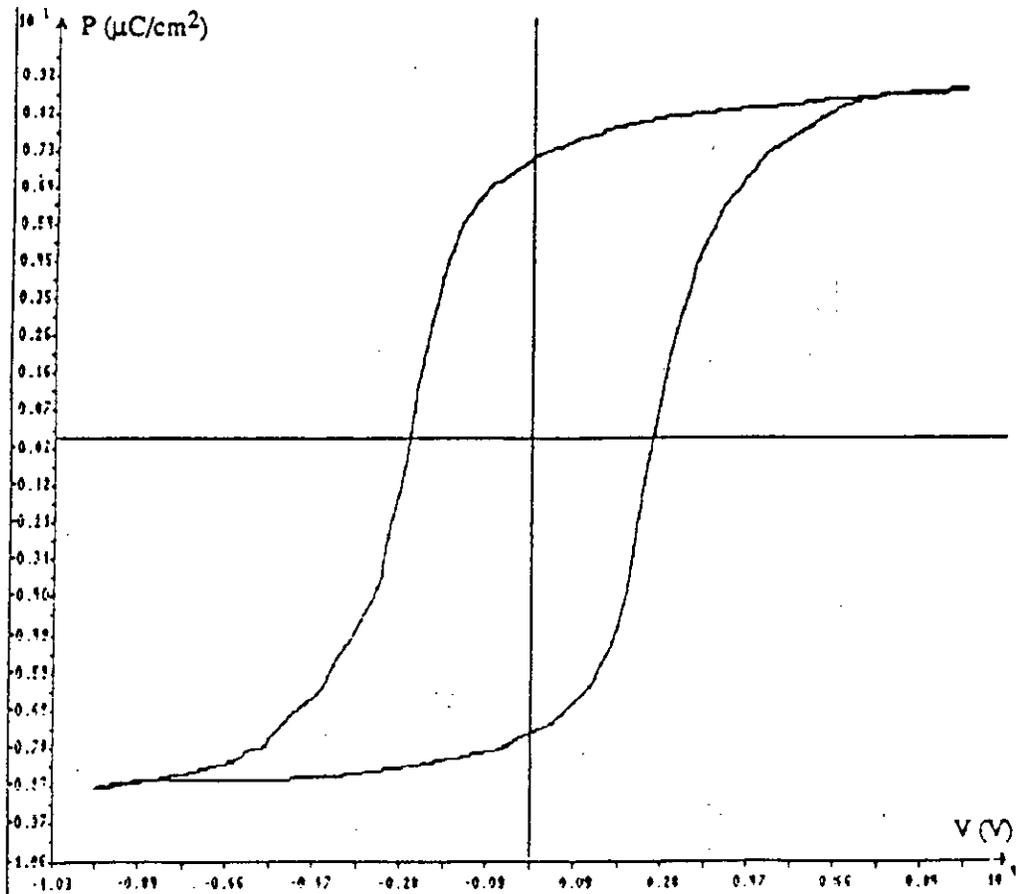
et la polarisation s'écrit : $P = \int i_p \cdot dt$ (voir fig II_3)

Les différents travaux effectués pour permettre d'obtenir une polarisation rémanente maximale et homogène ainsi qu'une mesure fiable, ont permis de déduire que :

- L'activité pyroélectrique du P.V.D.F, ainsi que l'uniformité d'orientation des macromolécules dans son épaisseur sont d'autant meilleurs que le champ électrique appliqué est élevé (supérieur à 1 MV/cm), que la durée de la polarisation est grande (quelques heures) et que la température de polarisation est élevée .
- à faible champ électrique (1 MV/cm), son activité piézoélectrique est prépondérante du côté de l'anode .
- la polarisation rémanente P_r obtenue par l'application d'un champ électrique alternatif est d'autant plus grande que la fréquence f de polarisation est faible ; cependant, cette dépendance entre P_r et f est moins marquée pour des champs électriques appliqués de fortes valeurs (de l'ordre de 2MV/cm).
- Le claquage du P.V.D.F s'obtient à des champs d'autant plus faibles que la température est élevée,
- La stabilité de la polarisation est obtenue en court-circuitant le P.V.D.F pendant une douzaine d'heures afin d'évacuer les éventuelles charges vraies piégées dans le matériau .



fig(II_3): Courant de polarisation i_p en fonction de $V(t)$



fig(II_3_b) : Polarisation P en fonction de $V(t)$

II_4 MODELISATION THERMIQUE ET ELECTRIQUE DU CAPTEUR

PYROELECTRIQUE: [3][6]

II_4_1 DEFINITION:

Un détecteur de rayonnement I.R est un dispositif qui peut transformer un flux incident spacio-temporelle $\phi(x,y,t)$, on toute autre grandeur traduisant une énergie lumineuse en un signal électrique.

L'information d'entrée étant l'excitation et l'information de sortie la réponse électrique ou thermique.

II_4_2 CLASSIFICATION DES DETECTEURS: [12]

Dans le domaine spectral I.R , deux catégories de détecteurs sont utilisées, selon le processus qu'ils utilisent pour transformer le rayonnement reçu en un signal mesurable. Les détecteurs quantiques et les détecteurs thermiques.

* les détecteurs quantiques: sont des semi-conducteurs dans lesquels l'absorption de l'énergie du rayonnement I.R se manifeste de façon très diverse et se traduit par effet: photoémisif, photoconducteur, photovoltaïque et photomagnétique. Mais il sont très sélectifs, c'est à dire qu'ils ne répondent que dans une bande du spectre I.R.

* Dans les détecteurs thermiques: l'absorption du rayonnement I.R par le réseau atomique est transformée en chaleur, c'est à dire en agitation thermique répartie plus au moins uniformément dans toutes les particules du corps chauffé.

Cette absorption se traduit selon le cas considéré par une variation d'une caractéristique donnée:

- la conductivité électrique dans le cas d'un bolomètre
- la tension qui apparait au niveau de la jonction entre les 2 métaux pour un thermocouple.

▪ l'évolution des charges électriques de surface d'un détecteur pyroélectrique.

Dans notre étude nous nous intéressons à cette dernière catégorie thermique pyroélectrique, pour lesquels l'absorption du rayonnement thermique demeure importante dans un très large domaine spectral couvrant plusieurs décades en longueur d'onde en incluant généralement l'ensemble du spectre I.R ($0,8\mu < \lambda < 1\text{mm}$), ceci est un avantage appréciable des détecteurs thermiques qui est l'origine de leurs applications.

II 4 3 DETECTEURS PYROELECTRIQUES :

Nous avons déjà présenté la mise en oeuvre du détecteur pyroélectrique sur PVDF . Le principe de fonctionnement est le suivant:

Une variation d'un rayonnement incident absorbé par le matériau, provoque une élévation de température $T(t)$ de celui-ci et ce qui engendre une modification des charges des électrodes, un signal pyroélectrique.

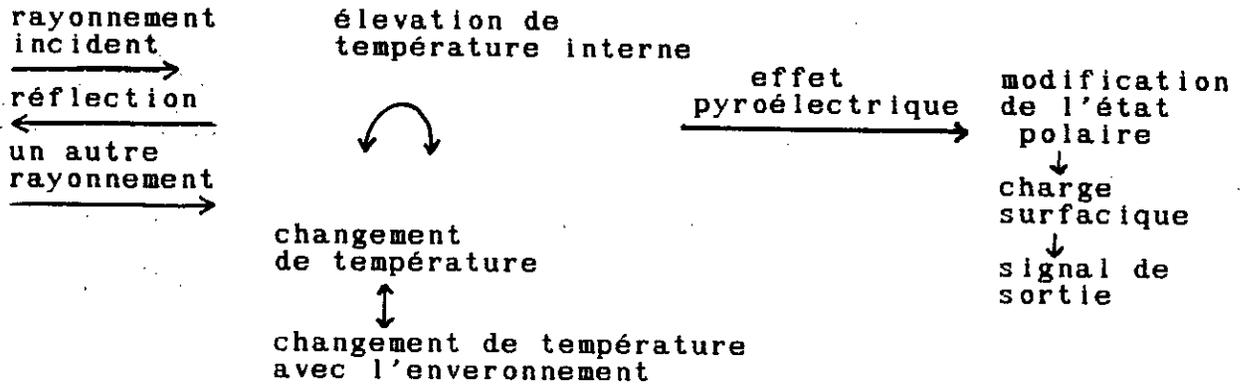
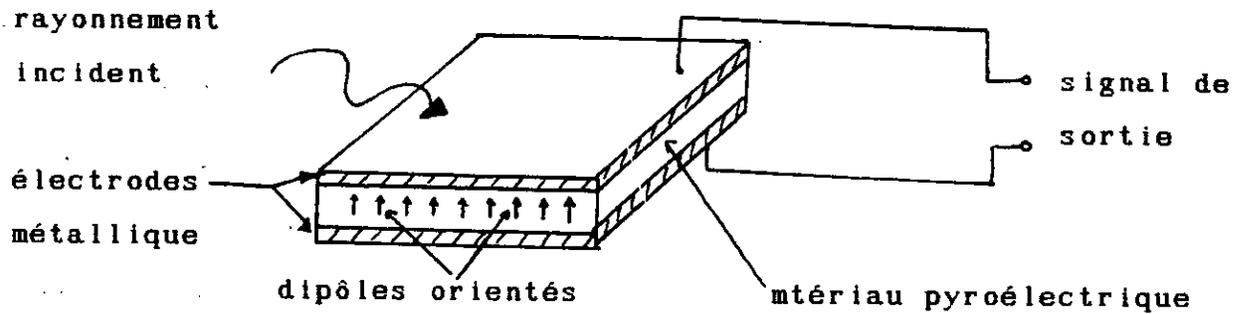
Ce signal de sortie est proportionnel à la variation de la température du matériau et non à la température .

Les études théoriques consacrées à la réponse pyroélectrique que s'appuient sur des radiations modulées en forme de sinusoïdes, ou d'impulsion carrées.

Au début nous traitons le cas général où la façon de modulation est quelconque pour donner une généralité à notre analyse , nous illustrons en suite ces résultats pour un exemple d'application permettant de déterminer la sensibilité en courant ou en tension.

II 4 4 DETECTION PYROELECTRIQUE :

Le comportement d'un détecteur pyroélectrique peut être modéliser en considérant les transformations de grandeurs physiques .

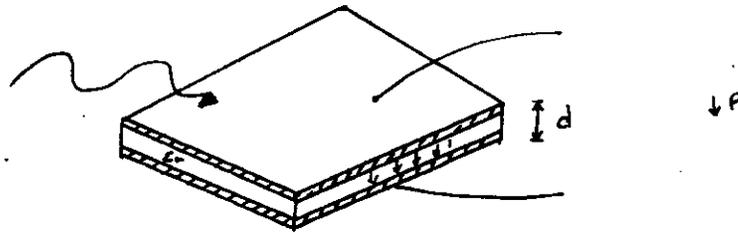


Donc la modélisation du système consiste à mettre toutes ces transformations sous forme d'équation et à identifier les différents paramètres physiques .

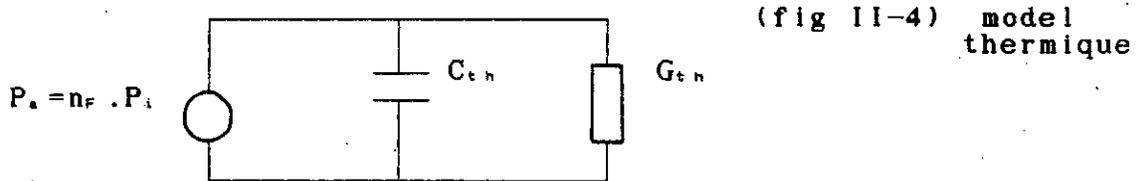
Il existe deux cas limites pour opérer avec les détecteurs pyroélectriques ; court circuit et circuit ouvert qui sont respectivement le mode en courant et le mode en tension

II_4_5 MODELISATION THERMIQUE: [17]

radiation
incidente



Pour une petite variation de température $\Delta T(t)$ autour de la température ambiante T_0 et assez loin de la température de curie de notre matériau pyroélectrique, on peut considérer les paramètres du matériau comme étant indépendants de la température, ainsi en utilisant l'analyse linéaire pour circuit thermique équivalent représenté par la figure (figII_4).



$G_{t,h}$: conductance thermique

$C_{t,h}$: capacité thermique

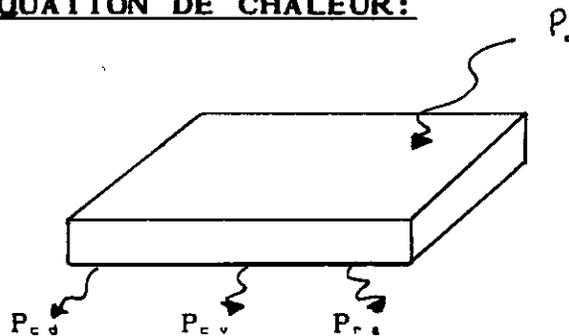
$C_{t,h} = C_s . \rho$

C_s : chaleur spécifique thermique

ρ : densité du matériel

II_4_6 EQUATION DE BASE:

EQUATION DE CHALEUR:



figII_5 bilan thermique d'un matériau

Soit un matériau de surface $A(m^2)$, d'épaisseur $d(m)$, de conductivité $k(W/m.^{\circ}K)$, et ^{de} chaleur volumique $C_v(j/m^3.^{\circ}K)$

Soit P_0 la puissance incidente recue par le matériau et P_{cd} , P_v , P_{cv} les puissances perdues par conduction, rayonnement et convection, la puissance totale perdue par le matériau est :

$$P_t = P_{cd} + P_{ra} + P_{cv}$$

L'évolution de la température moyenne du matériau ΔT au cours du temps est donnée par l'équation :

$$P_0 - P_t = \frac{C_{th} \cdot dT}{dt} \quad (1)$$

Soit T_0 la température du milieu extérieur et $T = T - T_0$.

$d(\Delta T) = d(T - T_0) = dT$, donc l'équation (1) s'écrira :

$$P_0 - P_t = C_{th} \cdot \frac{d(\Delta T)}{dt} \quad (2)$$

C_{th} : la capacité thermique telle que :

$$C_{th} = C_v \cdot A \cdot d \quad J/^{\circ}K$$

*** PERTES PAR CONDUCTION:**

Soit la résistance thermique de conduction en $^{\circ}K/W$

$$R_{thcd} = \frac{d}{k \cdot A}$$

$$P_{cd} = \frac{T - T_0}{R_{thcd}} = \frac{\Delta T}{R_{thcd}}$$

*** PERTES ^{par} CONVECTION:**

Soit la résistance thermique de convection en $^{\circ}K/W$

$$R_{thcv} = \frac{1}{h' \cdot A}$$

h' : la constante d'échange thermique entre le matériau et le milieu extérieur en $W/^{\circ}K.m^2$

La puissance perdue par convection est donnée par :

$$P_{c.v} = \frac{T - T_a}{R_{thcv}} = \frac{\Delta T}{R_{thcv}}$$

* PERTES PAR RAYONNEMENT :

Soit la résistance thermique de rayonnement en °K/W

$$R_{thray} = \frac{1}{4\epsilon \cdot A \cdot \sigma \cdot T_a^3}$$

ϵ : perméabilité

T_a : température ambiante en °K

$\sigma = 5,67 \cdot 10^{-8} \text{ W/m}^2 \cdot \text{°K}^4$ constante de Stefan Boltzman

La puissance perdue par rayonnement s'écrira :

$$P_{ray} = \frac{T - T_a}{R_{thray}} = \frac{\Delta T}{R_{thray}}$$

BILAN ET COMPARAISON DES PERTES :

Le bilan total des pertes est donc :

$$P_t = \left(\frac{1}{R_{tcd}} + \frac{1}{R_{tcd}} + \frac{1}{R_{tcd}} \right) \cdot \Delta T$$

soit $P_t = \frac{\Delta T}{R_{t,h}} \quad (3)$

où $\frac{1}{R_{t,h}} = \frac{1}{R_{tcd}} + \frac{1}{R_{tcd}} + \frac{1}{R_{tcd}}$

Comparons les pertes par conduction avec les pertes par rayonnement et convection dans le cas d'un film de PVDF d'épaisseur d égale à 6 _ 9 et 25 µm .

Posons : $R_1 = \frac{R_{thcd}}{R_{thray}}$, $R_2 = \frac{R_{thcd}}{R_{thray}}$

$k = 0,13 \text{ W/m} \cdot \text{°K}$

$\epsilon = 1$

$h' = 144 \text{ W/m}^2 \cdot \text{°K}$ (cas où le milieu extérieur est l'air)

$T_a = 300 \text{°K}$

┌

épaisseur (μm)	6	9	25
R ₁ (μ)	282.6	423.9	1177.6
R ₂ (μ)	6646.1	9969.2	27692.3

donc la résistance thermique de conduction est plus faible que la résistance thermique de convection et de rayonnement .

$$R_{th} \approx R_{thcd}$$

FONCTION DE TRANSFERT THERMIQUE ET PYROELECTRIQUE :

L'équation (1) , en utilisant l'équation (3) devient :

$$P_o - \frac{\Delta T}{R_{th}} = C_{th} \cdot \frac{d(\Delta T)}{dt}$$

$$P_o = \frac{\Delta T}{R_{th}} + C_{th} \cdot \frac{d(\Delta T)}{dt}$$

$$\frac{\Delta T}{C_{th} \cdot R_{th}} + \frac{d(\Delta T)}{dt} = \frac{P_o}{C_{th}}$$

Si on considère une radiation ou un flux par unité de surface $\phi(t)$ modulée et qui est absorbée par l'aire A du récepteur. Cela provoque une élévation de température $\Delta T(t)$ dans le cristal pyroélectrique qui se traduit par l'équation de la chaleur.

$$\frac{d[\Delta T(t)]}{dt} + \frac{\Delta T(t)}{\tau_{th}} = \frac{A \cdot \phi(t)}{C_{th}} \quad (4)$$

τ_{th} : constante de temps thermique

C_{th} : capacité thermique du détecteur.

Cette équation est correcte si la température est uniforme à travers le cristal. Quand un gradient de température dû à une diffusion thermique finie existe.

L'équation (4) reste valable si nous définissons $T(t)$ comme température moyenne sur l'épaisseur du cristal.

L'effet pyroélectrique alors se manifeste par le changement de la polarisation spontanée à la variation de la température et qui est donnée par l'équation (5)

$$\mathcal{K} = \frac{dP(T)}{d\Delta T(t)} \quad (5)$$

Où \mathcal{K} est le coefficient pyroélectrique du matériau. De cette équation nous pouvons dire que le détecteur peut générer un courant $I(t)$ donné par:

$$\begin{aligned} I(t) &= \frac{dQ}{dt} = \frac{d(P.A)}{dt} = A \frac{dP}{dt} = A \cdot \frac{dP}{d\Delta T} \cdot \frac{d\Delta T}{dt} \\ &= A \mathcal{K} \cdot \frac{d[\Delta T(t)]}{dt} \end{aligned} \quad (6)$$

avec Q : la quantité de charge.

La tension $V(t)$ apparaît à l'entrée de l'amplificateur satisfait à l'équation (7)

$$\frac{dV(t)}{dt} + \frac{V(t)}{\tau_c} = I(t) = \frac{\mathcal{K}.A.d[\Delta T(t)]}{C_c} \quad (7)$$

INTERPRETATION:

Les équations (4) ; (6) ; (7) traduisent le comportement pyroélectrique en considérant les transformations de grandeurs physiques selon trois transducteurs, ainsi la radiation $\varnothing(t)$ représente la grandeur d'entrée qui engendre une variation de la température $\Delta T(t)$ selon l'équation (4). Ce transducteur inclut le cristal pyroélectrique, la couche noire absorbante si elle existe, les électrodes métalliques et tous les composants sur la face couplée thermiquement au cristal. Le paramètre caractéristique de ce transducteur est la constante de temps thermique τ_{th} .

Dans le deuxième transducteur, cette variation de température $\Delta T(t)$ est convertie en un courant $I(t)$ par l'effet pyroélectrique de notre matériau.

Le troisième transducteur convertit le courant pyroélectrique en une tension $V(t)$ par une conversion courant-tension.

Ainsi dans le cas de la lecture en tension, la solution $V(t)$ est donnée en combinant les fonctions de transferts des trois

transducteurs, ces fonctions sont les solutions des équations (4), (6), (7) c'est à dire respectivement $\Delta T[\phi(t)]$, $I[\Delta T(t)]$, $V[I(t)]$

II_4_7 FONCTION DE TRANSFERT T(W) : [5]

La détermination de la réponse pyroélectrique au flux incident exige la connaissance de la relation entre l'échauffement et le flux incident. La solution de l'équation (4) décrite précédemment permet de calculer $\Delta T(t) = T - T_a$ du détecteur. Pour cela, nous considérons un flux incident $\phi(t)$ modulé temporellement, par exemple sinusoidalement à la fréquence $f = \frac{\omega}{2\pi}$

$$\phi(t) = \phi_0 + \phi_1 \cos \omega t \quad (8)$$

L'élevation de la température $\Delta T(t)$ du matériaux pyroélectrique absorbant ce flux peut être calculée à partir des relations (4), (5) et conduit à l'expression :

$$T(t) = \frac{n \cdot \phi_0}{G_{th}} \left(1 - \exp \frac{-t}{\tau_{th}} \right) + \frac{n \cdot \phi_1}{G_{th} \sqrt{1 + \omega^2 \tau_{th}^2}} \left[\cos (\omega t - \phi) - \frac{\exp \frac{-t}{\tau_{th}}}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_{th}^2}} \right] \quad (9)$$

$$\phi = \arctg (\omega \cdot \tau_{th})$$

$$\tau_{th} = \frac{C_{th}}{G_{th}} \quad \text{constance de temps thermique}$$

$$C_{th} = C_v \cdot A \cdot d \quad \text{capacité thermique}$$

$$C_v = \rho_v \cdot C \quad \text{chaleur volumique}$$

$$\rho_v = \text{densité volumique du matériau}$$

$$G_{th} = \frac{1}{R_{th}} = \frac{K \cdot A}{d} \quad \text{: Conductance thermique}$$

$\phi(t)$: rayonnement incident dont la fraction n est absorbée par le détecteur.

Si l'on fait abstraction d'une part du régime transitoire dont l'évolution est déterminée par la constante thermique et d'autre part de l'échauffement constant dû à ϕ_0 , le régime permanent sinusoïdal associé à la modulation a pour amplitude:

$$T(w) = \frac{n \cdot \phi_1}{G_{th} \sqrt{1 + w^2 \tau_{th}^2}} \quad (10)$$

Laquelle décroît de 6 dB/octave pour $w > w_{th}$ en posant la pulsation de coupure thermique

$$w_{th} = \frac{1}{\tau_{th}} = \frac{G_{th}}{C_{th}}$$

II_4_8 SENSIBILITE EN COURANT:

Le courant engendré par l'effet pyroélectrique, décrit par l'équation (6), a pour amplitude :

$$I(w) = \frac{\kappa_1 A \cdot n \cdot w \cdot \phi_1}{G_{th} \sqrt{1 + w^2 \cdot \tau_{th}^2}} \quad (11)$$

Le capteur pyroélectrique a une impédance Z_p , formé de la capacité C_p en parallèle avec une résistance R_p ,

$$C_p = \epsilon \cdot \frac{A}{d}$$

$$R_p = \frac{\rho \cdot d}{A}, \quad \rho \text{ étant la résistivité tenant compte des pertes diélectriques.}$$

$I(w)$ est nul pour $w = 2\pi f = 0$, croît de 6 dB/octave jusqu'à w_{th} , puis reste constant pour des valeurs de w supérieures.

La sensibilité en courant R_i a donc ^{comme} expression

$$R_i = \frac{I(w)}{\phi_1} = \frac{\kappa_1 \cdot A \cdot n \cdot w}{G_{th} \sqrt{1 + w^2 \cdot \tau_{th}^2}} \quad (12)$$

Elle est indépendante de Z_p .

si $f > f_{th}$, la sensibilité est constante et a pour valeur

$$R_i = \frac{\kappa.A.n.w}{G_{th} \cdot w \cdot \tau_{th}} = \frac{\kappa.A.n}{C_{th}} = \frac{\kappa.n}{C_v \cdot d} \quad (13)$$

Si $f < f_{th}$, la sensibilité en courant a pour expression

$$R_i = \frac{\kappa.n.w.d}{k} \quad (14)$$

remarquons que la sensibilité en courant dépend de l'épaisseur du capteur

Elle tend vers zéro en même temps que la fréquence de modulation.

II_4_9 SENSIBILITE EN TENSION:

Pour des pratiques, on prend en compte dans la définition de cette sensibilité l'impédance d'entrée de l'amplificateur de tension associée au détecteur. L'impédance est donc constante de la mise en parallèle de l'impédance Z_p du détecteur et de l'impédance d'entrée Z_e de l'amplificateur.

La tension à l'entrée ^{de l'ampli} a pour expression

$$V(w) = Z \cdot I(w) = \frac{R}{\sqrt{1 + w^2 \cdot \tau_{th}^2}} \cdot \frac{A \cdot \kappa \cdot n \cdot w \cdot \phi_1}{G_{th} \sqrt{1 + w^2 \tau_{th}^2}}$$

En posant w_c pulsation de coupure électrique telle que

$$\frac{1}{w_c} = \tau_c = R \cdot C \quad \text{où} \quad R = \frac{R_e}{R_e + R_p} \quad \text{et} \quad C = C_e + C_p$$

En général $w_c > w_{th}$, et la bande passante correspond aux

fréquences comprises entre $f_{th} = \frac{w_{th}}{2\pi}$ et $f_c = \frac{w_c}{2\pi}$

La sensibilité en tension R_v a pour expression :

$$R_v = \frac{V}{\phi_1} = \frac{R \cdot A \cdot \kappa \cdot n \cdot w}{G_{th} \sqrt{(1 + w^2 \tau_c^2)(1 + w^2 \tau_{th}^2)}} \quad (16)$$

Soit dans la bande passante ($w_c > w > w_{th}$) avec $f \ll f_{th}$

$$R_v = \frac{R}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\kappa \cdot A \cdot n \cdot W_{t,n}}{G_{t,n}} \quad (17)$$

et la sensibilité en tension dans la Bande passante est sensiblement constante

$$R_v \approx \frac{R \cdot \kappa \cdot A \cdot n \cdot W_{t,n}}{G_{t,n}} \quad (18)$$

Cette bande passante peut être étendue en réduisant R_v et donc R mais au dépend de la sensibilité en tension R_v . Du fait des valeurs très élevées de R_v , dans la bande passante, le détecteur peut être utilisé à des fréquences supérieures à la fréquence de coupure électrique ; dans ce cas sa sensibilité dépend de la fréquence de modulation du rayonnement incident.

La sensibilité maximale est obtenue quand $R_v > R_p$:

Dans ces conditions $R = R_p$ et dans le cas du détecteur définie précédemment, on trouve

$$R_v \approx \frac{R \cdot P \cdot \kappa \cdot A \cdot n \cdot W_{t,n}}{G_{t,n}}$$

$$R_v \approx \frac{P \cdot \kappa \cdot n}{A \cdot P_v \cdot C_s} \quad (19)$$

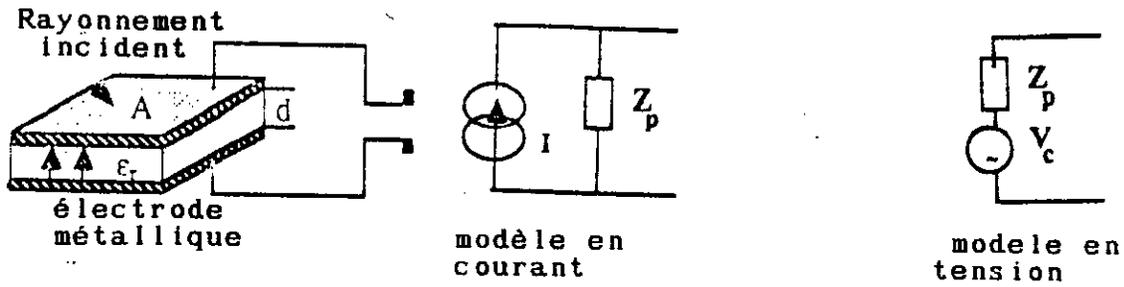
elle dépend du coefficient pyroélectrique λ .

II_4_10 MODELISATION ELECTRIQUE:

Le modèle électrique équivalent du détecteur pyroélectrique peut être présenté par une source de courant $I(t)$ aux bornes duquel on trouve en parallèle la capacité électrique

$$C_p = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot A}{d}$$

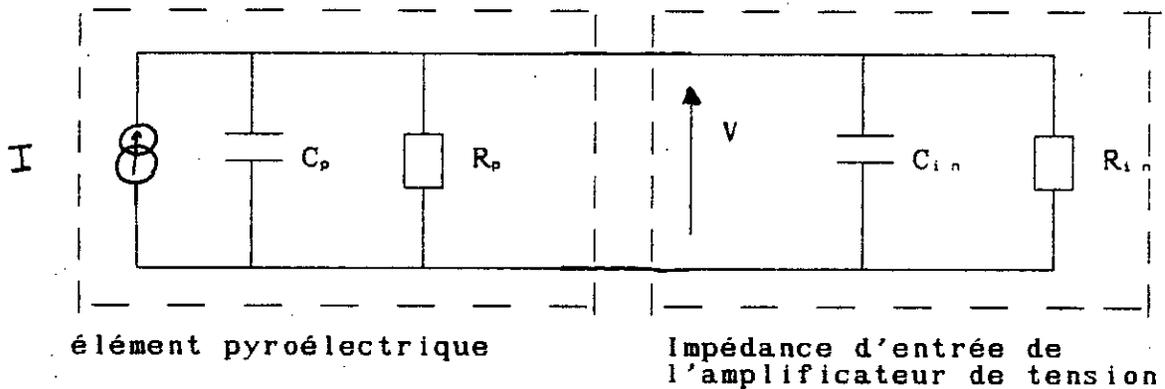
et une résistance de fuite R_p traduisant les pertes diélectriques. Il est également possible de modéliser le dispositif par un générateur de tension et une impédance en série (fig II_4)



(Fig II_5): Schéma équivalent de la capacité formant un capteur

Dans le cas d'une lecture en tension, le schéma équivalent détecteur plus un amplificateur est celui de la (Fig II_5) où $Z_{i_n} = R_{i_n} // C_{i_n}$ est l'impédance d'entrée de l'amplificateur.

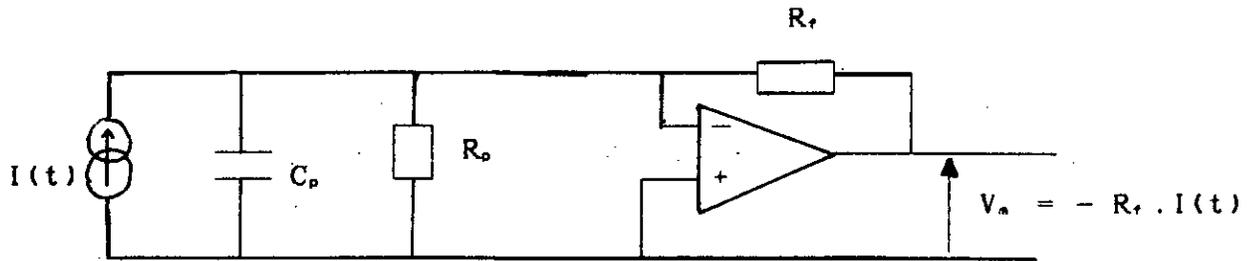
La constante de temps électrique associé à ce mode de lecture est alors $\tau_e = R.C$ avec $R = R_{i_n} // R_p$ et $C = C_{i_n} // C_p$.



(fig II_6) Lecture en tension

Dans le cas d'une lecture en courant, le détecteur est suivi en fait d'un amplificateur convertisseur courant/tension (figII_6) de telle sorte que la tension recueillie à la sortie de celui-ci vaut:

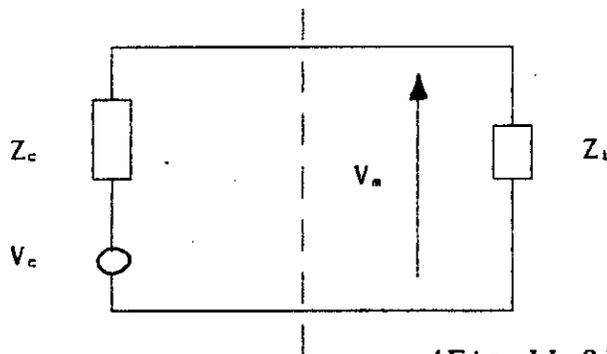
$$V_o(t) = - R_o . I(t) \quad (20)$$



(fig II_7): Lecture en courant

II-4-11 ADAPTATION DE LA SOURCE DU SIGNAL A LA CHAINE DE MESURE : [5]

Le capteur équivaut à un générateur constitué d'une source et d'une impédance interne, et délivrant le signal au circuit qui le charge. Pour que le signal soit obtenu dans les meilleures conditions, d'une part de sensibilité, et d'autre part de stabilité vis-à-vis des variations éventuelles de l'impédance interne, le générateur équivalent doit être chargé par son impédance appropriée.



(Fig II_8): Schéma électrique équivalent

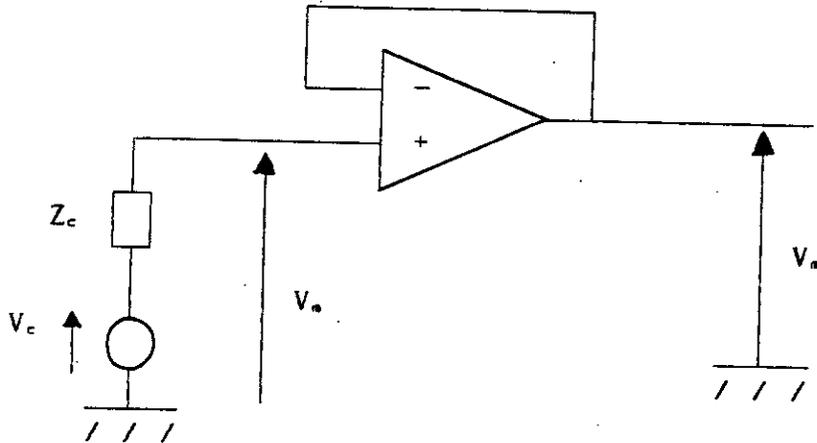
Le circuit aux bornes duquel est recueilli le signal V_n doit être d'impédance d'entrée Z_i très grande par rapport à Z_c de façon à minimiser l'influence de cette dernière (Z_c qui peut être importante est variable)

$$V_n = Z_i \cdot I$$

$$\text{avec } I = \frac{V_c}{Z_c + Z_i} \implies V_n = \frac{Z_i \cdot V_c}{Z_c + Z_i} = \frac{V_c}{(1 + Z_c / Z_i)} \approx V_c$$

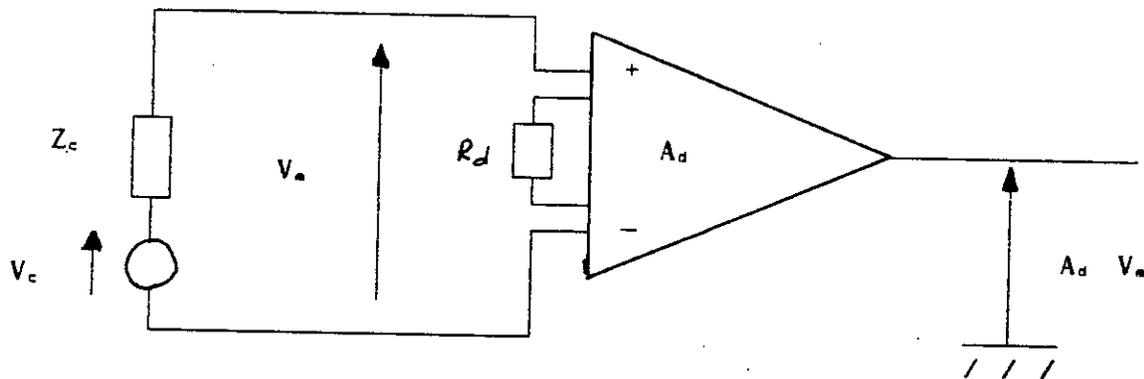
Les dispositifs qu'il faut utiliser dans ce cas doivent être d'une impédance d'entrée très grande .Il intéressent de rappeler certain montage qui répond à cette condition:

- L'amplificateur opérationnel en montage suiveur



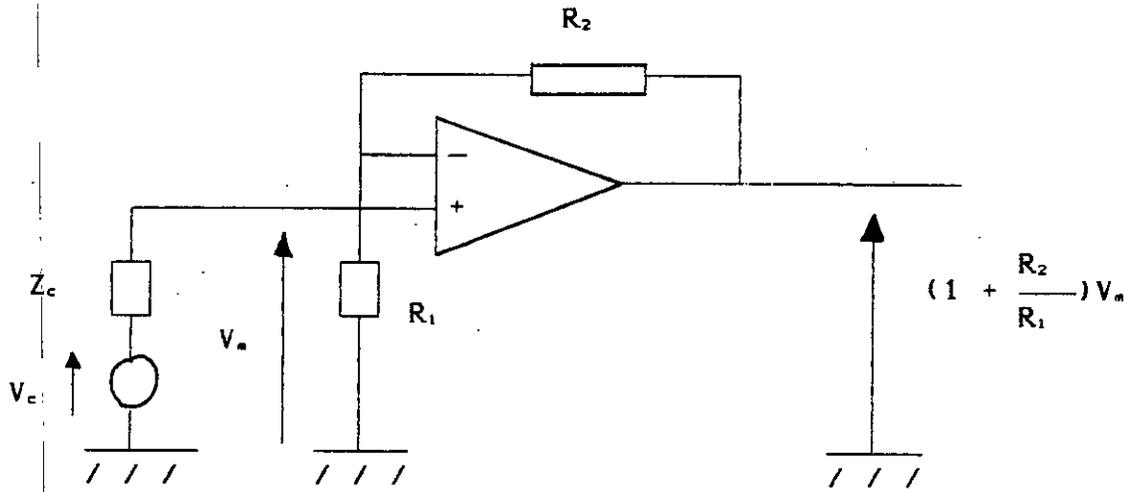
(Fig II_9): Montage suiveur

- L'amplificateur différentiel. en général sous la forme d'un amplificateur d'instrumentation ou d'isolement



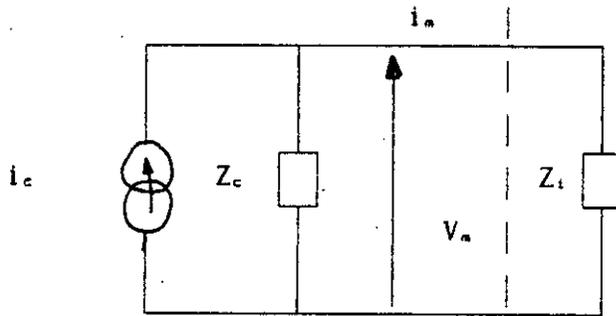
(Fig I_10): Amplificateur d'instrumentation

- L' amplificateur opérationnel en montage non inverseur



(Fig II_11): Montage non inverseur

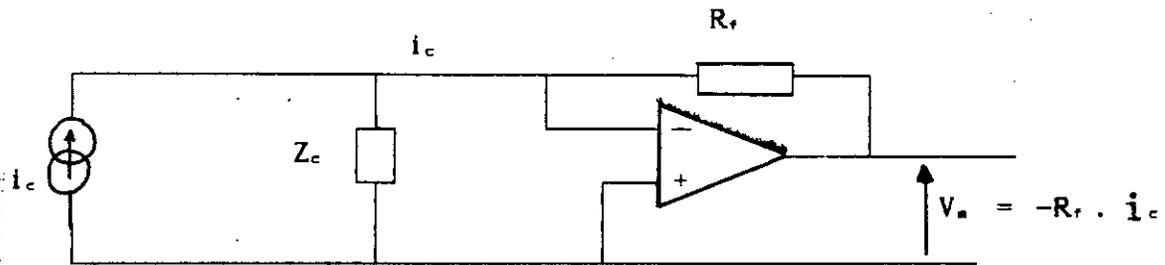
Quand le capteur est électriquement équivalent à une source de courant i_c en parallèle avec une impédance interne Z_c , alors l'impédance d'entrée Z_i du circuit de mesure doit être très inférieure à Z_c pour que le signal recueilli i_n , soit pratiquement égal à i_c et indépendant de Z_c .



(Fig II_12): Schéma électrique équivalent

$$i_n = i_c \frac{Z_c}{Z_i + Z_c} = i_c \quad \text{si} \quad Z_i \ll Z_c$$

Ce pendant, la tension V_n au bornes de Z_i risque dans ce cas, d'être elle-même très faible. L'emploi d'un convertisseur courant-tension permet à la fois de réduire l'influence de Z_c et d'obtenir une tension V_n importante



(Fig II_13): Convertisseur courant-tension

II 5 MODELISATION PARAMETRIQUE DES DETECTEURS INFRA-ROUGES: [16]

Les propriétés des détecteurs de rayonnement dépendent de la nature des phénomènes physiques mis en jeu dans la conversion de l'énergie lumineuse en une grandeur physique mesurable.

Comme nous l'avons déjà cité précédemment, la détection IR peut être effectuée par deux types de détecteurs:

Les détecteurs quantiques ou par les détecteurs thermiques et le choix entre ces deux catégories de détecteurs pour une application donnée se fait sur la base d'éléments tels que:

- Le domaine spectral d'application
- La détectivité
- Le NEP, en d'autres termes l'énergie minimale détectable
- Le temps de réponse

N'oublions pas d'autres considérations telles que le coût, l'encombrement, et les conditions d'utilisation, comme par exemple l'environnement fonctionnel, seront autant de facteurs qui conditionnent le choix à adopter.

II 5 1 PERFORMANCES DES DETECTEURS PYROELECTRIQUES:

Lorsqu'un détecteur est chauffé par un flux incident, sa polarisation varie d'une quantité déterminée par la variation de la température et le coefficient pyroélectrique du matériau. Cette variation de la polarisation se traduit par l'apparition de

charges aux bornes de la capacité constituée par le matériau pyroélectrique et les deux électrodes.

Le choix d'un détecteur pour une application donnée ainsi que la comparaison des performances de divers types de détecteurs se fait sur la base d'un certain nombre de facteurs de mérite. Les plus importants sont la sensibilité, le NEP, le NEI, la détectivité D, la détectivité spécifique D* et le temps de réponse.

II_5_2 SENSIBILITE (RESPONSIVITY):

La sensibilité d'un détecteur de surface A (cm²) qui est soumis à un flux de rayonnement de puissance P, fournissant un signal de sortie V_s (en volts ou ampères) est définie comme étant le rapport:

$$S(f) = \frac{V_s(f)}{P} = \frac{V_s(f)}{E \cdot A} \quad (V \cdot W^{-1} \text{ ou } A \cdot W^{-1})$$

E étant l'éclairement en W/cm²

II-5-3 LA PUISSANCE EQUIVALENTE EN BRUIT (OU NEP NOISE EQUIVALENT POWER): [1]

On définit le minimum de flux incident détectable comme étant la puissance équivalente au bruit (NEP) qui représente le flux de puissance P provoquant un signal V_s qui représente la valeur efficace du bruit du détecteur.

$$NEP(f) = \frac{V_s(f)}{S(f)} \quad (W)$$

Cette relation suppose que le signal électrique en sortie du détecteur est une fonction linéaire du signal optique d'entrée, ce qui est généralement le cas pour une large gamme de fonctionnement. La détermination du NEP dépend des conditions de mesures (longueur d'onde du rayonnement, de la température du détecteur, de la fréquence de modulation du flux optique, de la polarisation électrique du détecteur, de la surface sensible du détecteur et de la bande passante électrique du circuit de mesure.

II_5_4 ECLAIREMENT EQUIVALENT AU BRUIT ou (NEI NOISE EQUIVALENT IRRADIANCE):

Il s'agit là d'une notion équivalente au NEP mais utilisable pour un système complet. Le NEI, est l'éclairement au niveau de la pupille d'entrée du systèmes susceptible de produire un signal équivalent au bruit du détecteur (mesuré dans la bande passante électrique du signal)

$$NEI = \frac{NEP}{A} \quad (W \text{ cm}^{-2})$$

II_5_5 LA DETECTIVITE:

D'une façon générale, un détecteur de rayonnement est d'autant plus performant que son NEP est faible. En fait, pour traduire la qualité d'un tel récepteur, Jones (1953) quand à lui a préféré définir la détectivité qui est égale à l'inverse du NEP.

$$D = \frac{1}{NEP} \quad (W^{-1})$$

II_5_6 DETECTIVITE SPECIFIQUE D*:

La détectivité n'est pas un paramètre idéal pour comparer différents capteurs car elle décroît en raison inverse de la racine carrée de la surface A du détecteur et de la racine carrée

de la bande passante électrique de mesure. C'est pour cela que la notion de "défectivité spécifique" a été introduite, ramenée à une surface du détecteur unitaire (1cm²) et à l'unité de bande passante (1 Hz).

$$D^* = D \cdot \sqrt{A \cdot \Delta f} = \frac{\sqrt{A \cdot \Delta f}}{NEP} \quad (W^{-1} \text{ cm (Hz)}^{\frac{1}{2}})$$

on la présente souvent comme $D^* (T_{en}, f, \Delta f)$, où:

T_{en} : température absolue du corps noir utilisé

f : fréquence de modulation du flux

Δf : bande passante électrique de mesure

II_5_7 LA CONSTANTE DE TEMPS:

Le temps de réponse d'un détecteur est définie comme le temps nécessaire pour que le signal électrique en sortie atteigne 63 % de sa valeur finale lorsqu'il est soumis à un brusque changement d'éclairement.

II_5_8 DEFINITION DES FACTEURS DE MERITE:

FACTEUR DE MERITE EN TENSION F_v ET EN COURANT F_i

Pour un détecteur de type de celui décrit précédemment la réponse en tension est proportionnelle à $F_v = \frac{K}{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot C_s \cdot f}$

nous constatons que F_v ne contient que des paramètres décrivant les propriétés du matériau pyroélectrique et peut de ce fait être utilisé pour comparer différents matériaux du point de vue de leur performances en réponse en tension. La réponse en courant quand à elle est proportionnelle à :

$$F_i = \frac{K}{C_s \cdot f}$$

FACTEUR DE MERITE EN DETECTIVITE F_D :

Le rapport signal sur le bruit pour un détecteur de ce type dépend de la nature du bruit dominant. Il est habituellement admis que le bruit dominant dans la plage des fréquences utilisées pour l'imagerie thermique (10 - 100 Hz) est le bruit de Johnson dû essentiellement aux pertes diélectriques $tg\delta$ dans l'élément détecteur. Dans ce cas, la détectivité est proportionnelle à F_D .

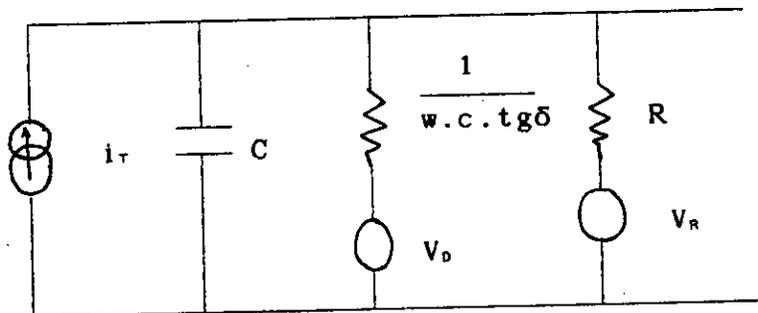
$$F_D = \frac{A}{C \cdot \rho \sqrt{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot tg\delta}}$$

Il est remarqué que ce facteur de mérite est à utiliser avec prudence, car dans le cas des polymères et des céramiques, ϵ et $tg\delta$ dépendent de la fréquence, il faudra donc en tenir compte dans le calcul.

II_5_9 SOURCES DE BRUIT DANS LES DETECTEURS:

L'efficacité d'un détecteur est évaluée en terme de puissance incidente minimale détectable. Elle est fonction de la réponse et du bruit propre au détecteur ainsi que du bruit de la chaîne amplificatrice. Donc il est nécessaire d'effectuer une analyse des différentes sources de bruit pour bien comprendre le comportement d'un détecteur pyroélectrique.

Dans le détecteur pyroélectrique simple il y a trois majeures sources de bruit. Voir (figure II_14)



(figII_14): bruit équivalent dans un détecteur simple avec résistance shunt :

BRUIT THERMIQUE:

Le bruit thermique, W_T , c'est lorsque le détecteur est en équilibre thermique avec l'environnement; il n'y a théoriquement pas d'échange thermique. Cependant, il subsistera toujours une fluctuation spectrale de valeur efficace:

$$W_T = (4.K.T^2 . G_T)^{1/2}$$

La tension et le courant de bruit thermique pour un détecteur de surface unitaire sont respectivement:

$$V_T = \frac{R_v}{n} (4.K.T^2 . G_T)^{1/2} , \quad i_T = \frac{R_i}{n} (4.K.T^2 . G_T)^{1/2}$$

G_T : conductance thermique couplant le détecteur à l'environnement

n : est la fraction de l'énergie incidente qui est absorbée sur la face frontale du détecteur

K : constante de Boltzman

R_i : la sensibilité en courant du détecteur

R_v : la sensibilité en tension du détecteur

BRUIT DU DIELECTRIQUE:

Le détecteur pyroélectrique est une capacité C avec une perte diélectrique $tg\delta$ donnée par la conductance équivalente ($w.c.tg\delta$). La tension de bruit générée par cette conductance est donnée par l'expression standard.

Le bruit de Johnson dans la résistance est:

$$V_D = \left(\frac{4.K.T}{w.c.tg\delta} \right)^{1/2}$$

Ainsi le courant bruit équivalent

$$i_D = (4.K.T.w.c.tg\delta)^{1/2}$$

BRUIT DE RESISTANCE:

De la même manière, la résistance donne un courant bruit:

$$i_R = \left(\frac{4.K.T}{R} \right)^{1/2}$$

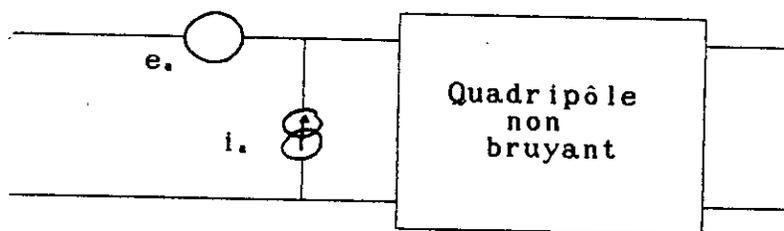
BRUIT DE L'AMPLIFICATEUR:

Le bruit produit par l'amplificateur, tel que a F.E.T, peut être présenté par deux générateurs de bruit à l'entrée de l'amplificateur est:

$e.$: générateur équivalent de bruit en tension

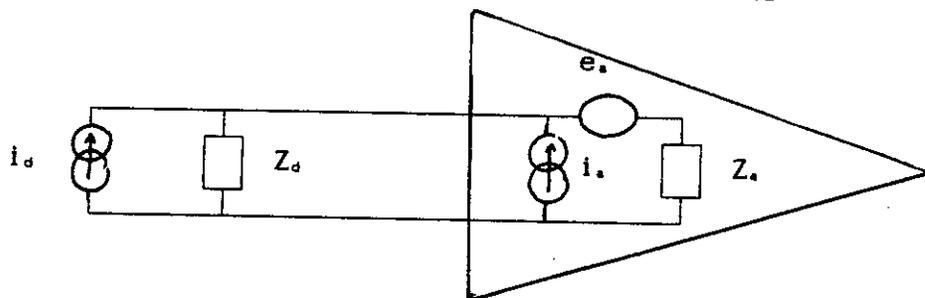
$i.$: générateur équivalent de bruit de courant

Le circuit qui représente le bruit dans l'amplificateur



(fig II_15): Représentation en bruit d'un amplificateur

Alors le circuit du bruit équivalent du détecteur et amplificateur est montré dans la figure II_16



(fig II_16): Circuit du bruit équivalent et amplificateur

Z_d : impédance d'entrée du détecteur

$Z.$: impédance d'entrée équivalent sur l'amplificateur

Le bruit de tension amplifié est représenté par le bruit courant équivalent sur l'amplification interne

$$i_s = \frac{e_s}{Z_d}$$

Le bruit total équivalent du courant maintenant est donnée :

$$i_n^2 = i_T^2 + i_D^2 + i_R^2 + i_s^2 + i_e^2$$

Le bruit total équivalent présent à l'entrée de l'amplificateur a pour expression:

$$V_n^2 = V_t^2 + V_d^2 + V_r^2 + V_i^2 + V_e^2$$

$$V_t = \frac{R_v}{n} (4.K.T^2.GT)_s ;$$

$$V_i = \frac{i_s . R}{(1+w^2\tau_e^2)_s} ;$$

$$V_d = \left(\frac{4.K.T.w.R^2.C.tg\delta}{1 + w^2 \tau_e^2} \right) ;$$

$$V_e = e_s \left(\frac{1+w^2.R^2.C^2}{1 + w^2 \tau_e^2} \right)_s$$

$$V_r = \frac{4.K.T.R}{1 + w^2\tau_e^2}$$

II-6 CONCLUSION:

Dans Ce chapitre nous avons décrit les méthodes technologiques permettant de réaliser le dépôt des électrodes métalliques reproduisant les motifs que l'on veut réaliser. La méthode de polarisation retenue est également présentée. Nous avons également présenté une étude détaillé de la modélisation du dispositif avant sa caractérisation qui fait l'objet du chapitre III.

CHAPITRE III

REALISATION DES DISPOSITIFS DE LECTURE

CHAPITRE III

REALISATION DES DISPOSITIFS DE LECTURE

III-1 INTRODUCTION :

Maintenant que la théorie du PVDF est acquise , nous allons présenter dans ce chapitre les montages permettant de caractériser le capteur . Pour cela on a proposé trois montages :

- Le premier sert à mesurer la réponse en tension du capteur quand il est excité par un flux de chaleur .
- Le deuxième sert à mesurer la réponse en courant .
- en fin le troisième montage sert à mesurer le coefficient pyroélectrique du détecteur .

III-3 PROPOSITION DU MONTAGE :

Pour le choix de notre Amplificateur de tension, il y a un problème d'adaptation, notre PVDF nous donne un signal très faible et il faut un transfert maximum de ce dernier, pour cela il faut choisir un montage dont l'impédance d'entrée est très élevée. Le montage Amplificateur avec inversion de signe n'est pas recommandé car son impédance d'entrée est limitée par R_2 , avec $R_2 \ll R_c$.

Nous choisissons l'Amplificateur sans inversion qui a une impédance d'entrée $R_e \approx Z_{in}$.

Donc le choix de l'Amplificateur opérationnel est nécessaire pour avoir l'adaptation des impédances.

III-3-1 ETUDE DU MONTAGE DE POINT DE VUE BRUIT: [19][20]

Les circuits de réaction réels comportant généralement des résistances qui créent des bruits supplémentaires. Ceci complique un peu l'étude des bruits du système. Examinons le cas d'une réaction tension-tension (couplage série parallèle des quadruples).

On réalise souvent une réaction tension-tension selon le schéma représenté par la figure III_10_a, au moyen de deux résistances R_1 et R_c , qui constituent le quadripôle de réaction (figure en trait pointillé).

Représentons les bruits du quadripôle amplificateur et ceux des résistances R_c et R_1 comme le montre la figure III_10_b et admettons, par souci de simplification, que le quadripôle amplificateur soit modélisable par deux éléments seulement, sa résistance d'entrée R_i et une source de tension liée à V_1 .

Pour évaluer les deux sources de bruit équivalentes associées à l'ensemble étudié (Fig III_10_c), il suffit d'égaliser les tensions de bruit à la sortie des circuits b et c dans les deux cas suivants entrée est en court-circuit puis entrée ouverte.

- Les entrées sont en court-circuit, on obtient

$$\bar{V}_i = \bar{V}_{i_s} + R \left(\bar{i}_{i_s} + \frac{\bar{V}_s}{R_s} + \frac{\bar{V}_r}{R_r} \right)$$

où $R = R_s // R_r$

$$\bar{V}_s^2 = 4.K.T.R_s . f$$

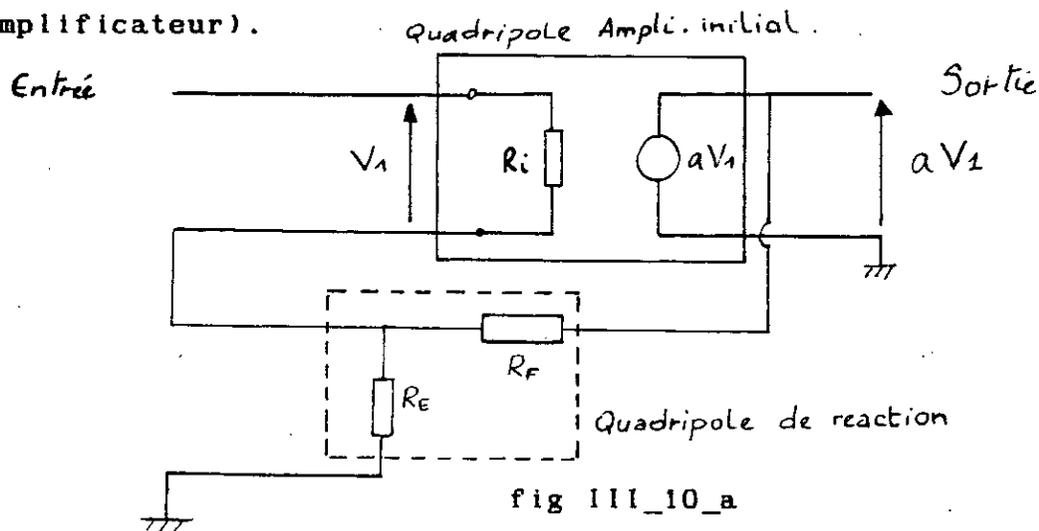
$$\bar{V}_r^2 = 4.K.T.R_r . f$$

En supposant toutes les sources de bruit indépendantes :

$$\begin{aligned} \bar{V}_i^2 &= \bar{V}_{i_s}^2 + R^2 \bar{i}_{i_s}^2 + R^2 \left(\frac{\bar{V}_s^2}{R_s} + \frac{\bar{V}_r^2}{R_r} \right) \\ &= \bar{V}_{i_s}^2 + R^2 \bar{i}_{i_s}^2 + 4.K.T.R . f \end{aligned}$$

Cette expression montre, qu'au terme $\bar{V}_{i_s}^2$ obtenu dans le cas idéaliser ci-dessus , s'ajoutent deux termes supplémentaires ; le premier est généralement négligeable , mais pas le dernier , qui traduit le bruit thermique de résistance $R=R_s // R_r$ sous forme de source de tension.

_ Les entrées sont ouvertes , on obtient immédiatement $\bar{i}_i^2 = \bar{i}_{i_s}^2$. ce résultat est donc identique à celui obtenu dans le cas idéaliser (ce résultat ne serait qu'approximatif si nous avions tenu compte d'une résistance de sortie non nulle du quadripôle amplificateur).



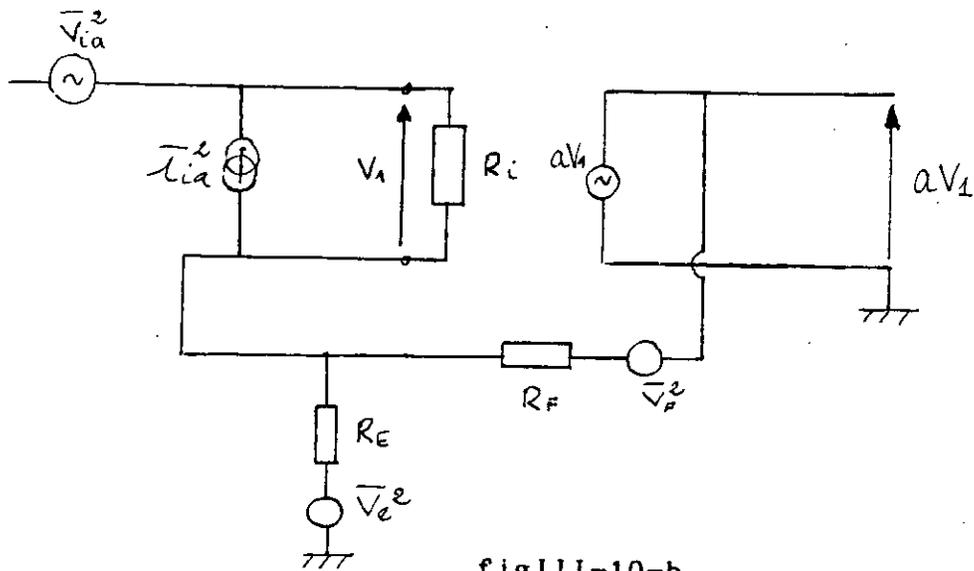


fig III-10-b

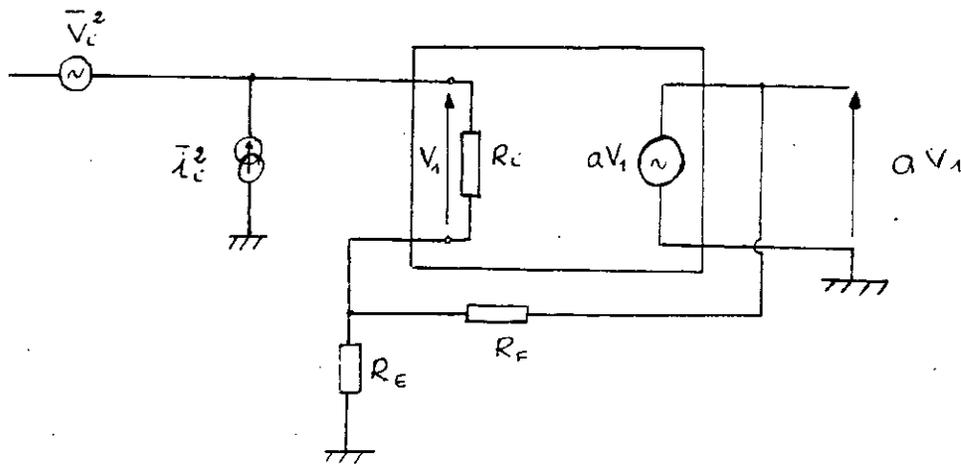


fig III-10-c

III-3-2 CHOIX DU MONTAGE : [18]

Nous avons choisi le montage amplificateur de tension sans inversion de signe d'impédance d'entrée très élevée donc à entrée FET (fig III-11).

R_i peut prendre trois valeurs pour varier le gain du montage.

Le premier étage d'amplification sert à adapter notre signal et l'amplifier avec un gain $G_1 = 11$.

— le câble coaxial sert à transmettre le signal délivré par le PVDF, il est : antistatique, à faible bruit et fournit une sortie en tension électrique proportionnelle au signal d'entrée.

— Le 2^{ème} étage, son rôle est d'augmenter le gain du montage globale.

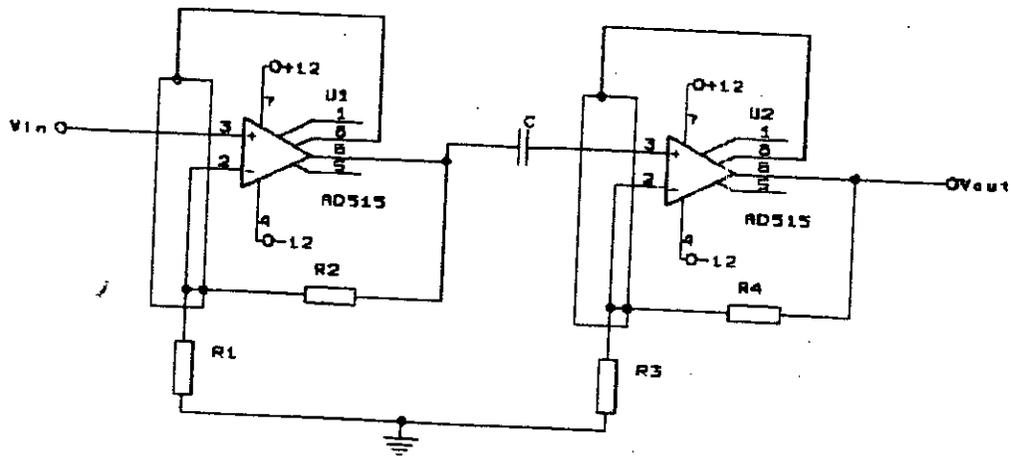


fig III_11

III-3-3 PRECAUTIONS : [17]

_ Afin d'éviter le bruit du secteur 50Hz, en utilise entre les deux étages un filtre passif en double de T qui est rejecteur du 50Hz et un amplificateur adaptateur (fig III_12).

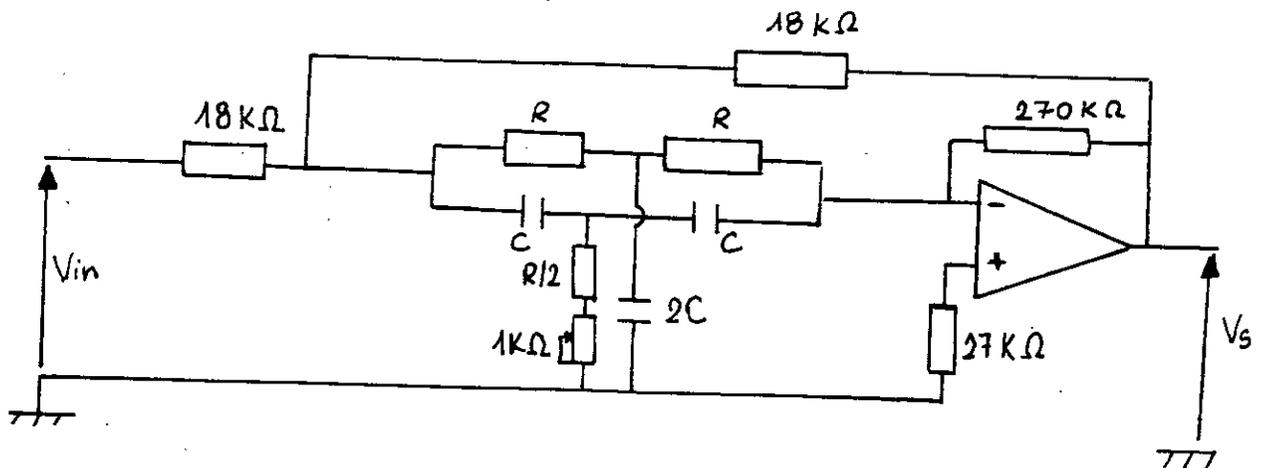


fig III_12

f : fréquence rejecter $f = \frac{1}{2\pi RC} = 50\text{Hz}$

on pose $C = 100\text{nF} \rightarrow R = 32\text{k}\Omega$.

$G = 1$.

_ Ou bien on utilise un blindage électrostatique lié à la masse.

Nous avons choisi le deuxième cas parce que nous ne disposons pas des résistances à couche métallique de ces valeurs, et pour ne pas erroner notre signal par le filtre rejecteur qui est un atténuateur et sa bande passante est un peu large, et aussi pour minimiser l'encombrement et réduire le coût du montage.

_Nous avons aussi mis un anneau de garde qui sert à protéger les deux entrée de l'amplificateur, cet anneau est lié au boîtier(métallique).

III-3-4 ETUDE DE L'AMPLIFICATEUR DE TENSION:

Pour étudier le gain en fonction de la fréquence, nous avons injecté à l'entrée un signal d'amplitude constante et nous avons fait varier la fréquence, les résultats sont traduis sur le graphe de la figIII_12.

Pour le 1^{er} gain: $f{c_b} = 1.4\text{Hz}$, $f_{c_h} = 80\text{KHz}$, $G = 116$

Pour le 2^{er} gain: $f{c_b} = 1.4\text{Hz}$, $f_{c_h} = 50\text{KHz}$, $G = 233$

Pour le 3^{er} gain: $f{c_b} = 1.3\text{Hz}$, $f_{c_h} = 30\text{KHz}$, $G = 350$

f_{c_b} : fréquence de coupure basse

f_{c_h} : fréquence de coupure haute

III_4 AMPLIFICATEUR DE COURANT:[17][18]

Nous avons utilisé le convertisseur courant-tension de la figIII_13.

ce qui concerne le bruit, l'étude est identique à celle de l'amplificateur de tension entrée ouverte.

La résistance R, qui définit le gain du montage, doit être une de faible bruit, elle peut prendre trois valeurs pour avoir un gain variable.

on a prit les même précautions pour réduire l'effet du bruit(anneau de garde et câble coaxial).

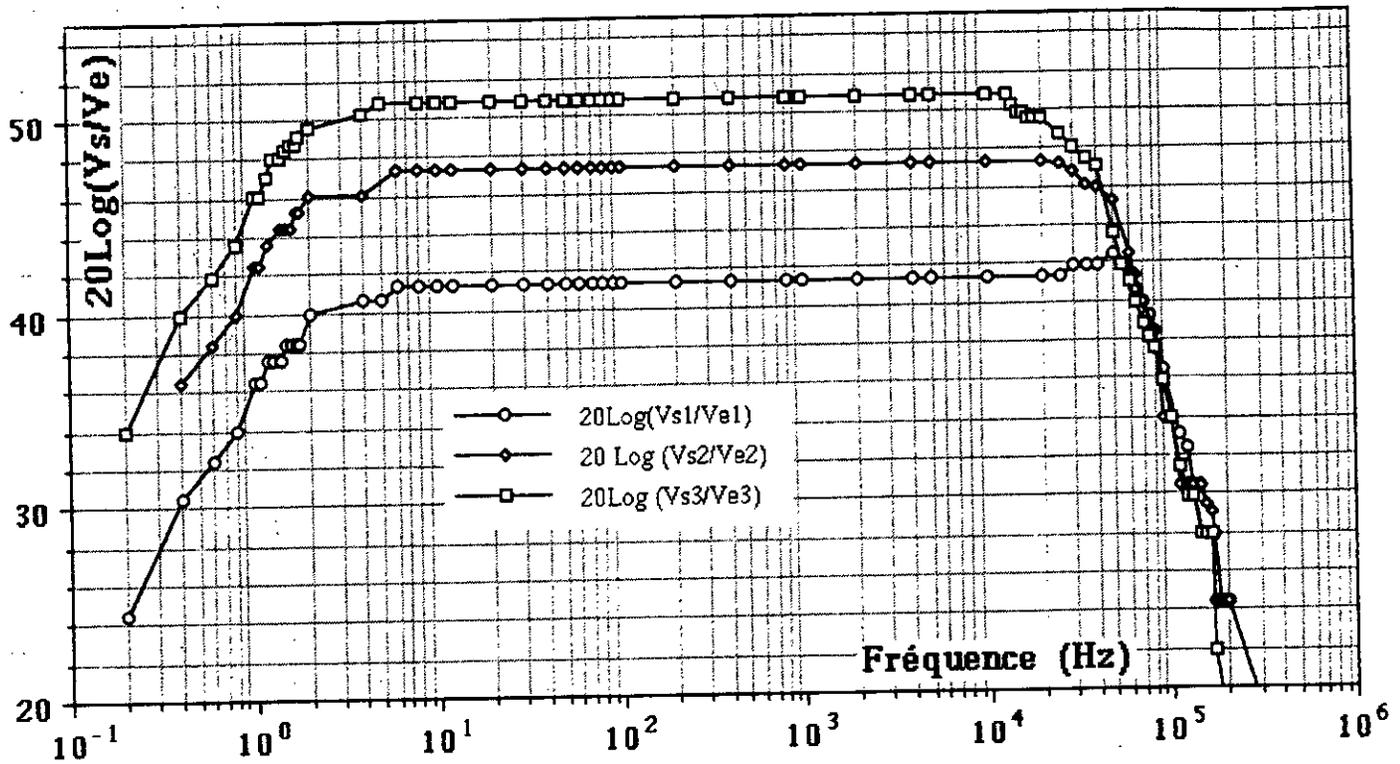
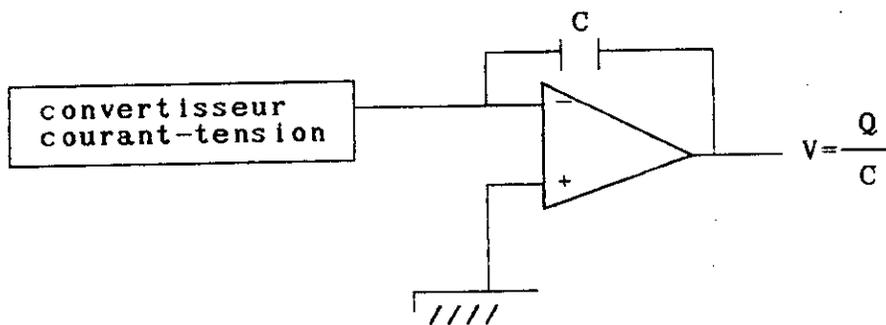


fig III_12 gain de l'amplificateur de tension en fonction de la fréquence

On peut mesurer la quantité de charge si on joint en cascade un amplificateur de charge, la capacité définit son gain.



C:capacité (dizaine de picofarade).

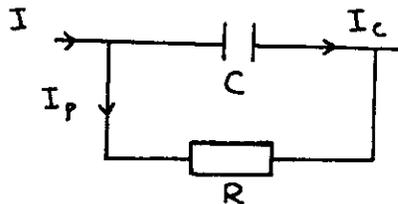
III-5 DETERMINATION DU COEFFICIENT PYROELECTRIQUE: [1]

Nous avons vu dans le chapitre précédent qu'un détecteur pyroélectrique s'échauffe lors de l'absorption d'un flux lumineux , ce qui engendre à ses bornes une tension pyroélectrique . Pour déterminer le coefficient pyroélectrique , deux méthodes peuvent être utilisées ; soit on soumet l'échantillon à un rayonnement issue d'un corps noir , soit on le chauffe directement par une source d'énergie pour lui faire subir une variation de température , les mesure sont meilleurs si on arrive à échauffer le matériau uniformément .

La méthode originale que nous allons étudier , repose sur l'échauffement du matériau par un signal électrique alternatif de fréquence supérieur à 400KHz . Elle offre par rapport à la technique conventionnelle l'avantage d'être simple , et ne nécessite aucun étalonnage , de plus l'échauffement s'effectué d'une façon uniforme .

III-5-1 PRINCIPE DE L'ECHAUFFEMENT :

Considerons un film diélectrique , métallisé , avec une constante diélectrique ϵ et une tangente d'angle de perte $\text{tg}\delta$ à une fréquence donnée . Les éléments passifs du modelé électrique équivalent sont : une résistance R en parallèle avec une capacité C , comme l'indique le schémas suivant :



I_p : courant de pertes diélectrique

$I_p = U/R$, $I_c = U.(1/R+jwC)$

Lorsque l'échantillon est soumis à un champ électrique alternatif, il s'échauffe . Cet échauffement est dû aux pertes par effet joule dans la résistance de fuite , et se traduit par :

$P = R . I^2$

$$\text{or } \operatorname{tg}\delta = \left| \frac{I_p}{I_c} \right| = \frac{1}{R.C.w}$$

la puissance perdue d'où par effet Joule devient :

$$P = (U.C.w)^2.R.\operatorname{tg}^2\delta = U^2.C.w.\operatorname{tg}\delta$$

En outre le champ électrique est donné par l'équation : $E = U/d$;
et la puissance dissipée devient alors :

$$P = (E.d)^2.C.w.\operatorname{tg}\delta$$

De plus , la valeur de la capacité C est égale à : $C = \epsilon.A/d$

$$\text{donc : } P = E^2.d.A.\epsilon.w.\operatorname{tg}\delta \\ = E^2.V.\epsilon.w.\operatorname{tg}\delta$$

V : volume du diélectrique

La puissance par unité de volume P_v devient :

$$P_v = p/V = E^2.\epsilon.w.\operatorname{tg}\delta$$

En considérant les pertes thermiques du milieu environnant négligeable , la dissipation de puissance résulte d'une variation de température dT/dt correspond à :

$$\frac{dT}{dt} = \frac{P}{C_v}$$

D'autre part , le coefficient pyroélectrique \mathcal{K} est donné par :

$$\mathcal{K} = \frac{C.dU}{A dt} \frac{C_v}{E^2.\epsilon.w.\operatorname{tg}\delta}$$

La formule ci-dessus permet de déterminer aisément le coefficient pyroélectrique , on mesure uniquement la tension délivrée par le capteur pendant une certaine durée .

la figure III_14 donne l'évolution du facteur de perte diélectrique $\operatorname{tg}\delta$ pour le PVDF en fonction de la fréquence du signal appliqué au matériau .

III-5-2 PRINCIPE DE LA MESURE:

L'impulsion électrique est appliquée à l'échantillon C . Après un filtrage passe-bas permettant de bloquer l'impulsion électrique et ne laissant passer que la réponse générée par l'échantillon.

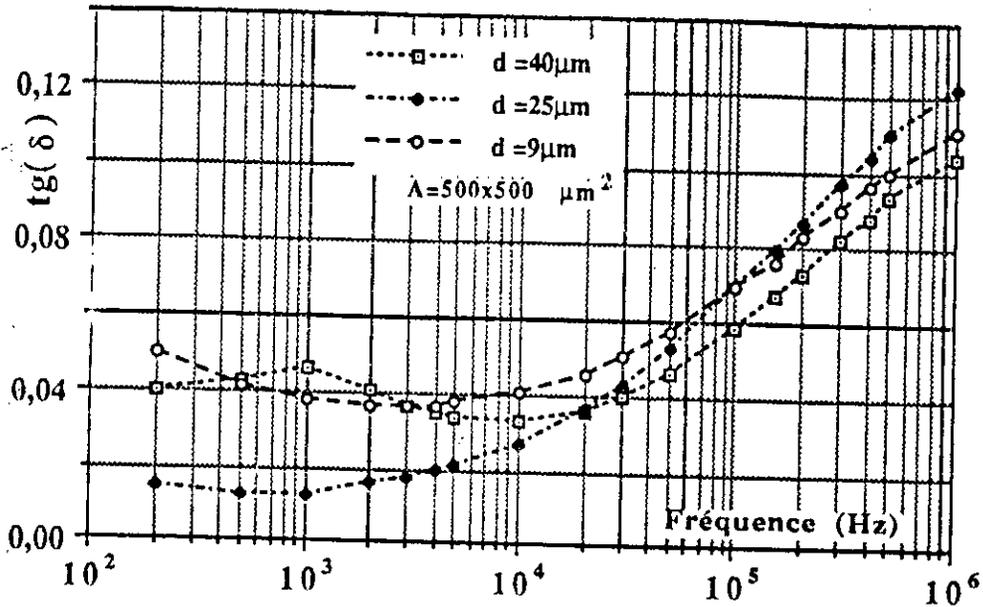


fig III_14: Variation de l'angle de perte diélectrique en fonction de la fréquence.

Cette dernière est mesurée par un amplificateur de tension. la fig III_15 représente le synoptique de la mesure.

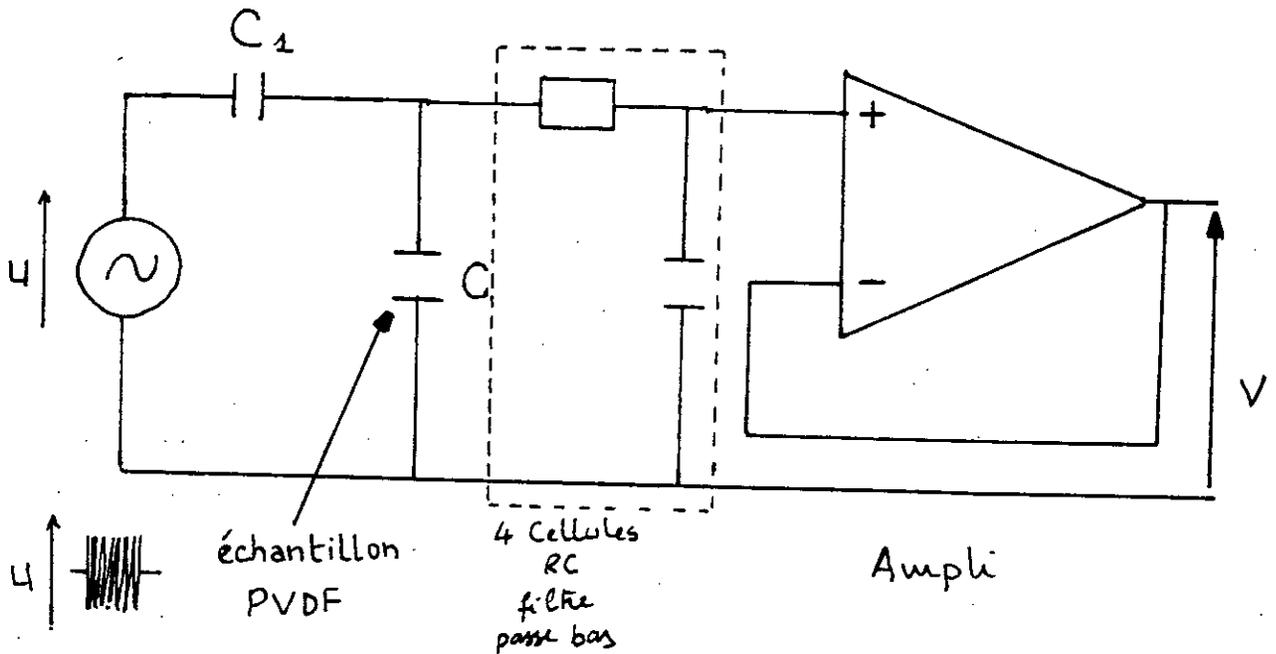


fig III_15 : principe de la mesure du coefficient pyroélectrique

La grande valeur de C_1 devant C (C étant la capacité de l'échantillon) garantie une réponse linéaire du circuit .

L'amplificateur utilisé est un amplificateur opérationnel de forte impédance d'entrée constitué par des JFET intégrés. Le montage de la mesure est représenté sur la fig III_16 .

Le NE555 contrôle la durée de l'impulsion électrique suivant la constante du temps :

$$\tau_1 = 1,1.R_4.C_3$$

Le paquet de sinusoïdes est généré par le SN74LS221 (voir annexe) qui contient deux monostables intégrés, ces broches sont connectées de telle sorte que le passage d'un monostable au niveau bas introduit le passage de l'autre au niveau haut. Ceci est réalisé en connectant la sortie Q de chaque monostable avec l'entrée B de l'autre.

La durée de l'impulsion d'un monostable est donnée par l'équation :

$$\tau_2 = 0,7R_{5,6}.C_{4,5} \text{ pour } 10p < C_{4,5} < 10\mu$$

$$2K < R_{5,6} < 100K$$

On peut varier l'amplitude des sinusoïdes à l'aide du potentiomètre R_7 et l'amplificateur de tension à base du transistor Q_2 . Le calcul des éléments de ce dernier est le suivant :

$E = 24V$ tension d'alimentation

$I_c = 15mA$ courant collecteur

donc $I_b = 15/100 = 0.15mA$ courant base et $I = 10.I_b = 1.5mA$

Pour avoir le maximum d'amplification sans écrêtage de la tension de sortie , il faut que le point de repos du transistor soit au milieu de la droite de charge. Il faut donc que $V_{c.e.}$ soit égale à la moitié de la tension d'alimentation :

$$E = R_c I_c + V_{c.e.} + R_e I_c$$

$$R_c + R_e = (E - V_{c.e.}) / I_c = E / (2I_c) = 24 / (2 \cdot 15 \cdot 10^{-3}) = 800\Omega$$

on aura donc pour les résistance collecteur et émetteur :

$$R_c = 700\Omega \text{ soit } (470 + 220)\Omega$$

$$R_e = 100\Omega$$

$$\rightarrow V_e = R_e I_c = 100 \cdot 15 \cdot 10^{-3} \text{ tension émetteur}$$

$$\rightarrow V_b = 1,5 + 0,6 = 2,1V \text{ tension base}$$

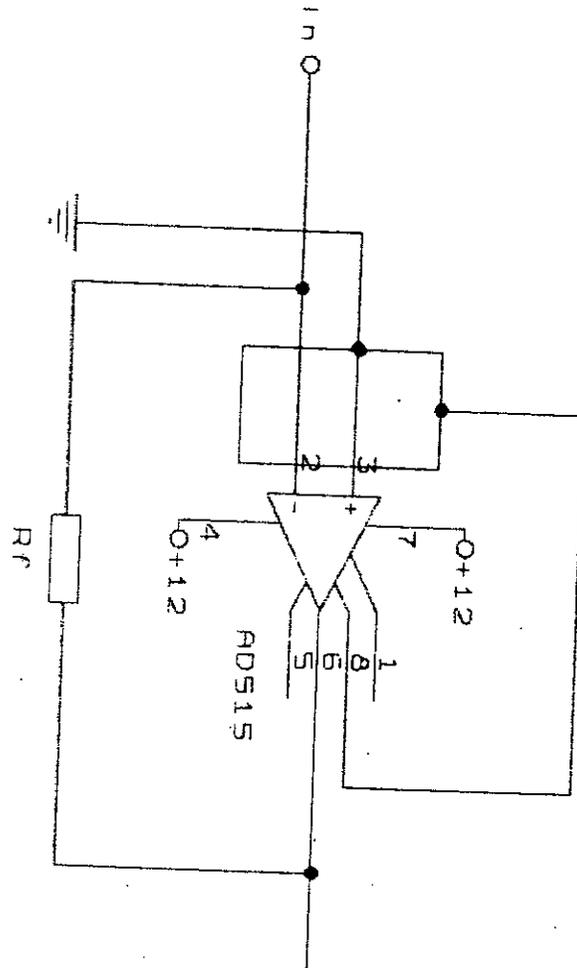


fig III-13 mesure en courant

--> $R_{b_2} = V_b / I = 2,1 / 1,5 = 1,4 K\Omega$ soit 1,5 K Ω normalisée

--> $R_{b_1} = (E - V_b) / (I + I_b) = (24 - 2,1) / (1,5 + 0,15) = 13,27 K\Omega$

soit 12K Ω normalisée.

Le filtre passe bas est réalisé par quatre cellules RC, sa réponse gain en fonction de la fréquence est représentée sur le graphe de la fig III_17 . Ce filtre est suivi d'un amplificateur de tension à base de l'AO AD515.

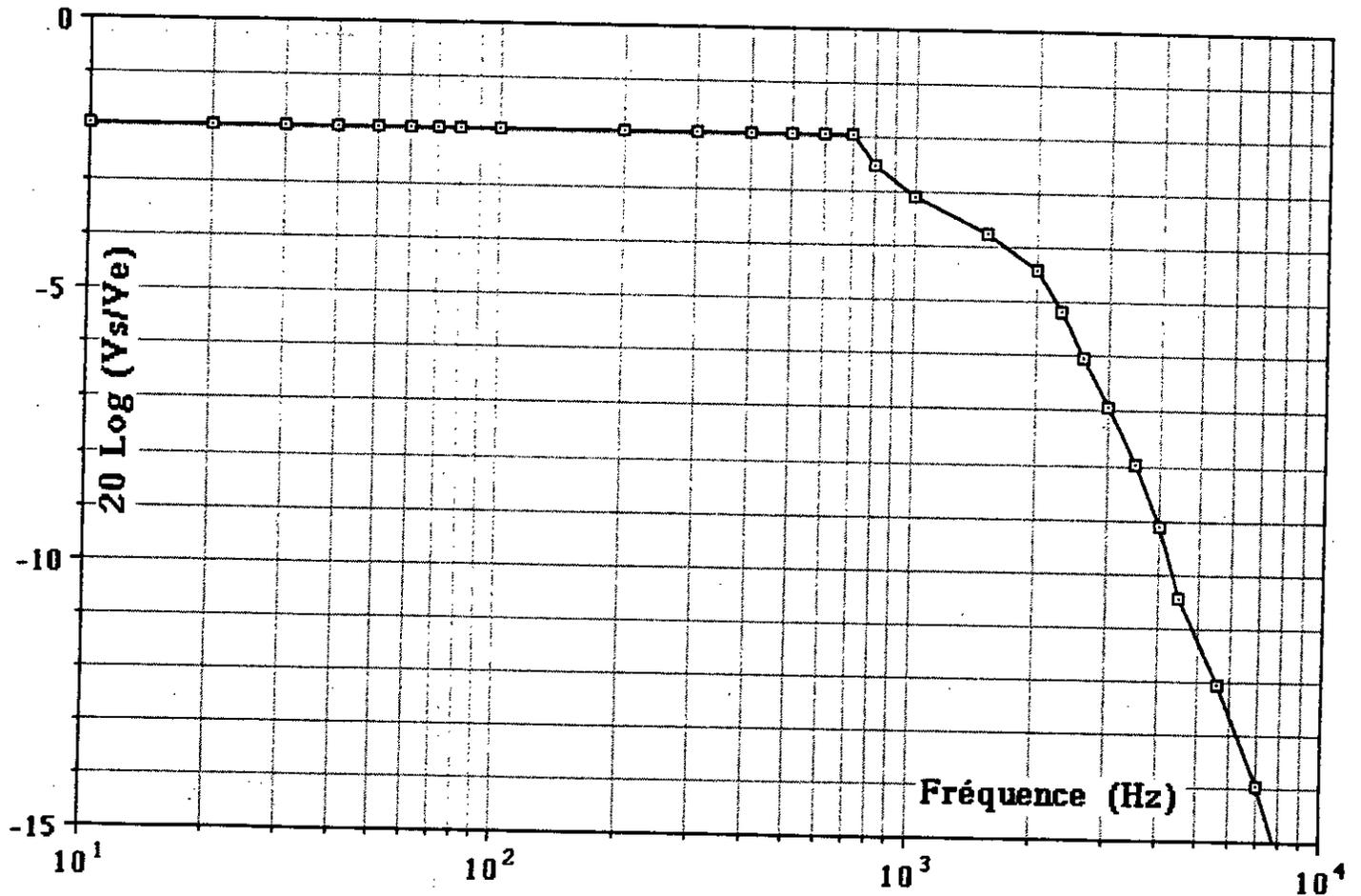


fig III_17 : la réponse fréquentielle du filtre passe bas

III-6 CONCLUSION :

Dans ce chapitre nous avons présenté les critères de choix des éléments qui nous ont permis de réaliser les dispositifs suivant :

_ Amplificateur de tension à trois gains , qui permet de mesurer des tensions jusqu'à quelque microvolts .

_ Convertisseur courant-tension à deux gains (dans le même boîtier que l'amplificateur de tension) qui permet de mesurer des courants jusqu'à une dizaine de picoampère .

_ Un troisième montage permettant de mesurer le coefficient pyroélectrique et qui génère des paquets de sinusoïdes de fréquence pouvant arriver à 1MHz pendant des durées différentes et d'amplitude variant de 0 à 10V.

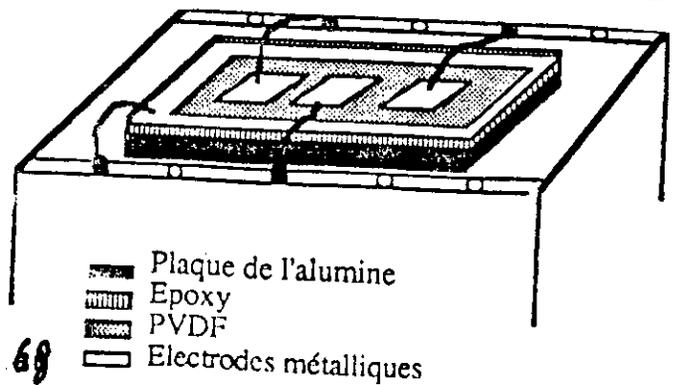
La validation du fonctionnement des différent montages sera présentée dans la partie essais et mesures .

ESSAIS ET MESURES

Dans le but de valider le fonctionnement des différents dispositifs de mesure, nous avons effectué des essais sur des différents films de PVDF dont les caractéristiques sont représentées sur le tableau suivant :

échantillon	1	2	3
épaisseur (μm)	6	9	25
type de polarisation	corona (solvay)		
type de métallisation	évaporation sous vide		
couche absorbante	sans couche absorbante		
composition	100 % PVDF		
température de curie	100°C - 120°C		

Après avoir préparé les différents échantillons, chaque capteur est monté sur un support de circuit intégré. un support isolant est placé entre le support du circuit intégré et le capteur. On fixe sur les deux faces du capteur, avec la laque d'argent, à travers deux fils de cuivre de 0,1mm de diamètre, ces derniers sont soudés sur deux plots du support du circuit intégré comme l'indique la figure suivante :



MATERIEL UTILISE :

- _ Disque contenant des ouvertures .
- _ Moteur à vitesse variable (PHYWE) .
- _ Fer à souder (pour générer le flux de chaleur) .
- _ L'amplificateur de tension et le convertisseur courant-tension .
- _ Une alimentation stabilisée (phywe).
- _ Oscilloscope à mémoire " PM3310 60MHz "(PHILIPS) .
- _ Table traçante " OMNIGRAPHIQUE 200 RECORDER " .

Dans l'absence d'un corps noir , nous avons utilisé comme source I.R. le fer à souder et un moteur de vitesse variable sur lequel est placé un disque pour remplacer le choper .

Les réponses sont représentées sur la fig III-18 et les résultats sur le tableau (t-III) :

Tenons à remarquer que :

- * Les éléments que nous avons utilisés sont des éléments de laboratoire .
 - * La métallisation des éléments est faite avec l'Aluminium dont le coefficient d'absorption dans le spectre de l'I.R. est de 5% et le coefficient de réflexion est de 95% .
- La couche d'absorption (noir d'or ou noir de carbone) ,que ne possède pas les éléments que nous avons ,est nécessaire pour augmenter les sensibilités (voir dans l'annexe la figure représentant l'émissivité spectrale de différents matériaux dans l'infrarouge thermique) .
- * Les éléments utilisés sont polarisés par la méthode " corona "où un rouleau de film -PVDF passe à travers la machine de polarisation ,donc risque d'avoir une non homogénéité de la polarisation .
 - * l'utilisation des systèmes de focalisation pour concentrer le flux augmente la sensibilité des capteurs .
 - * On utilise généralement le convertisseur courant-tension car la sensibilité en tension dépend de l'impédance du capteur (capacité) est celle-ci change en fonction de la fréquence (voir annexe).

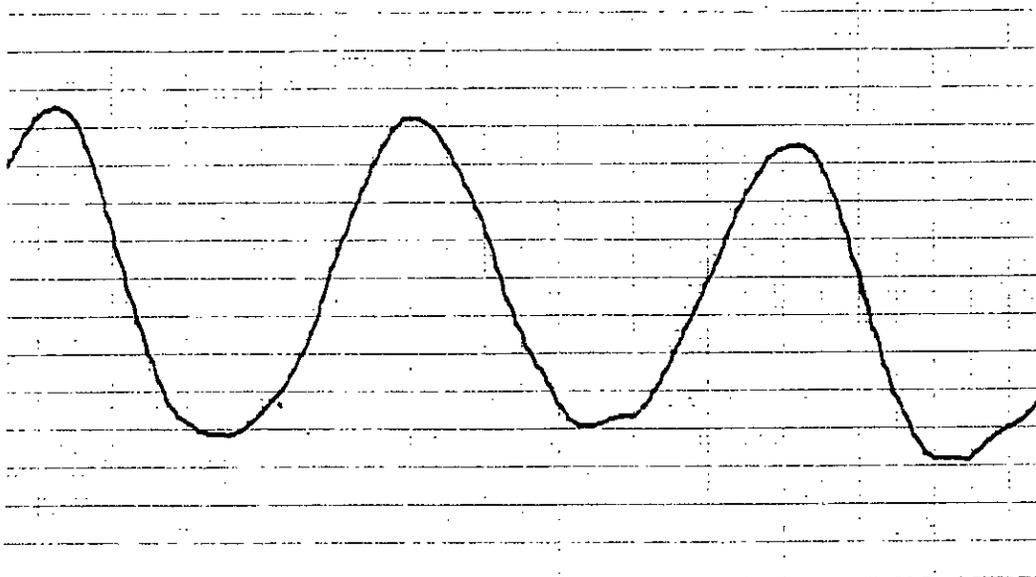


fig-III-a : Réponse en tension pour un capteur pyroélectrique

trique: A = 54mm² d = 6μm échelle y : 50mV/cm
t : 28ms/cm

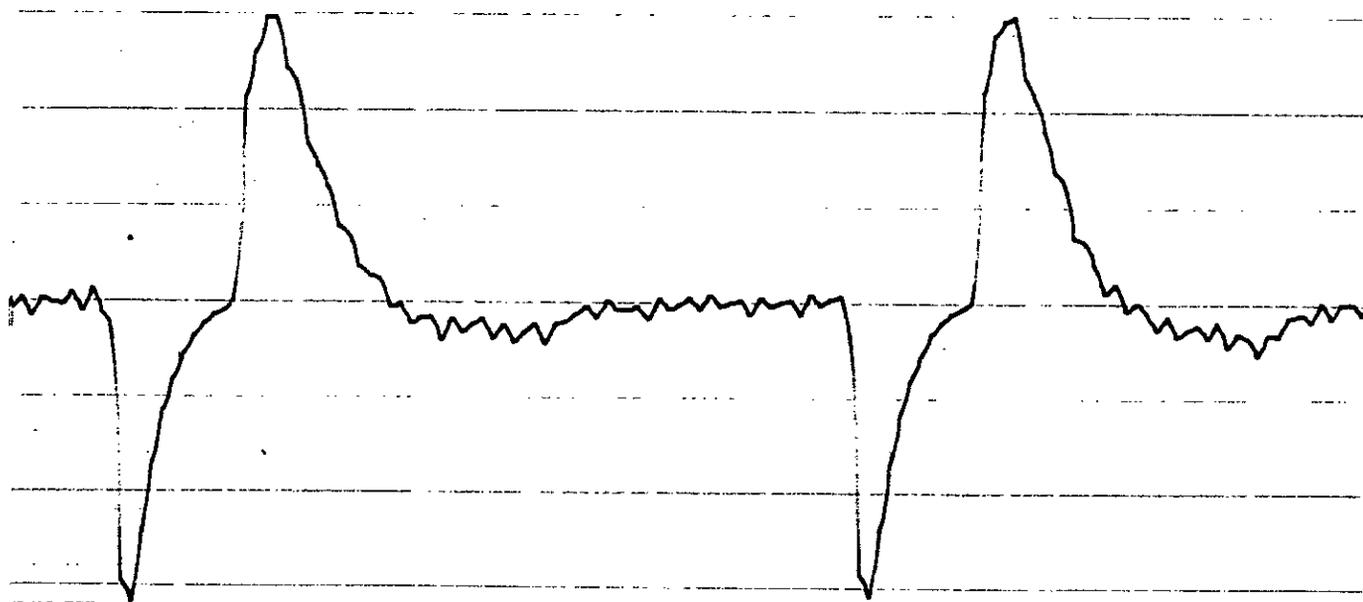


fig-III-b : Réponse en courant pour un capteur pyroélectrique

trique: A = 12.5mm² d = 9μm échelle y : 50mv/cm
t : 70ms/cm

69 - bis

échantillon		temps de montée (ms)	temps de descente (ms)	réponse en tension (μV)
d (μm)	A (cm^2)			
6	1	29,1	23	464
9	1	45	52,5	774
25	1	272	166	622

t-III-1 réponse en tension

échantillon		réponse en courant (pA)
d (μm)	A (cm^2)	
6	1	380
9	1	185

t-III-2 réponse en courant

INTERPRETATION DES RESULTAT :

Sur la fig-III-a le temps de montée représente le temps d'échauffement et le temps de descente représente celui de refroidissement, pour l'amplificateur de courant, on remarque que la réponse en courant est inversement proportionnelle à l'épaisseur du matériau (d) ce qui confirme les résultats théoriques :

$$R_i = \frac{n}{C_v \cdot d}$$

**CONCLUSION
GENERALE**

21

CONCLUSION GENERALE

Si nous revenons un court instant sur les tenants et aboutissants du programme général dans lequel s'insère le travail que nous venons de présenter.

Rappelons qu'il se propose réaliser trois dispositifs de mesures pour caractériser et déterminer les performances d'un capteur infrarouge passif. Ce dernier sera capable de former ultérieurement des éléments d'un système de détection ou d'imagerie d'une caméra I.R à base du P.V.D.F. Ce matériau était alors plus noble par des applications piezoélectriques, que comme élément sensible d'un capteur pyroélectrique.

A partir de là, le premier challenge relevé par l'équipe impliquée dans cette étude, a été de montrer la faisabilité et le bon fonctionnement de tels dispositifs à travers un élément sensible de P.V.D.F.

Nous pouvons dire que le but tracé est atteint malgré que nous avons été confronté pour ce travail à deux difficultés majeures, qui sont l'impossibilité d'utiliser un élément d'adaptation d'assez forte impédance d'entrée (électromètre) et l'obligation de nous reporter sur un ampli-op d'impédance d'entrée faible. L'absence de détecteur en polymère convenablement monté (Montage sous vide) pour faire tous les mesures que nous avons voulu réaliser.

Nous pouvons dire également, en dépit du peu de temps qu'il faut pour de tel sujet nouveau, nous avons pu atteindre l'objectif fixé. Les dispositifs d'amplification de courant

et de tension à gain variable pourraient facilement être ultérieurement utilisé par l'équipe travaillant sur les détecteurs I.R. Pour le troisième dispositif, il serait souhaitable d'apporter une amélioration au niveau de l'adaptation. Notons le bon fonctionnement de toutes la chaîne de mesure.

Enfin et pour conclure, ce stage nous a par conséquent montré qu'il ne fallait pas arrêté par les problèmes qui se posent tout au long d'une étude comme celle-ci. Nous rajoutons que les discussions que nous avons eu au sein de l'équipe nous ont permis d'aborder un sujet nouveau, ce qui a rendu cette période à la fois très intéressantes et très enrichissante.

ANNEXE

34

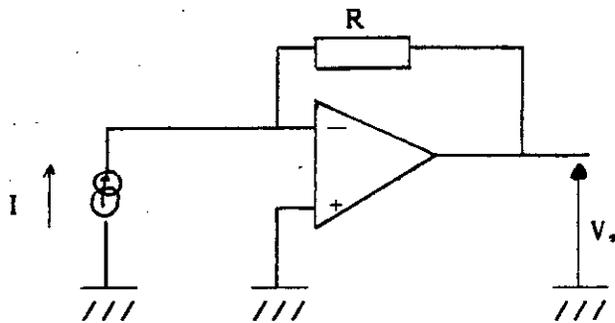


Fig III_3a

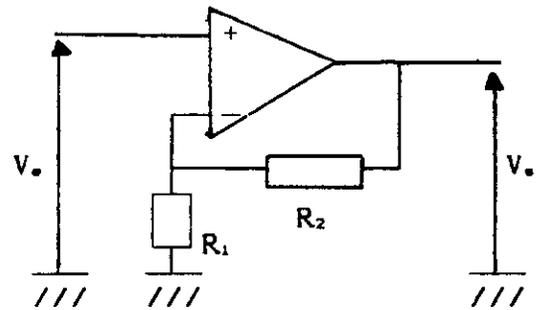


Fig III_3b

STABILITE DU MONTAGE:

Si le système fonctionne en amplificateur, la sortie est proportionnelle à l'entrée. L'entrée étant constante, si un parasite vient perturber la sortie, celle-ci doit revenir à sa position d'équilibre fixée par l'entrée. Le système est stable.

Nous allons examiner la réaction du montage de la (fig III_3a) bouclé sur l'entrée -, l'A.O a une Amplification $A > 0$. Supposons que V_o soit constante et que V_e augmente brusquement.

$$dV_e > 0 \implies de- > 0$$

La tension $e-$ varie dans le même sens que V_e , la tension $e+ = -e-$ varie en sens inverse et tend à faire revenir V_o à sa valeur initiale, le système est stable.

Rq: Le même raisonnement s'applique si V_e décroît, avec la même conclusion.

L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL IDEAL:

L'A.O idéal possède :

- * un gain A infinie
- * A est indépendant de la fréquence (une bande passante infinie).
- * Si $e+ = e- = 0 \implies V_o = 0$ décalage en tension nul
- * résistance de sortie nulle

* impédance d'entrée infinie

Puisque $A \rightarrow \infty$ alors $e = 0 \Rightarrow e_+ = e_- ; \dot{e}_+ = \dot{e}_- = 0$

i_+ et i_- courants d'entrées

L'AMPLIFICATEUR REEL:

Dans le cas réel l'A.O n'est pas idéal, gain finie, ce qui provoque une erreur sur le gain du montage, cet écart est faible.

Une résistance de sortie non nulle. Une impédance d'entrée non infinie . Bande passante (f_c, f_t)

f_c : fréquence de coupure à -3 db

f_t : fréquence de transition

Une tension de décalage $e_+ = e_- = 0 \Rightarrow V_o \neq 0$

Un courant de décalage produit par les entrées de l'A.O se comporte comme une source de courant continue.

Le constructeur doit donner les valeurs typiques et maximales de deux grandeurs dérivées de I_+ et I_- .

Courant de polarisation $I_p = \frac{(I_+ + I_-)}{2}$

Courant d'offset $I_o = |(I_+ - I_-)|$

Donc le schéma équivalent d'un A.O est le suivant:

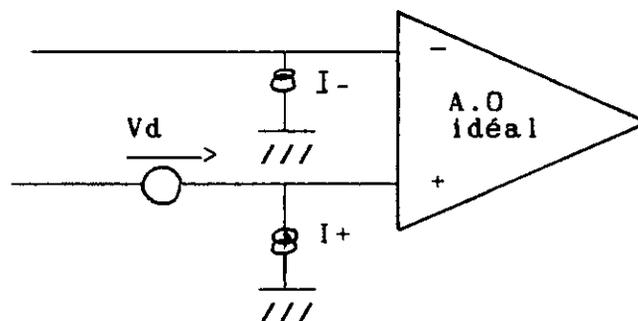


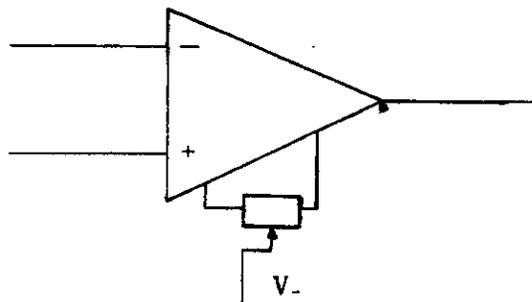
Fig III_4

Pour remédier le problème de décalage:

- Pour la tension de décalage on utilise un potentiomètre entre les bornes de compensations de l'A.O dont le curseur est

connecté à l'alimentation négative (Fig III_5).

L'action sur le potentiomètre permet de compenser



(Fig III_5)

Si l'A.O ne possède pas les entrées de compensation, on utilise un circuit de compensation, par l'application d'une tension externe.

Les circuits de compensation différent d'un A.O, à l'autre, il est nécessaire de consulter les notes techniques des constructeurs.

- Pour le courant de décalage ce sont ces résistance associé à l'A.O leurs valeurs doivent être choisit, pour cela on court-circuite l'entrée et on calcule les paramètres du montage en supposant $V_s = 0$.

CHOIX D'UN AMPLIFICATEUR:

Lorsqu'on désire amplifier un signal délivré par une source donnée de façon à obtenir le meilleur rapport signal sur bruit à la sortie d'un système, il est souvent nécessaire de faire un choix parmi les amplificateurs existants.

Un premier élément de choix est la bande passante de l'amplificateur: elle doit être juste suffisante pour couvrir le spectre des signaux utiles, car une bande passante plus large que celle nécessaire entraîné un croisement du bruit total.

Si l'on connaît le facteur de bruit de chaque amplificateur disponible associé à une résistance égale à celle de la source, le facteur de bruit étant exprimé au voisinage de diverses fréquences du spectre utile, le choix est simplifié :

Il suffit d'adopter l'amplificateur dont le facteur de bruit paraît le plus faible, mais ce cas est exceptionnel.

Dans le cas général, il faut faire le choix à partir des valeurs des sources équivalentes de bruit à l'entrée $\overline{V_i^2(f)}$ et $\overline{I_i^2(f)}$ relatives à chaque amplificateur, supposées connues en fonction de la fréquence.

CONCEPTION DES SYSTEMES A FAIBLE BRUIT:

- IDEES GENERALES:

Le problème de conception d'un système à faible bruit est généralement le suivant :

Une source de signal (PVDF dans notre cas) caractérisée par ses niveaux extrêmes d'amplitude, son spectre de fréquence, son indépendance, son bruit associé, est donnée ; on s'impose les caractéristiques de transmission d'un Amplificateur : gain, bande passante, stabilité, charge ; comment concevoir cet Amplificateur pour obtenir le bruit le plus faible possible à la sortie, ou, ce qui revient au mieux, le bruit équivalent le plus faible à l'entrée du système composé de la source du signal, de l'amplificateur et de sa charge. En fait, on cherche à rendre le bruit inférieur à une valeur que l'on s'impose de façon à rendre satisfaisant le rapport signal sur bruit.

- REMARQUES SUR LE CHOIX DU DISPOSITIF ACTIF D'ENTREE:

Le choix du dispositif d'entrée dépend d'abord de la valeur de la résistance de source R_s et de la gamme de fréquence, mais il est difficile de dire a priori quel est le type de dispositif à choisir.

R. Ω	Amplificateurs utilisés
1 - 100	Couplage par transformateur
15 - 1 M	Transistor bipolaire
1 K - 1 M	Amplificateurs intégrés
1 K - 1 G	JFET
500K - 100G	MOSFET

Lorsque R_s est très faible, si l'on veut adapter la source à la résistance d'entrée de l'amplificateur dans le but d'optimiser le gain en puissance de l'ensemble étudié, il est souvent intéressant d'utiliser un transformateur (car la résistance d'entrée de l'amplificateur est rarement très faible), mais ceci n'est possible que si la bande passante permise par le transformateur est suffisante, ce qui n'est pas le cas s'il faut transmettre des informations continues ou de très basses fréquences.

Lorsque la valeur de R_s est "moyenne" (comprise entre 50Ω et $10^6\Omega$) les transistors bipolaire sont les plus intéressants ils ont l'intérêt de permettre des réglages utiles par ajustage du courant de collecteur.

Les transistors a effet de champ à jonction peuvent être utilisés lorsque R_s est supérieure à $10^3\Omega$, mais ils sont surtout intéressants lorsque R_s est supérieure à $10^5\Omega$ environ à cause de la très faible valeur de i_n^2 qui les caractérise.

Dans certains cas, ils permettent en outre d'obtenir une plus faible valeur de \bar{V}_n^2 que les transistors bipolaire ; par exemple aux fréquences inférieures à 10 Hz, certains JFET dont le bruit en $1/f$ est très faible peuvent donner à cet égard meilleurs résultats que des transistors bipolaire lorsque l'amplificateur est utilisé avec des sources de résistances très diverse, variant entre de larges limites, comme dans le cas des amplificateurs d'instrumentation, on préfère généralement adopter un JFET pour réaliser le premier étage.

Un bon JFET est généralement caractérisé par une valeur

Un bon JFET est généralement caractérisé par une valeur légèrement plus élevée de \bar{V}_i^2 et une valeur notablement plus faible i_i^2 . Cette dernière propriété est particulièrement intéressante quand la source est inductive, et la gamme de fréquence est large.

La forte résistance d'entrée et la faible capacité d'entrée des JFET constituent d'autres avantages particulièrement intéressants dans les amplificateurs de tension.

Lorsque l'impédance de la source est très élevée, les MOSFET peuvent être avantageux à cause de leur source i_i^2 très faible, bien que leur source \bar{V}_i^2 contient un bruit en $1/f$ beaucoup plus fort que celui des JFET.

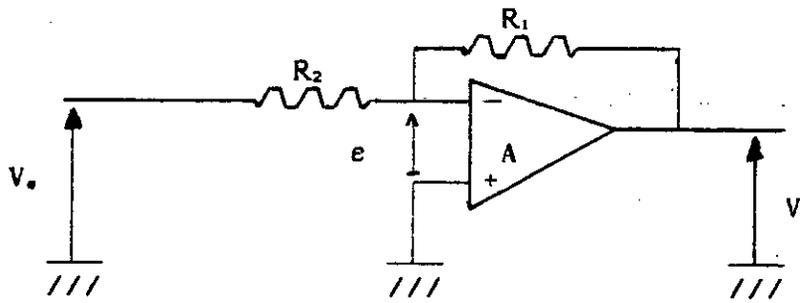
Souvent, on préfère utiliser des Amplificateurs réalisés sous forme de circuit intégré, à cause de leur petite taille et de leur faible coût.

Il faut cependant noter que si un Amplificateur opérationnel est associé à des résistances pour obtenir un gain en tension faible (10 par exemple) et une large bande passante (environ 10^6 Hz par exemple) les résistances en question apportent un bruit supplémentaires non négligeable qui peut être du même ordre ou plus grand que celui apporté par l'amplificateur lui-même.

PROPOSITIONS DU MONTAGE ET PRECAUTIONS A RESPECTER :

Pour le choix du montage Amplificateur de tension il y a des montages fondamentaux utilisant des Amplificateur opérationnel. Nous supposons que les amplificateurs opérationnels sont idéaux.

* Amplificateur de tension avec inversion de signe: fig III_6



(Fig III_6)

Calculons le gain et l'impédance d'entrée si A et Z_e ne tendent pas vers l'infinie.

$$A = \frac{V_s}{V_e} = - \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{A_v} \left[1 + \frac{R_1}{R_2 Z_e} \right]} \quad (III_1)$$

Si l'A.O est idéal $A_v \Rightarrow \infty$

$$\Rightarrow A = - \frac{R_1}{R_2} \quad (III_2)$$

avec un A.O parfait, $Z_e = R_e = R_2$

La résistance de sortie n'est pas nulle dans ce cas

$$R_s = \frac{R_s'}{1 + \frac{R_s' (R_2 + Z_e) + A_v R_2 Z_e}{R_1 (R_2 + Z_e) + R_2 Z_e}} \quad (III_3)$$

avec R_s' : Résistance de sortie de l'amplificateur opérationnel.

- AMPLIFICATEUR DE TENSION POUR GAIN IMPORTANT:

Fig (III_7)

On considère que $R_1 \gg R_2$.

La résistance R_2 a une valeur de quelques Kiloohms (ou quelque dizaines de Kiloohms), la résistance R_1 peut avoir, si le gain du montage est important, une valeur de plusieurs dizaines de mégohms, Une telle résistance est une source importante de bruit.

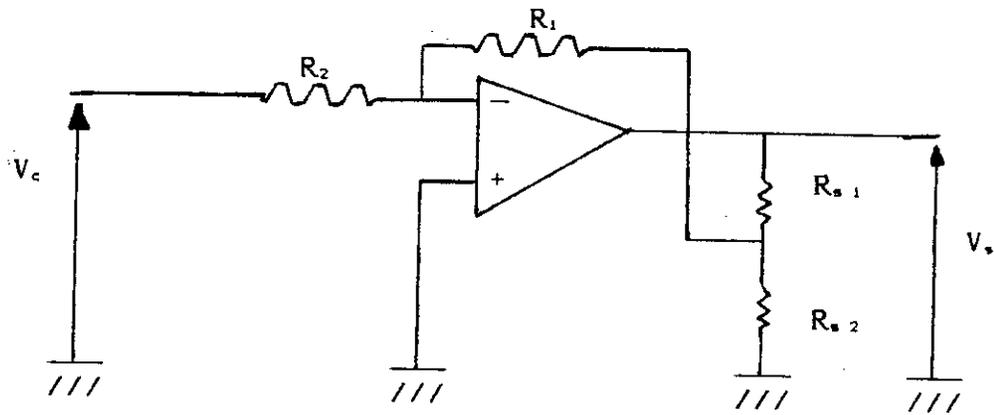


Fig III_7

Dans le cas où \$R_1\$ a une valeur de quelques dizaines de Kiloohms, la résistance \$R_2\$, si le gain du montage est important, a une valeur de quelques dizaines d'ohms (ou quelques centaines d'ohms). Dans ce cas où la résistance d'entrée du montage devient très faible.

Pour éviter ces inconvénients, on place, à la sortie de l'A.O deux résistances \$R_{s1}\$ et \$R_{s2}\$ comme il est indiqué sur le schéma de la figure précédente.

$$\text{Son gain } A = - \frac{R_1}{R_2} \left[\frac{R_{s2} R_1 + R_{s1} R_1 + R_{s1} R_{s2}}{R_{s2} R_1} \right] \quad (III_4)$$

Si \$R_{s1} \ll R_1\$ et \$R_{s2} \ll R_1\$

$$\Rightarrow A = - \frac{R_1}{R_2} \left[\frac{R_{s1} + R_{s2}}{R_{s2}} \right] \quad (III_5)$$

Si l'A.O est idéal \$R_s = R_2\$

AMPLIFICATEUR DE TENSION SANS INVERSION DE SIGNE:

Fig III_8

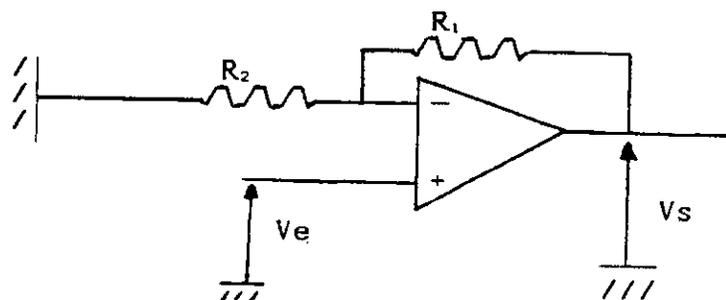


Fig III-8

Si l'A.O est idéal on a: $A = 1 + \frac{R_1}{R_2}$ (III_6)

Si $R_1 \gg R_2$ on peut écrire $A = \frac{R_1}{R_2}$

Si le gain de l'A.O A_v et son impédance d'entrée Z_e ne tendent pas vers l'infinie, la résistance d'entrée du montage est donnée par la formule suivante:

$$R_e = Z_e \left(1 + \frac{A_v R_1}{R_1 + R_2} \right) + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (III_7)$$

- AMPLIFICATEUR DE TENSION SANS INVERSION DE SIGNE

AVEC UN PONT DIVISEUR EN SORTIE: Fig III-9

On considère que l'A.O est parfait. On obtient, tous calculs fait pour la valeur de A.

$$A = \frac{R_2 (R_{s1} + R_{s2}) + R_1 (R_{s1} + R_{s2}) + R_{s1} \cdot R_{s2}}{R_2 R_{s2}} \quad (III_8)$$

Si $R_{s1} \ll R_1$, $R_{s2} \ll R_1$ et $R_2 \ll R_1$

l'amplificateur devient $A = 1 + \frac{R_1}{R_2} \left(\frac{R_{s1} + R_{s2}}{R_{s2}} \right)$ (III_9)

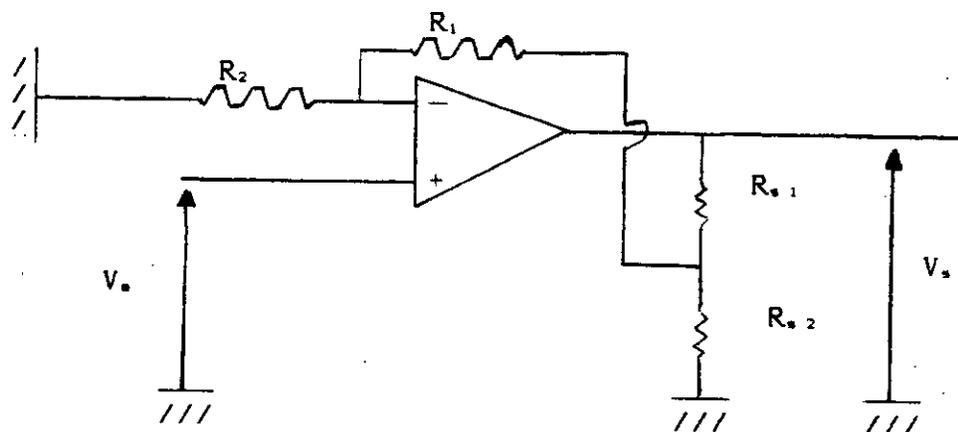
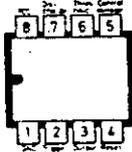


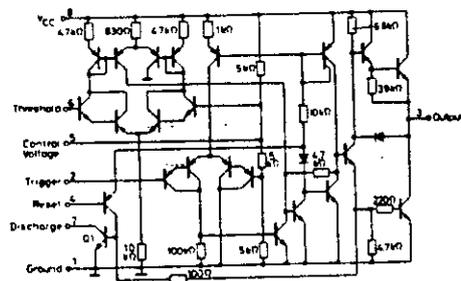
Fig III_9



Characteristics	NE555	SE555	Unit
Supply voltage V_{CC}	4.5 - 16	4.5 - 18	V
Max. input voltage	V_{CC}	V_{CC}	V
Max. output current	± 200	± 200	mA
Max. threshold current	0.25	0.25	μA
Typical rise time	100	100	ns
Temperature range	C	M	
Package	JG, P	JG	

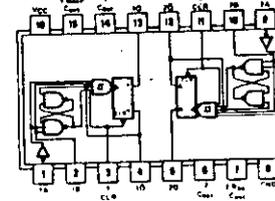
- Timing from microseconds to hours
- Astable or monostable operations
- Adjustable duty cycle
- TTL-compatible outputs

Schematic:



Precision timer

NE555
SE555



	Standard	Low Power Schottky	Schottky	Low Power	High Speed
Input clamping diodes	yes	yes			
Variation of output pulse width	20 ns - 28 ns	20 ns - 70 ns			
Min. input pulse width, A, B	50 ns	40 ns			
Min. clear pulse width	20 ns	40 ns			
Typ. propagation delay time of A	47.5 ns	47.5 ns			
Typ. propagation delay time of B	37.5 ns	37.5 ns			
Typ. power dissipation	130 mW	23 mW			

Function table

- Triggereable by positive and negative transition
- Min. pulse rise/fall time at A: 1V/ μs
- Min. pulse rise/fall time at B
- Schmitt-trigger input: 1 V/s
- Clear function is independent of input levels
- Pin assignment equal to '123 and 'LS123

Clear	Inputs		Outputs	
	A	B	Q	\bar{Q}
L	X	X	L	H
X	H	X	L	H
X	X	L	L	H
H	L	↑		
H	↑	H		

positive logic

Test point	Level	Fan-in/Fan-out			
		Inputs	Outputs	Inputs	Outputs
clear	L	2.0	2.0		
B	L	2.0	2.0		
A	L	1.0	1.0		
Outputs	L	10.0	20.0		
	H	26.0	20.0		

Dual monostable multivibrators with Schmitt-Trigger inputs and clear

SN74221
SN54221

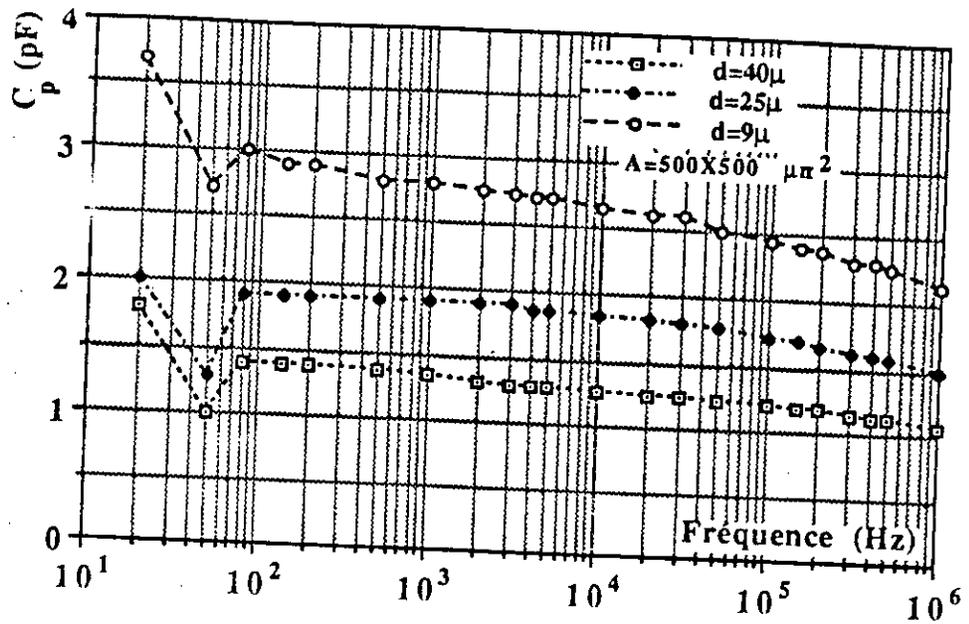
SN74LS221
SN54LS221

TABLEAU: A CARACTERISTIQUES DES FERROELECTRIQUES LES PLUS UTILISEES					
Composés	T _c °C	p _r (1) C/m ⁻²	ε _r (1)	E _c (1) 10 ⁵ V.m ⁻¹	Classe (2)
BaTiO ₃	130	0.26	160(//p _r) 2000(⊥p _r)	1	①
Pb(Zr,Ti)O ₃ (PZT)	150 à 500 0	20 à 0.50	500 à 2500	0.5 à 2	①
LiNbO ₃	1210	0.70	31-48	> 10	①
LiTaO ₃	618	0.50	46-54	> 10	①
Ba _{0.5} Sr _{0.5} Bb ₂ O ₆	100	0.30	400	0.5	①
Ba ₂ NaNb ₅ O ₁₅	560	0.40	250	> 2	①
(NH ₂ CH ₂ COOH) ₃ H ₂ SO ₄ T.G.S	49	0.030	50	> 0.4	③
Polymère (CH ₂ -CF ₂) _n (P.V.D.F)	100	0.06	11-12	10 ⁵	②
CF ₂ -CF ₂ / CHF-CF ₂ PVF ₂ / PTrFE	60 à 140	< 0.1	8 à 12	1 à 10	②

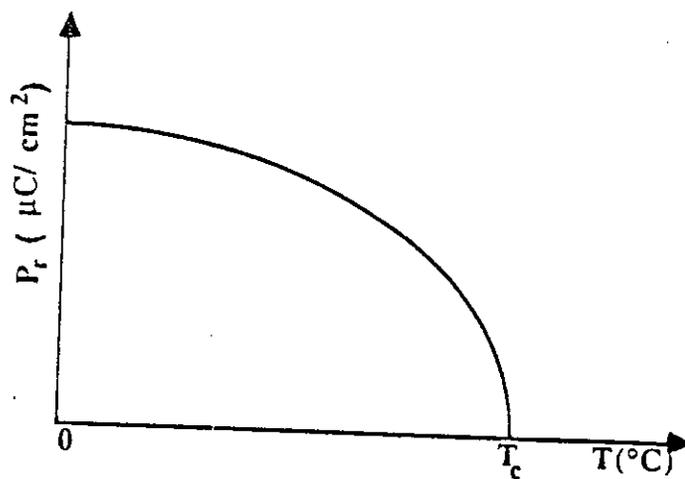
(1) à la température ambiante et à la fréquence de 1 kHz
 ① ferroélectrique à une dimension
 ② ferroélectrique à deux dimensions
 ③ ferroélectrique à trois dimensions

PRINCIPALES APPLICATIONS DES FERROELECTRIQUES ET MATERIAUX UTILISES D'Après (F. Micheron et Ruvez).								
Composés	Matériaux		Applications					
	Monocristaux	Céramiques	Condensateurs	Pyroélectriques	piézoélectriques	Electro-optiques	Photo-ferroélectriques	Photo-électrolytiques
BaTiO ₃	●	●	●	○	○	○	●	○
Pb(Zr,Ti)O ₃ (PZT)		●	○	○	○	○	●	○
LiTaO ₃	●				●	●	●	
LiNbO ₃	●			○	○	●	●	
Ba _{0.5} Sr _{0.5} Bb ₂ O ₆	●			○		●	●	
Ba ₂ NaNb ₅ O ₁₅	●					●	●	
(NH ₂ CH ₂ COOH) ₃ H ₂ SO ₄ T.G.S	●			●				
Polymère (CH ₂ -CF ₂) _n (P.V.D.F)	Polymères Semi-cristallin		●	●	●			

● Situation actuelle
 ○ à l'étude



Variation de la capacité électrique du capteur en fonction de la fréquence (montage des capteurs en l'air)



Variation de la polarisation rémanente P_r en fonction de la température.

LOIS DU RAYONNEMENT THERMIQUE:

Ces lois sont au nombre de cinq:

- _ La loi de PLANK.
- _ Les deux lois de WIEN.
- _ La loi de STEPHAN-BOLTZMANN.
- _ La loi de KIRCHOFF.
- _ Le corps noir, étalon de rayonnement thermique.

Les substances naturelles rayonnent thermiquement selon des lois différentes d'une substance à l'autre. On a pu cependant évaluer, à partir de considérations thermodynamiques, le maximum d'énergie calorifique pouvant être rayonné par la matière à chaque température et longueur d'onde. L'émetteur idéal qui rayonnerait cette énergie porte le nom de corps noir et sert d'étalon de rayonnement.

Les lois physiques décrivent l'émission du corps noir. Aussi on évalue l'énergie émise par les différents corps relativement à celle qu'émettrait le corps noir dans les mêmes conditions, à l'aide de coefficients appelés "émissivités". Connaître la loi de rayonnement d'une substance, c'est connaître ses émissivités totales ou monochromatiques.

REMARQUE: Dans tout ce qui suit, les grandeurs relatives au corps noir seront affectés d'un indice supérieur "Cn".

_ LUMINANCE ÉNERGÉTIQUE SPECTRALE DU CORPS NOIR:

La densité spectrale de puissance ou luminance énergétique spectrale $L_{\lambda}^{cn}(\lambda, T)$, rayonnée par le corps noir, est donnée par le corps noir, est donnée par l'expression:

$$L_{\lambda}^{cn}(\lambda, T) = \frac{2hc^2}{\lambda^5 (\exp(hc/KT\lambda) - 1)} \quad \text{W.S.}^{-1} \cdot \text{m}^{-3}$$

Lorsque le rayonnement se propage dans un milieu dont l'indice

de réfraction "n" est égal à l'unité et en posant:

$$C_1 = 2 \cdot h \cdot C^2 = 1,19 \cdot 10^5 \text{ (W.cm}^{-1} \cdot \mu\text{m}^2 \text{)}$$

$$C_2 = h \cdot C / k = 1,439 \cdot 10^4 \text{ (\mu m} \cdot \text{°K)}$$

avec: λ : longueur d'onde exprimée en μm

T: température en degrés absolus (Kelvin)

C: vitesse des ondes électromagnétiques dans le milieu où se propage le rayonnement

$C = C_0 / n$ avec: n: indice de réfraction du milieu

$$C_0 = 2,9979 \cdot 10^8 \text{ m/s}$$

k: constante de boltzmann ($1,3805 \cdot 10^{-23} \text{ j/°K}$)

h: constante de planck ($6,6255 \cdot 10^{-34} \text{ j.s}$)

$$L_{\lambda}^{e_n}(\lambda, T) = \frac{C_1 \cdot \lambda^{-5}}{(\exp(C_2 / T\lambda) - 1)} \text{ (W.Sr}^{-1} \cdot \text{cm}^{-2} \mu\text{m}^{-1} \text{)}$$

RADIANCE ENERGITIQUE SPECTRALE: loi de PLANCK

PLANCK a démontré, en associant la notion de quantum d'énergie et l'interprétation probabiliste du concept d'énergie, que la répartition de la densité spectrale d'émittance énergétique

$$R_{\lambda}^{e_n}(\lambda, T) = \pi \cdot L_{\lambda}^{e_n}(\lambda, T) = \frac{2\pi h C^2}{\lambda^5 (\exp(hC/kT\lambda) - 1)} \text{ (W.m}^{-2} \text{)}$$

Lorsque le rayonnement se propage dans un milieu dont l'indice de réfraction "n" est égale à l'unité et en posant:

$$C_1 = 2\pi h C^2 = 3,742 \cdot 10^5 \text{ (W.cm}^{-2} \cdot \mu\text{m}^2 \text{)}$$

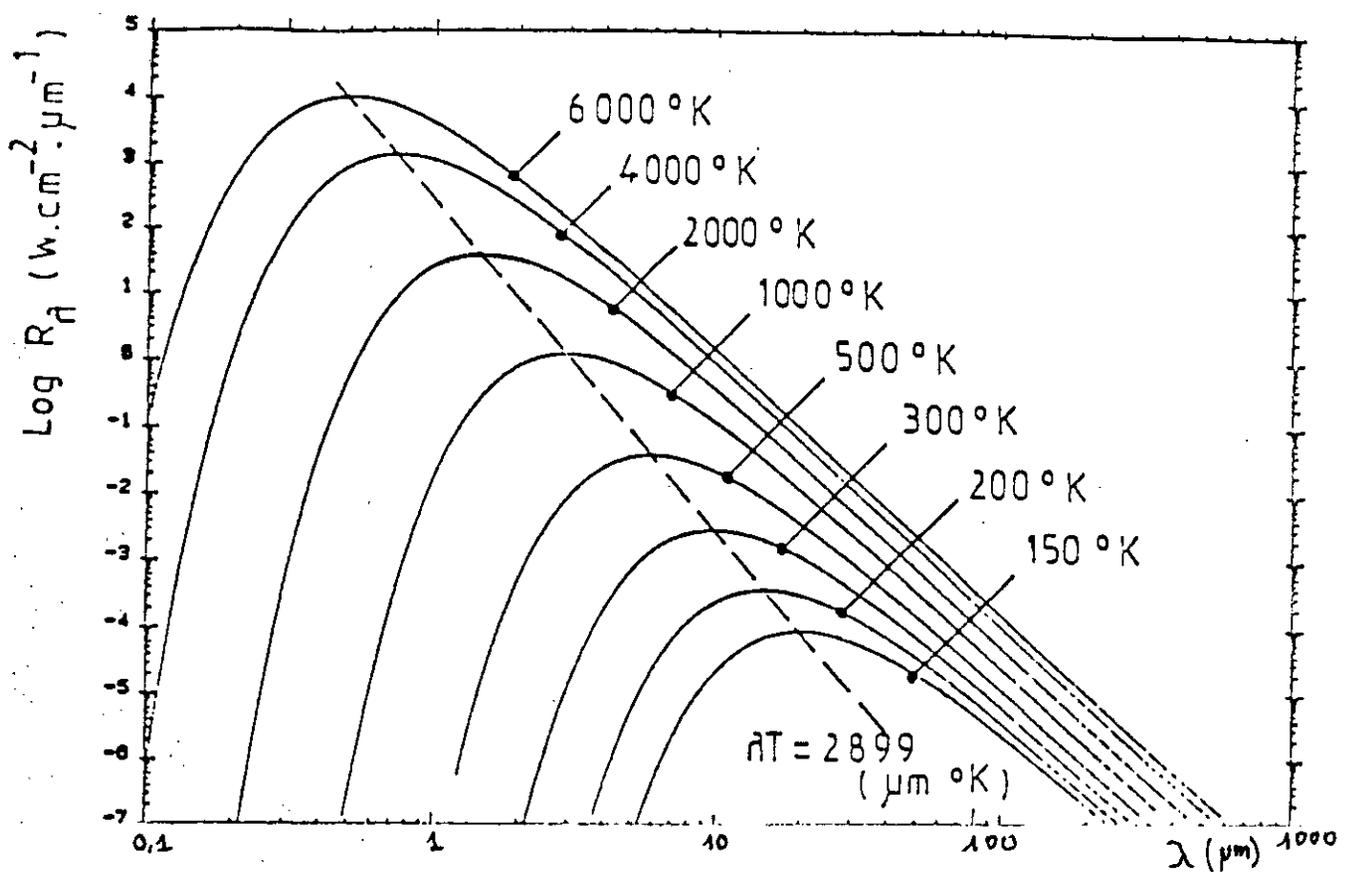
$$C_2 = C_1 / k = 1,439 \cdot 10^4 \text{ (\mu m} \cdot \text{°K)}$$

L'émittance énergétique $R_{\lambda}^{e_n}(\lambda, T)$ du corps noir s'exprime par la relation suivante:

$$R_{\lambda}^{e_n}(\lambda, T) = \frac{C_1 \cdot \lambda^{-5}}{(\exp(C_2 / T\lambda) - 1)} \text{ (W.cm}^{-2} \mu\text{m}^{-2} \text{)}$$

La figa_1 donne une représentation de la loi de Planck.

A chaque température T correspond une courbe ayant un maximum situé à une valeur λ_{max} de la longueur d'onde.



figa_1: RADIANCE SPECTRALE DU CORPS NOIR EN FONCTION DE LA TEMPERATURE

LOI DE WIEN:

Deux lois fournissent respectivement l'abscisse et l'ordonnée du maximum d'émittance monochromatique du corps noir pour chaque température.

* 1^{ère} loi de WIEN ou loi de déplacement: valeur de λ_{max} en fonction de T.

L'abscisse λ_{max} du maximum de $R_{\lambda}^e(\lambda, T)$ se déplace vers les courtes longueurs d'ondes lorsque la température croit.

C'est ce qu'exprime la loi de du déplacement de WIEN

$$\lambda_{max} \cdot T = 2898 \text{ (}\mu\text{m} \cdot \text{°K)}$$

* 2^{ème} loi : valeur de $R_{\lambda}^e(\lambda, T)$ en fonction de T, cette loi s'exprime sous la forme suivante :

$$R_{\lambda}^e(\lambda, T) = 1,286 \cdot 10^{-15} \cdot T^5 \text{ (W.cm}^{-2} \cdot \mu\text{m}^{-1})$$

Loi de STEPHAN-BOLTZMAN (régissant l'émission du rayonnement thermique) :

Cette loi fournit l'émittance totale du rayonnement du corps noir dans le vide en fonction de sa température absolue .

Si l'on intègre la formule de PLANCK (a_1) pour toutes les longueurs d'onde , la puissance totale émise par unité de surface à la température T et dans un demi-espace est égale à :

$$\phi_{2\pi}(T) = \int_0^{\infty} R_{\lambda}^{\circ}(\lambda, T) d\lambda \quad (\text{W.m}^{-2}) \quad (\text{a}_1)$$

$$\text{soit } \phi_{2\pi}(T) = \frac{2\pi^5 K^4}{15C^2 h^3} = \sigma T^4 \quad (\text{a}_2)$$

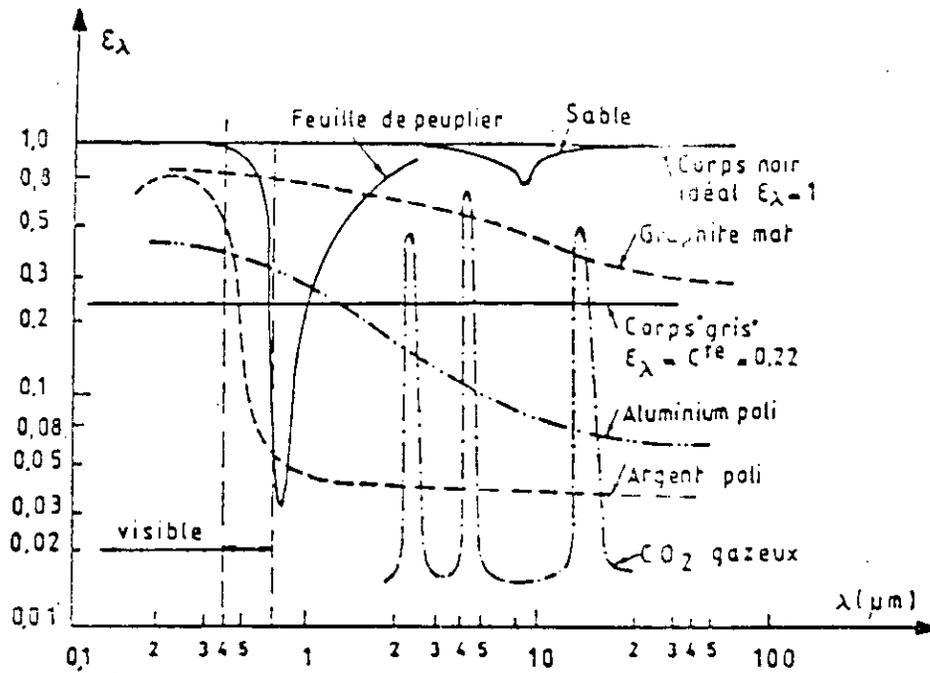
σ est la constante de STEPHAN-BOLTZMANN et vaut en unité pratique : $\sigma = 5,67 \cdot 10^{-8} \quad (\text{W.cm}^{-2} \cdot \text{°K}^{-4})$

LOI DE KIRCHOFF (liant l'émission à l'absorption d'un corps) : C'est une loi très importante qui a été démontrée par le seul raisonnement thermodynamique .

La luminance spectrale $L_{\lambda}^{\circ}(\lambda, T)$ d'un corps A , pour une température , une longueur d'onde et une direction considérées , est égale au produit de la luminance spectrale $L_{\lambda}^{\circ}(\lambda, T)$ du corps noir dans les mêmes conditions (T, λ , i) par le coefficient spectral d'absorption de ce corps A dans les conditions identiques (T, λ , i) .

$$L_{\lambda}^{\circ}(T, i) = L_{\lambda}^{\circ}(T, i) \cdot \alpha(\lambda, T, i) \quad (\text{a}_3)$$

Cette loi peut être traduite différemment , compte tenu de la définition du coefficient d'émission pour une longueur d'onde , une température et une incidence données , le coefficient d'absorption d'un corps est égale à son coefficient d'émission appelé aussi pouvoir émissif spectral $\alpha(\lambda, T, i) = \epsilon(\lambda, T, i)$



figa 2: EMISSIVITE SPECTRALE DE DIFFERENTS MATERIAUX DANS L'INFRAROUGE THERMIQUE



Monolithic Precision, Low-Power FET-Input Electrometer Op Amp

FEATURES

- Ultralow Bias Current: 0.075pA max (AD515AL)
0.150pA max (AD515AK)
0.300pA max (AD515AJ)
- Low Power: 1.5mA max Quiescent Current
(0.6mA typ)
- Low Offset Voltage: 1.0mV max (AD515AK & L)
- Low Drift: 15 μ V/°C max (AD515AK)
- Low Noise: 4 μ V p-p, 0.1Hz to 10Hz

PRODUCT DESCRIPTION

The AD515A is a monolithic FET-input operational amplifier with a guaranteed maximum input bias current of 75fA (AD515AL). The AD515A is a monolithic successor to the industry standard AD515 electrometer, and will replace the AD515 in most applications. The AD515A also delivers laser-trimmed offset voltage, low drift, low noise and low power, a combination of features not previously available in ultralow bias current circuits. All devices are internally compensated, free of latch-up and short circuit protected.

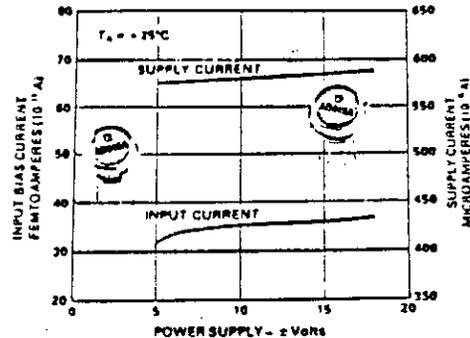
The AD515A's combination of low input bias current, offset voltage and drift optimizes it for a wide variety of electrometer and very high impedance buffer applications including photo-current detection, vacuum ion-gage measurement, long-term precision integration and low drift sample/hold applications. This amplifier is also an excellent choice for all forms of biomedical instrumentation such as pH/plon sensitive electrodes, very low current oxygen sensors, and high impedance biological micro-probes. In addition, the low cost and pin compatibility of the AD515A with standard FET op amps will allow designers to upgrade the performance of present systems at little or no additional cost. The $10^{12}\Omega$ common-mode input impedance ensures that the input bias current is essentially independent of common-mode voltage.

As with previous electrometer amplifier designs from Analog Devices, the case is brought out to its own connection (Pin 8) so that the case can be independently connected to a point at the same potential as the input, thus minimizing stray leakage to the case. This feature will also shield the input circuitry from external noise and supply transients.

The AD515A is available in three versions of bias current and offset voltage, the "J", "K" and "L"; all are specified for rated

*Covered by Patent No. 4,439,683.

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.



performance from 0 to +70°C and supplied in a hermetically sealed TO-99 package. The industry standard hybrid version, AD515, will also be available.

PRODUCT HIGHLIGHTS

- The AD515A provides subpicoampere bias currents in an integrated circuit amplifier.
 - The ultralow input bias currents are specified as the maximum measured at either input with the device fully warmed up on ± 15 V supplies at +25°C ambient with no heat sink. This parameter is 100% tested.
 - By using $\pm V$ supplies, input bias current can typically be brought below 50fA.
- The input offset voltage on all grades is laser trimmed to a level typically less than 500 μ V.
 - The offset voltage drift is 15 μ V/°C maximum on the K grade.
 - If additional nulling is desired, the amount required will have a minimal effect on offset drift (approximately 3 μ V/°C per mV).
- The low quiescent current drain of 0.6mA typical and 1.5mA maximum, keeps self-heating effects to a minimum and renders the AD515A suitable for a wide range of remote probe applications.
- The combination of low input noise voltage and very low input noise current is such that for source impedances from much over 1M Ω up to $10^{11}\Omega$, the Johnson noise of the source will easily dominate the noise characteristic.
- Every AD515A receives a 24-hour stabilization bake at +150°C, to ensure reliability and long-term stability.

One Technology Way; P. O. Box 8106; Norwood, MA 02062-8106 U.S.A.
Tel: 617/329-4700 Fax: 710/384-6877
Telex: 174053 Cables: ANALOG NORWOODMASS

SPECIFICATIONS (typical @ +25°C with $V_s = \pm 15V$ dc, unless otherwise specified)

MODEL	AD515AJ	AD515AK	AD515AL
OPEN-LOOP GAIN¹ $V_{OUT} = \pm 10V, R_L \geq 2k\Omega$ $R_i \geq 10k\Omega$ $T_A = \text{min to max } R_L \geq 2k\Omega$	20,000V/V min 40,000V/V min 15,000V/V min	40,000V/V min 100,000V/V min 40,000V/V min	25,000V/V min 50,000V/V min 25,000V/V min
OUTPUT CHARACTERISTICS Voltage@ $R_L = 2k\Omega, T_A = \text{min to max}$ @ $R_L = 10k\Omega, T_A = \text{min to max}$ Load Capacitance ² Short-Circuit Current	$\pm 10V$ min ($\pm 12V$ typ) $\pm 12V$ min ($\pm 13V$ typ) 1000pF 10mA min (20mA typ)	*	*
FREQUENCY RESPONSE Unity Gain, Small Signal Full Power Response Slew Rate Inverting Unity Gain Overload Recovery Inverting Unity Gain	1MHz 5kHz min (30kHz typ) 0.3V/ μs min (2.0V/ μs typ) 100 μs max (2 μs typ)	*	*
INPUT OFFSET VOLTAGE³ vs. Temperature, $T_A = \text{min to max}$ vs. Supply, $T_A = \text{min to max}$	3.0mV max (0.4mV typ) 50 $\mu V/^\circ C$ max 400 $\mu V/V$ max (50 $\mu V/V$ typ)	1.0mV max (0.4mV typ) 15 $\mu V/^\circ C$ max 100 $\mu V/V$ max	1.0mV max (0.4mV typ) 25 $\mu V/^\circ C$ max 200 $\mu V/V$ max
INPUT BIAS CURRENT Either Input ⁴	300fA max	150fA max	75fA max
INPUT IMPEDANCE Differential $V_{DIFF} = \pm 1V$ Common Mode	1.6pF 10 ¹³ Ω 0.8pF 10 ¹³ Ω	*	*
INPUT NOISE Voltage, 0.1Hz to 10Hz f = 10Hz f = 100Hz f = 1kHz Current, 0.1Hz to 10Hz 10Hz to 10kHz	4.0 μV (p-p) 75nV/ \sqrt{Hz} 55nV/ \sqrt{Hz} 50nV/ \sqrt{Hz} 0.003pA (p-p) 0.01pA rms	*	*
INPUT VOLTAGE RANGE Differential Common Mode, $T_A = \text{min to max}$ Common-Mode Rejection, $V_{IN} = \pm 10V$ Maximum Safe Input Voltage ⁵	$\pm 20V$ min $\pm 10V$ min (+12V, -11 typ) 66dB min (94dB typ) $\pm V_s$	* * 80dB min *	* * 70dB min *
POWER SUPPLY Rated Performance Operating Quiescent Current	$\pm 15V$ $\pm 5V$ min ($\pm 18V$ max) 1.5mA max (0.6mA typ)	*	*
TEMPERATURE Operating, Rated Performance Storage	0 to +70°C -65°C to +150°C	*	*

NOTES

*Specifications same as AD515AJ.

¹Open Loop Gain is specified with or without nulling of V_{OS} .

²A conservative design would not exceed 750pF of load capacitance.

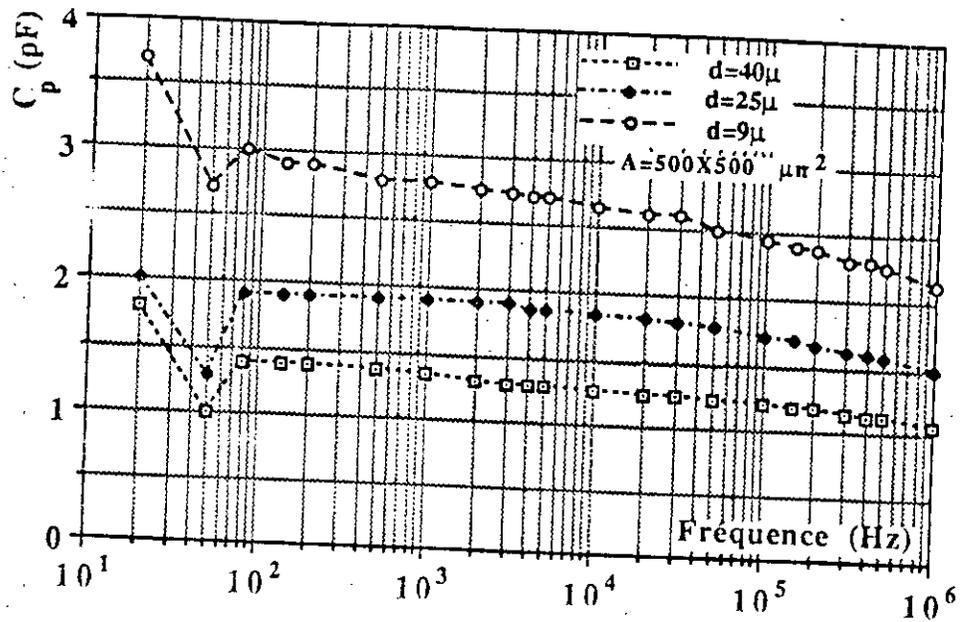
³Input Offset Voltage specifications are guaranteed after 5 minutes of operation at $T_A = +25^\circ C$.

⁴Bias Current specifications are guaranteed after 5 minutes of operation at $T_A = +25^\circ C$. For higher temperatures, the current doubles every +10°C.

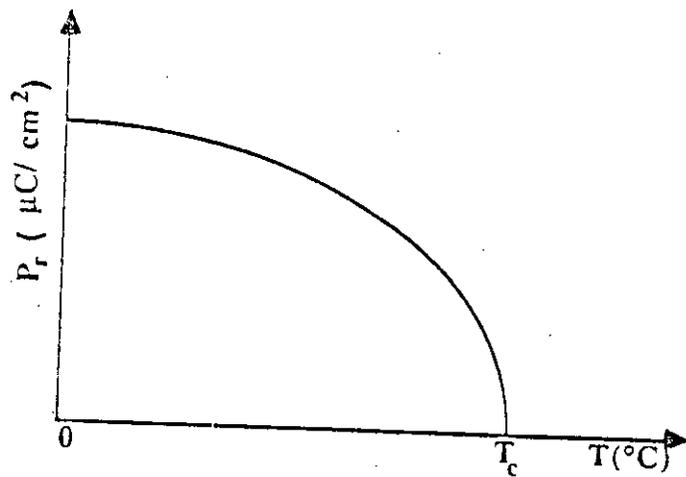
⁵If it is possible for the input voltage to exceed the supply voltage, a series protection resistor should be added to limit input current to 0.1mA. The input devices can handle overload currents of 0.1mA indefinitely without damage. See next page.

Specifications subject to change without notice.

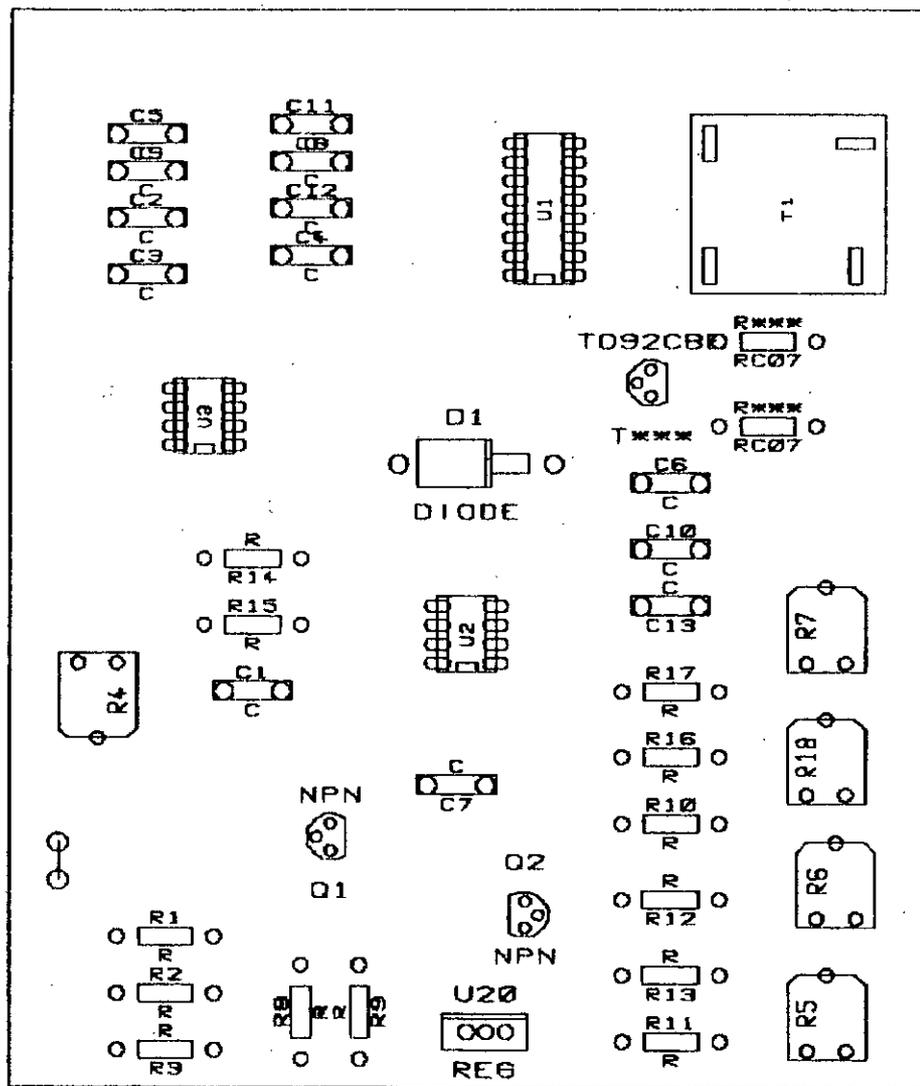
Specifications shown in boldface are tested on all production units at final test.



Variation de la capacité électrique du capteur en fonction de la fréquence (montage des capteurs en l'air)



Variation de la polarisation rémanente P_r en fonction de la température.



REFERENCES :

- [1] : A.BUNEL , J.FARRE , W.PHAM , JJ.SIMONNE
Capteurs piézo et pyroélectriques , développement des applications du PVDF .
- [2] : SIRIPONG CHOEPANT
Etude et réalisation d'un capteur utilisant un polymère ferroélectrique , le PVDF , destiné à l'élaboration d'un système de mesure matricielle à haute performance .
- [3] : E.BOUSBIATE
- [4] : PARTOUCHE ELIE
Etude et réalisation d'un capteur de pression et d'accélération .
- [5] : G.ASCH
Les capteurs en instrumentation industrielle .
- [6] : ALAIN ESCARTIN
CARACTERISATION DE DETECTEURS INFRAROUGES PYROELECTRIQUE PVDF
- [7] : F.MICHERON
Eléctrets , technique de l'ingénieur E1893 , 1-11 , 12-1987
- [8] : CHARLES KITELL
Physique du solide .
- [9] : JEAN-PIERE AUBRY
Matériaux et composants piézoélectriques , technique de l'ingénieur , E1890 , 1-14 .
- [10] : JEAN CLAUDE DUBOIS
Diélectrique plastique , technique de l'ingénieur ,

E1850 , 1-22 .

[11] : JEAN C.DUBOIS

Propriétés diélectriques , technique de l'ingénieur ,
A3140 , 1-19 .

[12] : JEAN CLAUDE MIALOCQ

Détecteurs de rayonnement dans l'ultraviolet , le
visible et l'infrarouge , technique de l'ingénieur ,
P 275-1-9 .

[13] : FRANCOIS DESVIGNES

Détecteurs de rayonnement , technique de l'ingénieur ,
E2320 , 1-20 .

[14] : Phases cristallines orientées du POLY(FLUORURE DE
VINYLIDENE) et leur propriétés piézoélectriques ,
technique THOMSON , vol 12 N°4 , 12-1980 .

[15] : E.GRIMAUD

Polymères fluorés , technique de l'ingénieur A3390 ,1-15

[16] : S.G.PORTER

A brief guide to pyroelectric detectors

[18] : ANDRE DUMAS

Initiation à l'amplificateur opérationnel ,ellips 1987

[19] : J.COAT

Bruit dans les circuits électroniques

[20] : ANDRE PACAUD

Amplificateurs de faibles niveaux , technique de
l'ingénieur , E3800 , 1-14

[21] : ANDRE PACAUD

Amplificateurs de faibles niveaux , technique de
l'ingénieur , E3801 , 1-14