

Chapitre 6 - Capteurs thermiques

- contact {
- Partie 1 : Capteurs de température à résistance
 - Partie 2 : Capteurs intégrés sur silicium (diodes)
 - Partie 3 : Thermocouples

- à distance {
- Partie 4 : Capteurs thermiques IR – Thermopiles
 - Partie 5 : Capteurs thermiques IR – Bolomètres
 - Partie 6 : Capteurs thermiques IR – Pyroélectriques

- T pour autres mesurandes {
- Partie 7 : Capteurs de flux de fluide (via température)
 - Partie 8 : Capteurs de pression (via température)



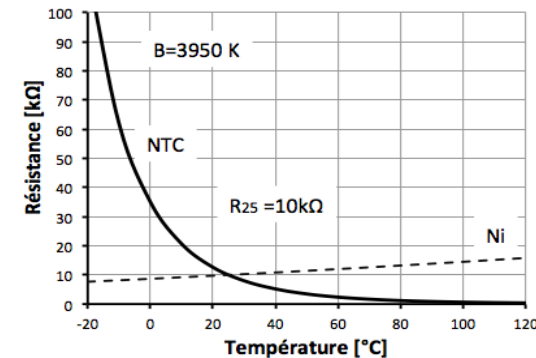
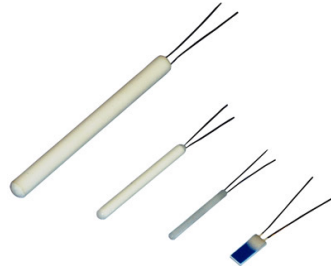
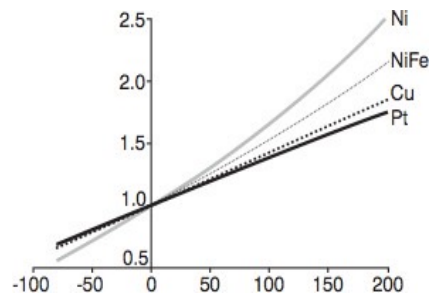


Partie 1 : Capteurs de température à résistance
Partie 2 : Capteurs intégrés sur silicium (diode)
Partie 3 : Thermocouples

Partie 4 : Capteurs thermiques IR – Thermopiles
Partie 5 : Capteurs thermiques IR – Bolomètres
Partie 6 : Capteurs thermiques IR – Pyroélectriques

Chapitre 6 - Capteurs thermiques

Partie 1 : Capteurs de température à résistance (RTD & NTC)

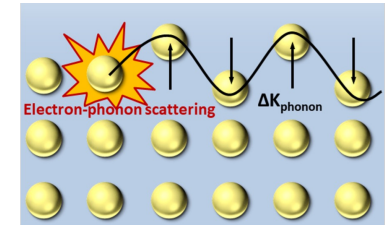


Capteurs de température à résistance métal (RTD = Resistance Temperature Detector)

La résistance électrique d'un métal augmente avec la température pour 2 raisons principales:

1. Phonon Scattering (Lattice Vibration)

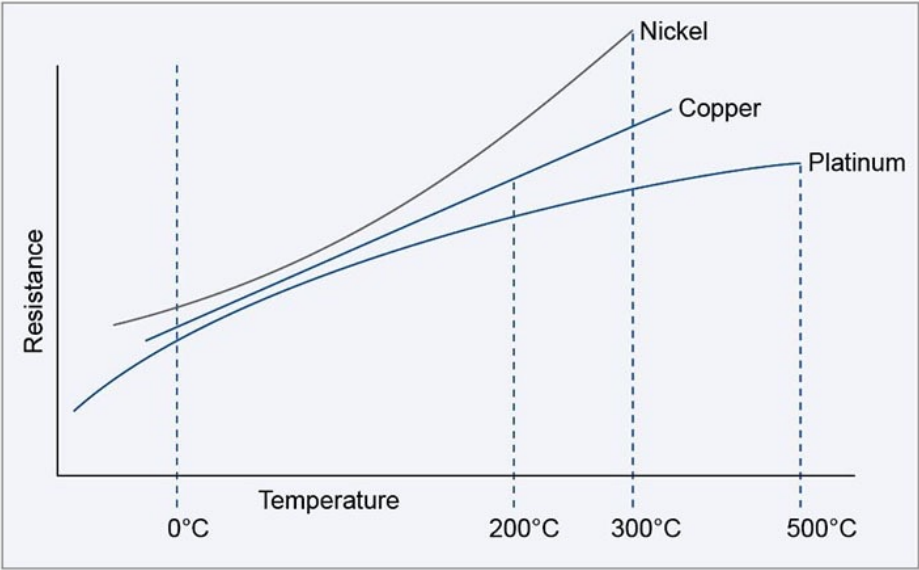
- À des températures plus élevées, le réseau des atomes du métal vibrent plus (phonons)
- Plus d'interaction entre les électrons de la bande de conduction et les phonons, ce qui augmente la résistance.
- C'est la principale cause dans la plupart des métaux.



2. Réduction de la Mobilité des Électrons

- Dans un métal, la conduction électrique est principalement assurée par les **électrons libres qui se déplacent à travers le réseau atomique**.
- À mesure que la température augmente, ces électrons subissent plus d'interruptions dans leur trajectoire, réduisant ainsi leur mobilité effective et augmentant la résistance.

Capteurs de température à résistance métal (RTD = Resistance Temperature Detector)



RTD Resistance versus Temperature

<https://www.te.com/usa-en/products/sensors/temperature-sensors/intersection/understanding-rtds.html>

$$R(T) = R_0 [1 + \alpha_R(T - T_0) + \beta_R(T - T_0)^2 + \dots]$$

Callendar–Van Dusen equations

- α_R et β_R sont les **coefficients de température de la résistance**,
- $\alpha_R > 0$ pour les métaux.

Pour $T_0 = 20^\circ\text{C}$

	$\alpha_R \text{ [K}^{-1}\text{]}$	$\beta_R \text{ [K}^{-2}\text{]}$	$T_f \text{ [}^\circ\text{C}\text{]}$	Plage [°C]
Platine	$3.9 \cdot 10^{-3}$	$- 5.8 \cdot 10^{-6}$	1769	-250 à 850
Nickel	$5.5 \cdot 10^{-3}$	$+6.7 \cdot 10^{-6}$	1453	-100 à 500
Tungsten	$5.5 \cdot 10^{-3}$?	3380	-200 à 2000

Résistances PT100 (fil) et Ni (couche mince)

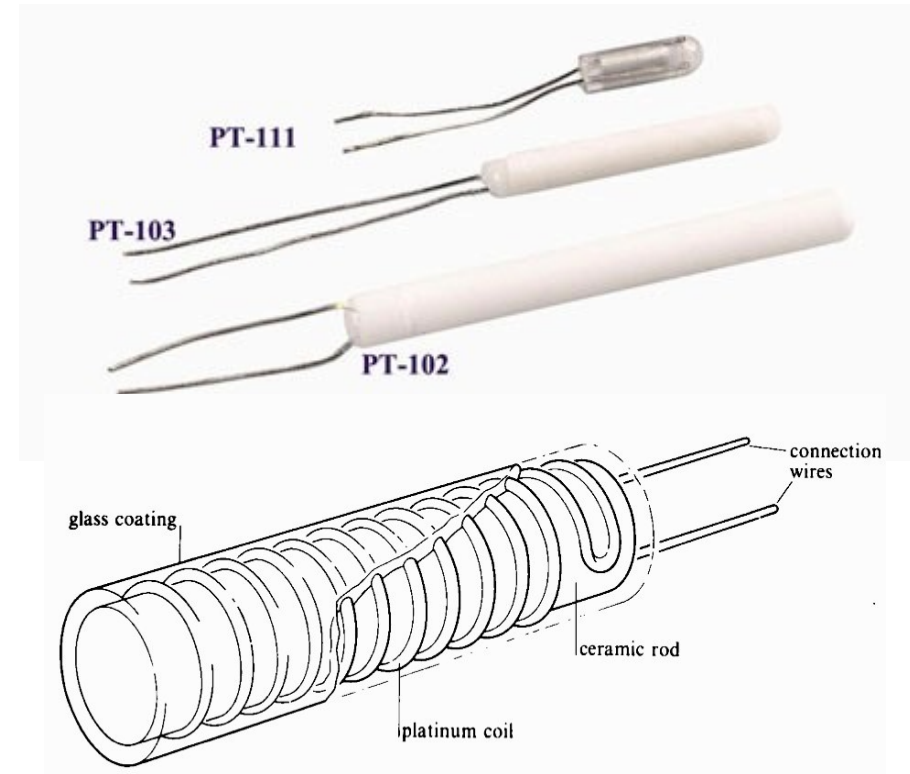
- Platine (Pt): Le **standard** de précision :
 - résistance platine : **PT100. 100 Ω**
 - valeurs connues avec **précision**.
 - assez **linéaire**
 - Haute température (850°C)
- Nickel (Ni):
 - Fil ou méandre sur substrat céramique (ou feuille polymère pour basse T)
 - moins linéaire que Pt
 - Moins cher que Pt
 - Limité 500°C



Thin film Nickel. IST AG
<https://www.farnell.com/datasheets/3627305.pdf>



Thin film Pt. <https://www.ist-ag.com/>



Précision de l'ordre de 0.01°C à 0.05°C avec un bon circuit de mesure

EPFL Exemple RTD

- RTD en Platine, fil diamètre 0.01 mm
- $\sigma_0 = 9.4 \cdot 10^6 \text{ S/m}$ à 20°C et $\alpha_R = 0.0039 \text{ 1/K}$ (même pour tout T)
- Trouver la longueur L du fil pour avoir $R=25 \Omega$ à 0°C
 - $R(T = 0^\circ\text{C}) = 25\Omega = \frac{L}{\sigma_0 \cdot A} (1 + \alpha_R [0^\circ - 20^\circ])$ donc $L=2.003 \text{ m}$
- Que vaut R à 20°C ?
 - $R(T = 20^\circ\text{C}) = R_{T=0} [1 + \alpha_R (20 - T_0)] = 25(1 + 0.0039 (20 - 0)) = 26.96 \Omega$
- Que vaut R à 100°C ?
 - $R(T = 100^\circ\text{C}) = R_{T=20} [1 + \alpha_R (100 - 20)] = 26.96(1 + 0.0039 (100 - 20)) = 35.37 \Omega$

Circuit de mesure et non-linéarité

Le plus simple est un diviseur de tension et un ampli-OP suiveur de tension.

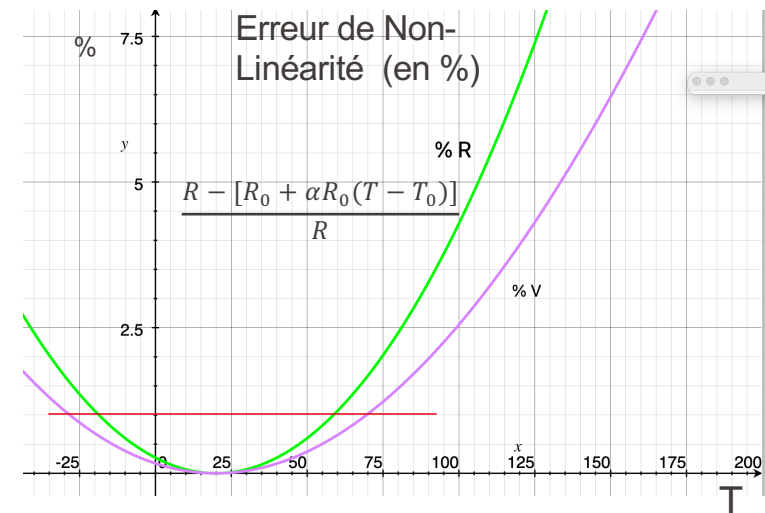
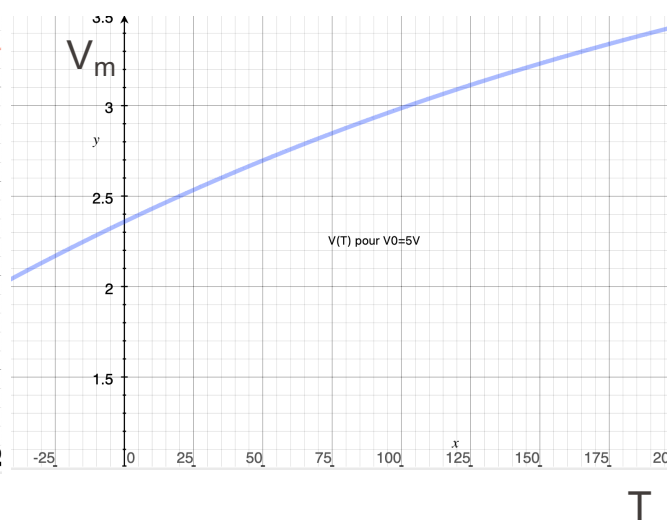
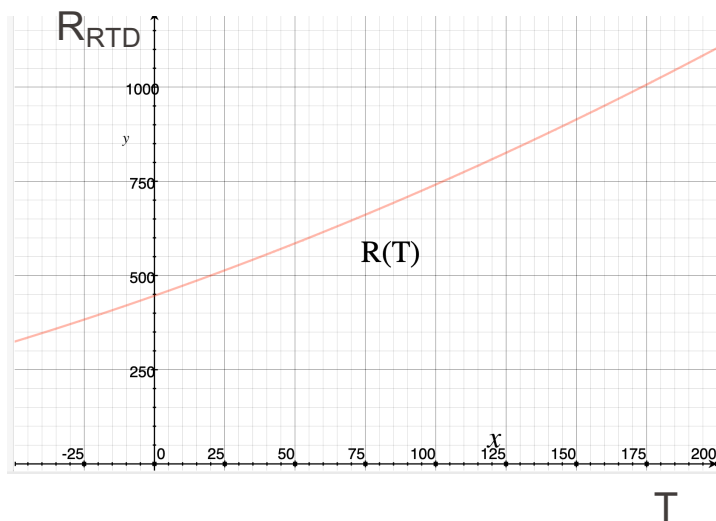
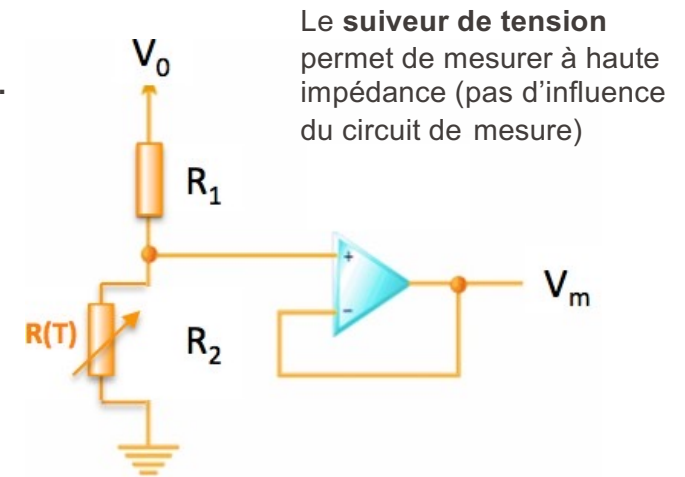
R_2 : capteur RTD R_1 : résistance de référence

Choix de la résistance de référence: $R_1 = R_2 (T_{\text{ambiante}})$.

La résistance de référence est placée à température ambiante (fixe)

$$V_m = V_0 \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_1}$$

Pour du Nickel, $R(T)=500 \, \Omega$ à 20°C , $V_0=5\text{V}$



Mesure de résistance à 4 fils (4 probe)

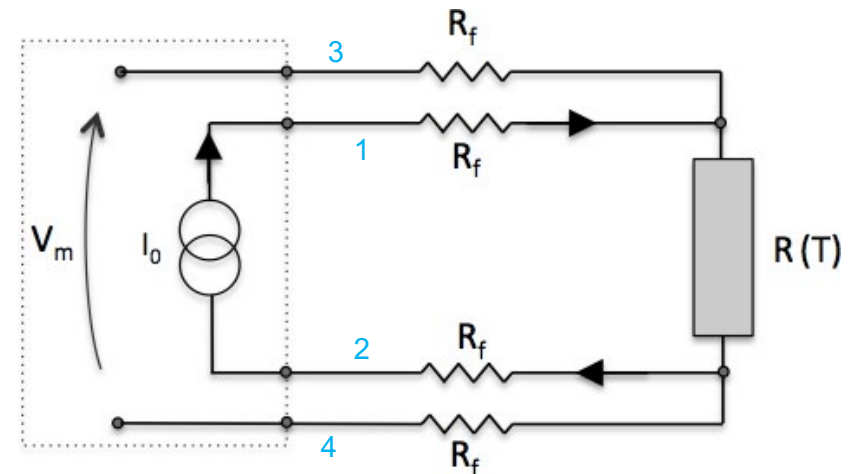
- On impose un **courant**, puis détermination directe de la résistance par une **mesure de tension**.
- Le montage à 4 fils permet de mesurer une résistance **avec précision** (peu importe la résistance ou le changement de résistance des fils et contacts)

On impose un courant (source de courant de précision) par les fils 1 et 2.

On mesure la tension par les fils 3 et 4.

Comme aucun courant ne circule dans fils 3 et 4, il n'y a pas de chute de tension dans ces fils.

La résistance des fils ne provoque ainsi pas d'erreur de mesure de résistance. RTD



$$V_m = R_0 I_0 (1 + \alpha_R \Delta T + \dots)$$

$$\text{Sensibilité : } S_0 = \frac{\Delta V_m}{\Delta T} = \alpha_R R_0 I_0$$

Sensibilité et auto-échauffement

$$V_m = R_0 I_0 (1 + \alpha_R \Delta T + \dots) \quad (\text{circuit slide précédent})$$

$$\text{Sensibilité : } S_0 = \frac{\Delta V_m}{\Delta T} = \alpha_R R_0 I_0$$

Plus I est grand, mieux est la sensibilité

$$\text{Résolution en T : } \Delta T_{\min} = \frac{v_{n,rms}}{S_0} = \frac{\sqrt{4Rk_B T \cdot \Delta f}}{\alpha_R I_0}$$

Plus I est grand, mieux est la résolution (si limité par Johnson noise)

Attention: plus de courant ne règle pas non-linéarité

$$\propto \frac{1}{I_0 \sqrt{R}} = \frac{1}{\sqrt{P_{in}}}$$

⚠ auto-échauffement.

Auto-échauffement RTD, aspect pratique

- La Sensibilité augmente avec un courant I plus grand
- La Résolution s'améliore avec un courant I plus grand
- .. mais la puissance dissipée augmente comme le carré du courant
- Puissance dissipée: $P_d = I^2 R = V^2 / R$
- Comment compenser pour l'auto-échauffement?
- **L'augmentation de température par unité de puissance (en °C/ mW) est fournie par le fabricant.**
- Typiquement de l'ordre de 0.01° C / mW à 0.5° C / mW, en fonction du capteur, mais aussi du flux d'air, du fluide, du heat sink...

Exemple /Exercice, auto-échauffement

RTD, conçu pour mesurer de -200°C à 850°C , $R=100\ \Omega$ à 0°C .

$$R(-200^{\circ}\text{C}) = 18.52\ \Omega$$

$$R(850^{\circ}\text{C}) = 390.48\ \Omega$$

Coeff self-heat : 0.5°C/mW dans l'air (pour vitesse vent de 1 m/s)

Calculez l'erreur due à l'auto-échauffement pour les 2 cas suivants:

1. La résistance est mesurée en imposant une tension de 0.1 V
2. La résistance est mesurée en imposant un courant de 1 mA

Cas 1- Tension de 0.1 V .

$$P(-200^{\circ}\text{C}) = 0.54\text{ mW}$$

$$\text{erreur de } 0.54 \times 0.5 = 0.27^{\circ}\text{C}$$

$$P(850^{\circ}\text{C}) = 0.0256\text{ mW}$$

$$\text{erreur de } 0.0256 \times 0.5 = 0.013^{\circ}\text{C}$$

Cas 2- Courant de 1 mA .

$$P(-200^{\circ}\text{C}) = 0.0185\text{ mW}$$

$$\text{erreur de } 0.0185 \times 0.5 = 0.009^{\circ}\text{C}$$

$$P(850^{\circ}\text{C}) = 0.39\text{ mW}$$

$$\text{erreur de } 0.39 \times 0.5 = 0.2^{\circ}\text{C}$$

À 0°C , les des méthodes ont 1 mA et 0.1 V

Thermistances NTC (*Thermistor* NTC= Negative Temperature Coefficient)

Le capteur est constitué par un semiconducteur intrinsèque, sous forme d'agrégat de poudre céramique (par ex. MgO) compacté ou fritté autour de deux fils de contact. Encapsulé par une couche isolante (polymère, céramique ou verre)

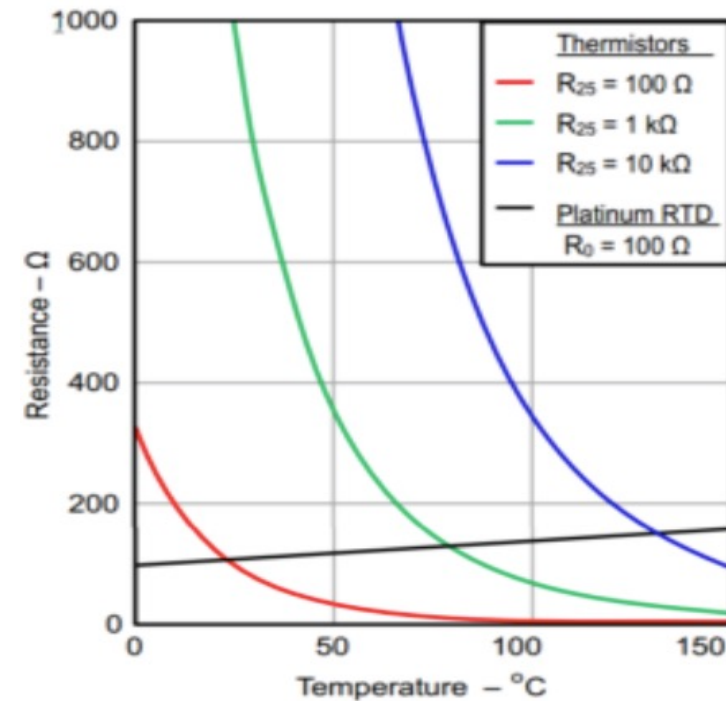
Variation de la résistance en fonction de la température :

- **Négative**
- beaucoup plus **grande** que pour les métaux
- **Très non-linéaire**



Capteurs:

- Peu cher à produire (centimes)
- Grande sensibilité et donc bonne résolution (mais mauvaise précision)
- Variations de résistance nominale entre capteurs

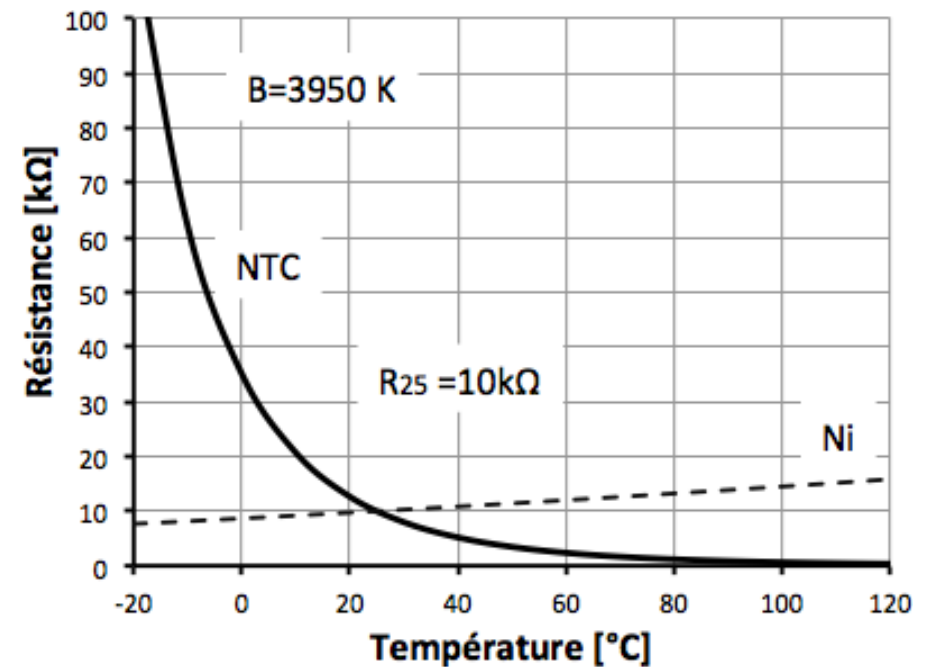


Thermistances NTC

$$R(T) \cong R_0(T_0) \exp \left[B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right) \right]$$

Sensibilité (en R): $\alpha_R = \frac{1}{R} \frac{dR}{dT} = -\frac{B}{T^2}$

- Très grande sensibilité = excellente résolution
- Mais résolution qui dépend fortement de la température



- Valeurs typiques : $B = 4000 \text{ K}$ $\alpha_{300K} \approx -4.5 \% / ^\circ \text{C}$
- Matériaux: MgO, MnO, FeO, ...
- constante de temps de 1 à 30 s (selon volume et encapsulation)
- C_v : chaleur spécifique petite qu'un métal => plus petite constante de temps (à masse égale)

Domaine typique d'utilisation : entre -50°C et +200°C

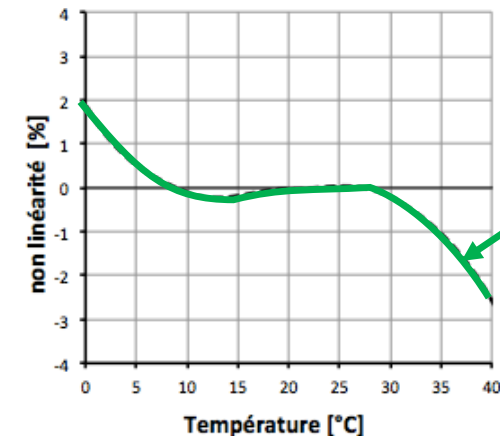
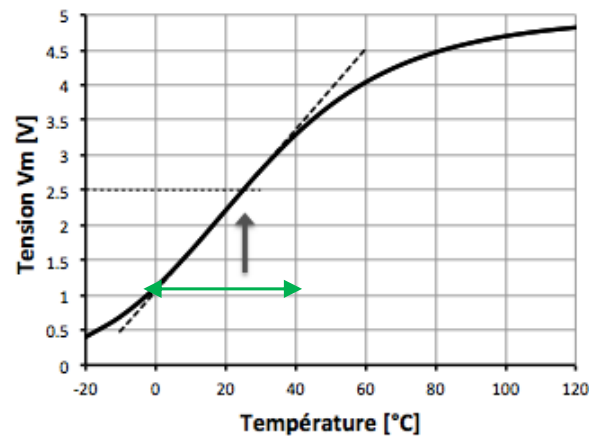
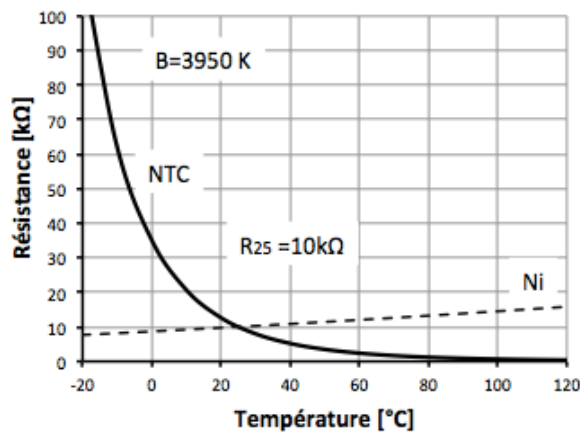
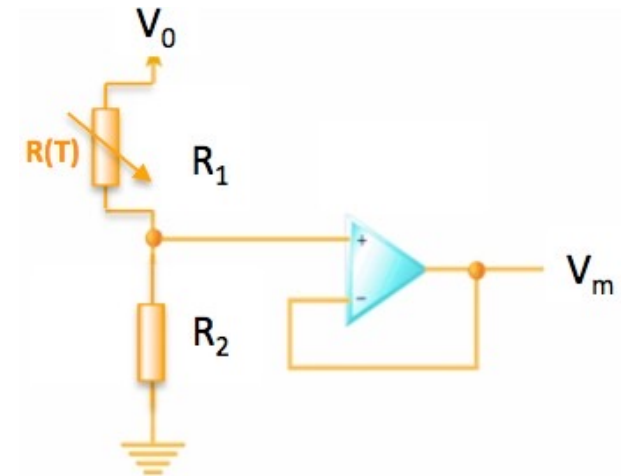
- Après calibration, précision 1% à 3% (limitée par la stabilité du matériaux)

Circuit de mesure pour NTC

Mesure en diviseur de tension

Si on place le thermistor dans un diviseur de tension, la non-linéarité du diviseur permet de compenser *localement* la non-linéarité du thermistor.

$$V_m = V_0 \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_{\text{thermistor}}}$$



Non linéarité
(en % de pleine échelle)

non-lin de V_m

Auto-échauffement des capteurs à résistance

L'**Auto-échauffement** est une source d'erreur dans tous les capteurs de température résistifs.

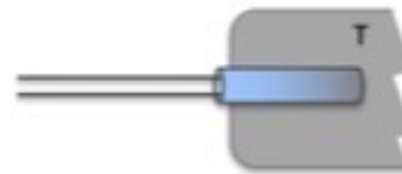
L'auto-échauffement est d'autant plus grand que les échanges thermiques avec le milieu sont faibles.

G_{th} , la **conductance thermique** capteur \leftrightarrow milieu, dépend de la surface et de la **conductivité** thermique du milieu ($G_{th} = A \lambda_k$)

$$\Delta T \cdot G_{th} = p_{in} = R I_0^2 \quad \rightarrow \quad \Delta T_{\text{échauff}} = \frac{R I_0^2}{G_{th}}$$



Capteur dans l'air:
petit G_{th}



Capteur dans du métal:
grand G_{th}

Plus la résistance et le courant sont grands, plus l'auto-échauffement est important.

En particulier si le coefficient d'échange est faible avec le milieu dont on mesure la température (air,...).

Il faut maximiser la surface d'échange thermique pour minimiser l'auto-échauffement (par ex coller sur plaque métallique)

Temps de réponse thermique Pour mesure T de l'air ou liquide

$$A\lambda_k(T_1 - T) = mc_v \frac{dT}{dt} + (T - T_0)G_{support}$$

T : température du capteur

T_1 : température à mesurer (air, liquide)

T_0 : température de l'instrument de mesure

A : surface du capteur

m : masse du capteur

c_v : chaleur spécifique du capteur

λ_k : coefficient d'échange thermique avec le milieu

G_{supp} : conduction thermique dans le support (que nous allons négliger)

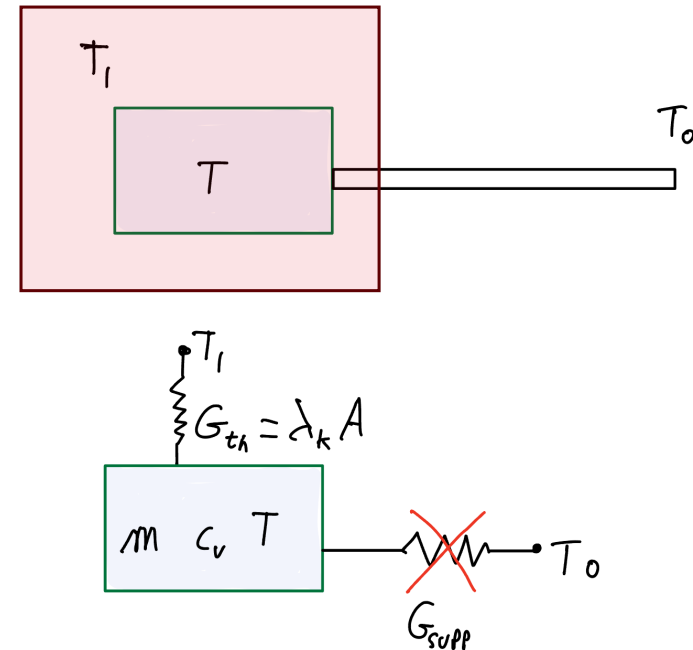
Modèle : on néglige la conduction thermique dans le support ($G_{supp} = 0$)

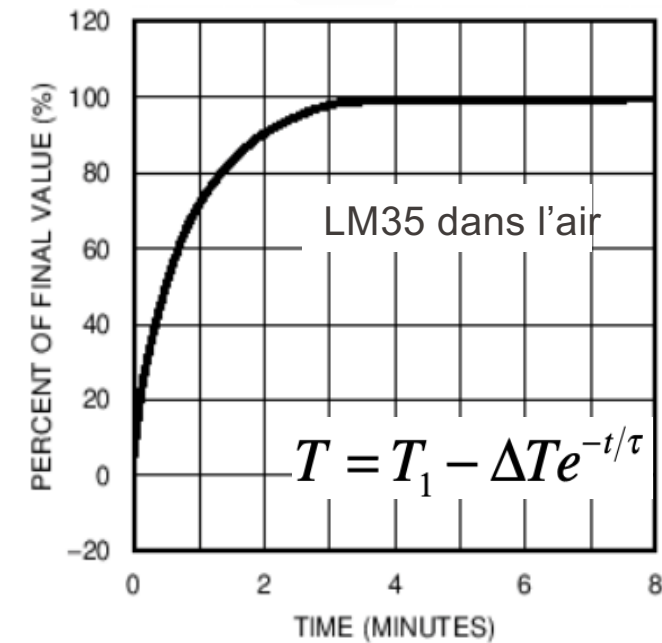
$$\frac{mc_v}{\lambda_k A} \frac{dT}{dt} + T = T_1$$

$$\frac{mc_v}{\lambda_k A} = \tau_{th}$$

$$A\lambda_k(T_1 - T) = mc_v \frac{dT}{dt}$$

$$T(t) = T_1 - \Delta T_{init} e^{-t/\tau}$$





<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm35.pdf>

Ici bloc de 4 mm de côté met 1 minute pour arriver à la nouvelle température.

Chapitre 6 - partie 1

Réponse à un saut de température

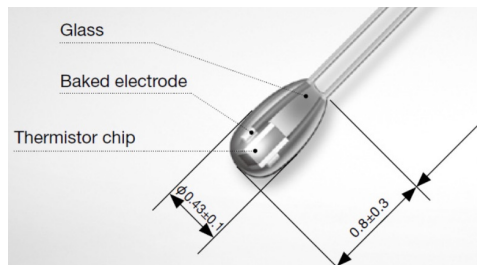
Air, free (indoor)	10-30
Air, forced (outdoor)	30-300
Oil, forced	60-1800
Water, forced	300-6000
Steam, condensing	6000-120000

$$\frac{mc_v}{\lambda_k A} = \tau_{th}$$

- Faible masse du capteur: plus rapide
- Faible λ_k : plus lent

Constante de temps et de dissipation

https://www.shibauraelectronics.com/products/element/psb_s9/#top



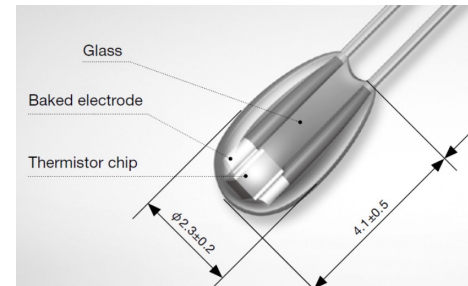
Thermal time
constant

Approx. 0.6 sec.

Dissipation
constant

Approx. 0.15mW/°C

Auto-échauffement



Thermal time
constant

Approx. 12 sec.

Dissipation constant

Approx. 1.3mW/°C

$$\frac{mc_v}{\lambda_k A} = \tau_{th}$$

$$M \propto L^3$$

$$A \propto L^2$$

$$\text{Donc } \tau \propto L$$

Thermal Time Constant	P20
Still Air at 77°F (25°C):	1.6 sec
Plunge into Water:	18 msec

<https://www.amphenol-sensors.com/en/>

$$\delta = \frac{W}{T-T_a} = \frac{I^2 R}{T-T_a}$$

δ : thermal dissipation constant (mW/°C)

W: power consumption in a thermistor (mW)

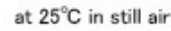
T: temperature at heat equilibrium (°C)

T_a: ambient temperature (°C)

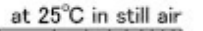
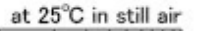
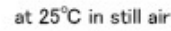
I: current flowing in a thermistor at temperature T (mA)

R: resistance of a thermistor at temperature T (kΩ)

Imposer une puissance égale à la constante de dissipation augmente la température de 1°C



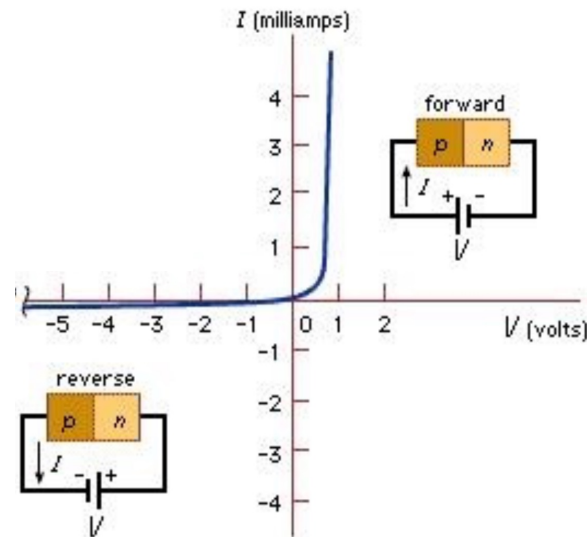
at 25°C in still air



Chapitre 6 - partie 1

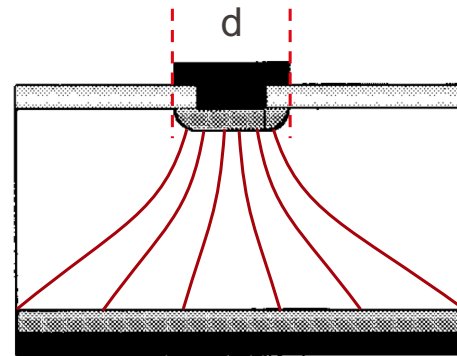
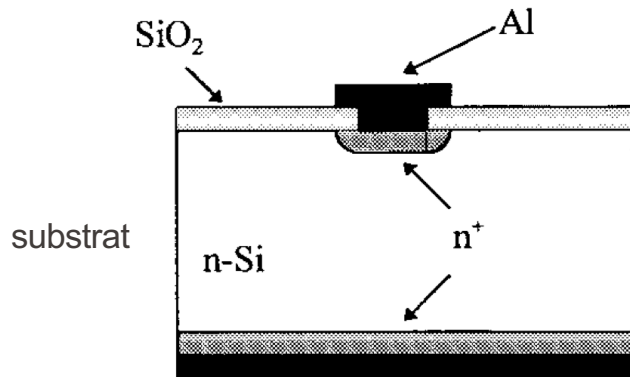
Chapitre 6 - Capteurs thermiques

Partie 2 : Capteurs intégrés sur silicium (diodes)



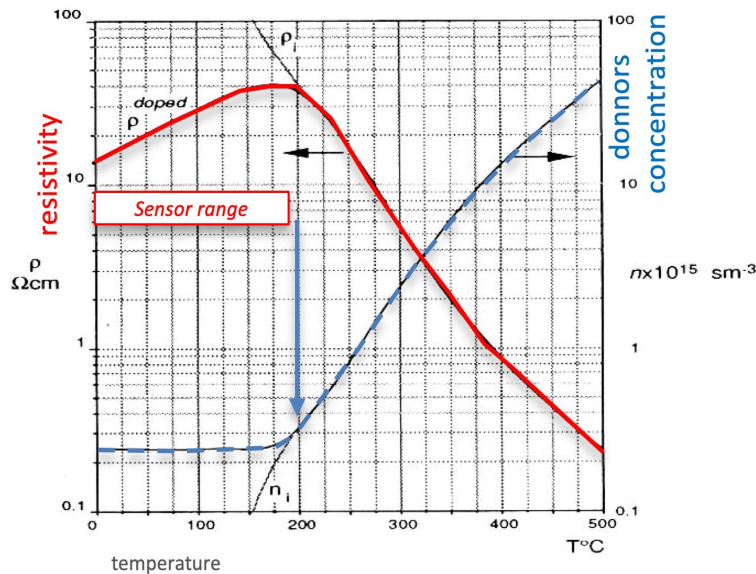
Résistances en Silicium dopés (pas la meilleure façon d'utiliser le silicium)

Technologie planaire: contact sur un *wafer* en silicium, mesure de la résistance de “spreading”



$$R = \frac{\rho}{\pi d}$$

ρ : résistivité du silicium
 d : diamètre du contact



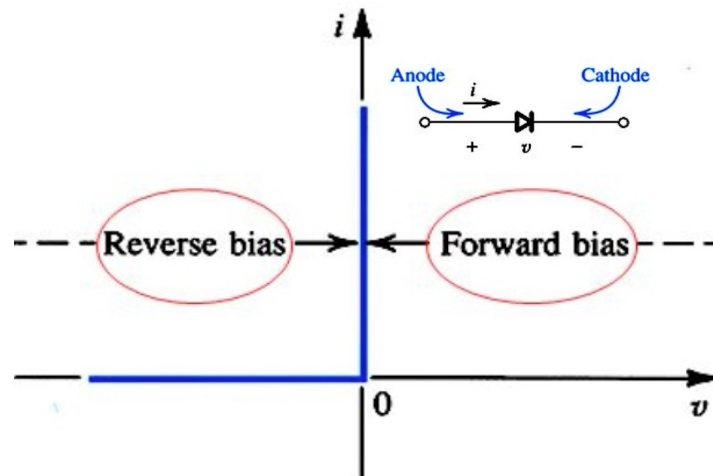
- Entre 0°C et 150°C (domaine d'utilisation), la densité de porteurs est constante (donnée par le dopage) : la résistance augmente avec la température (comme un métal)

- A plus haute température, la population (densité de porteurs) de la bande de conduction augmente : la résistance diminue

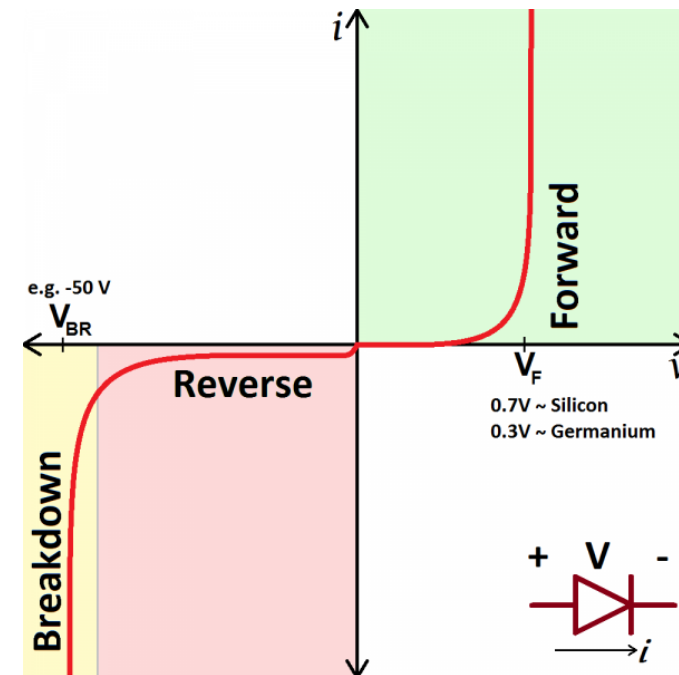
Résistif en Si:
très peu utilisé

Thermomètres basés sur des diodes (jonction p-n)

Diode "idéale"

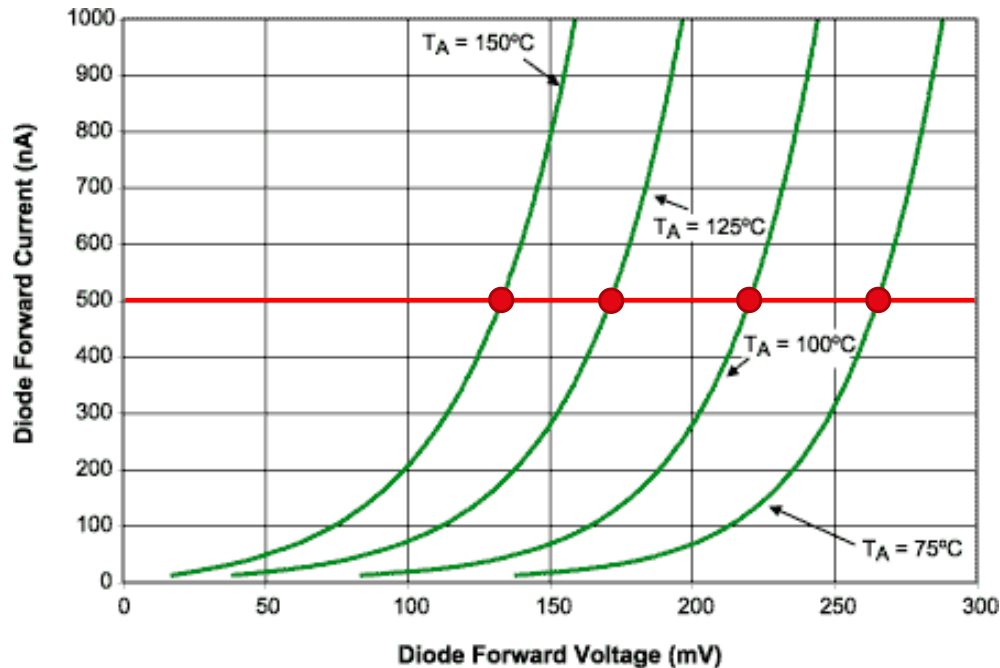


Diode "réelle"



Thermomètres basés sur une (seule) diode

Le courant en mode direct (*forward*) à travers une diode (ou dans un transistor dont la base est liée au collecteur) dépend du potentiel appliqué et de la **température**:



Courant (mode *forward*) :

$$I = I_0 \left(e^{\frac{qV_{diode}}{kT}} - 1 \right)$$

I_0 est le courant de saturation inverse (typiquement des nA)

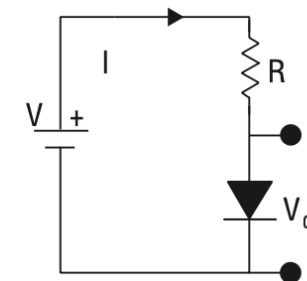
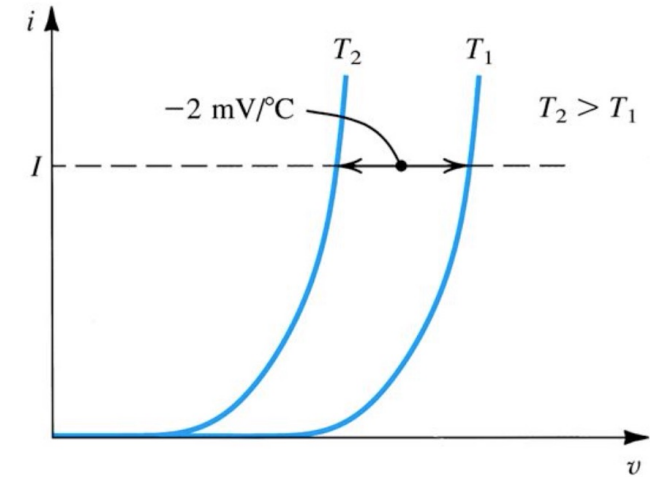
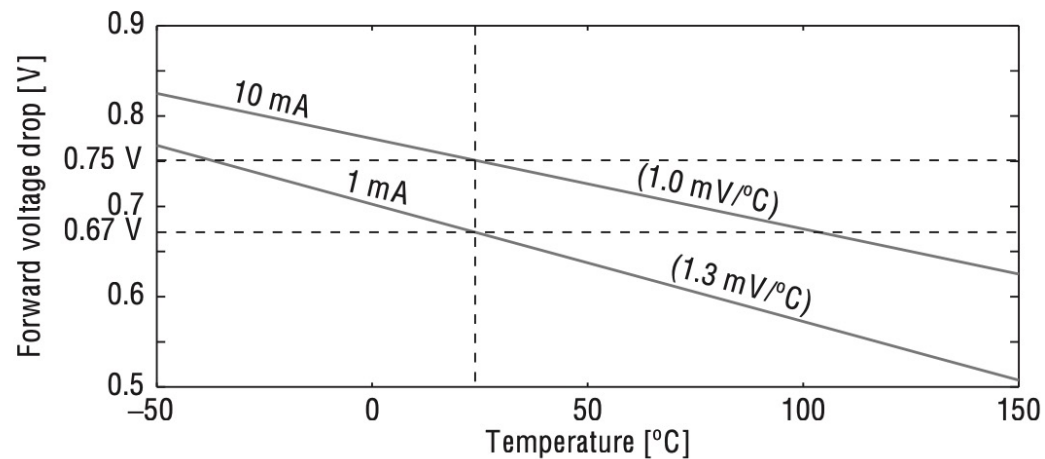
Attention: très forte dépendance de I_0 sur T

Si impose un courant constant (ici 0.5 μ A), on a une tension $V = V(T)$

Thermomètre basé sur une diodes

À courant constant, la tension décroît quand la température augmente. Typiquement $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$

La tension sur la diode donne donc une indication de la température.



Thermomètres basés sur plusieurs diodes

On peut faire beaucoup mieux en utilisant plusieurs diodes de façon différentielle

Le courant en mode forward

$$I = I_0 \left(e^{\frac{qV_{diode}}{kT}} - 1 \right)$$

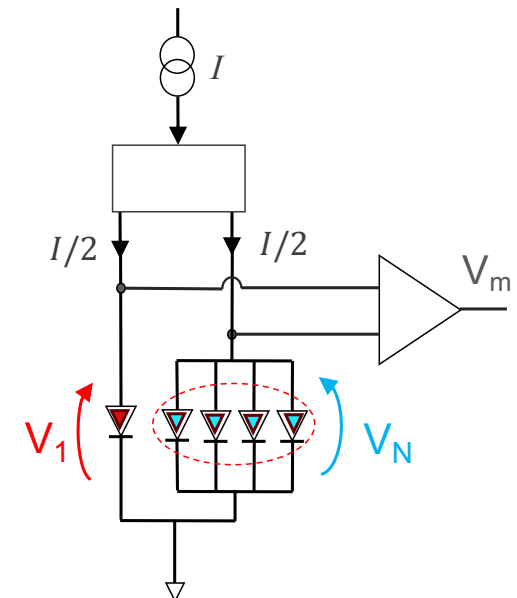
Comme $I_0 \ll I$

$$I \cong I_0 e^{\frac{qV_{diode}}{kT}}$$

$$V = \frac{k_B T}{q} \ln \left(\frac{I}{I_0} \right) = \frac{k_B T}{q} [\ln(I) - \ln(I_0)]$$

Si I est imposé, alors V serait proportionnel à T et ne dépendrait que de constantes universelles

Le problème: I_0 dépend de T ...



Circuit différentiel pour éviter I_0

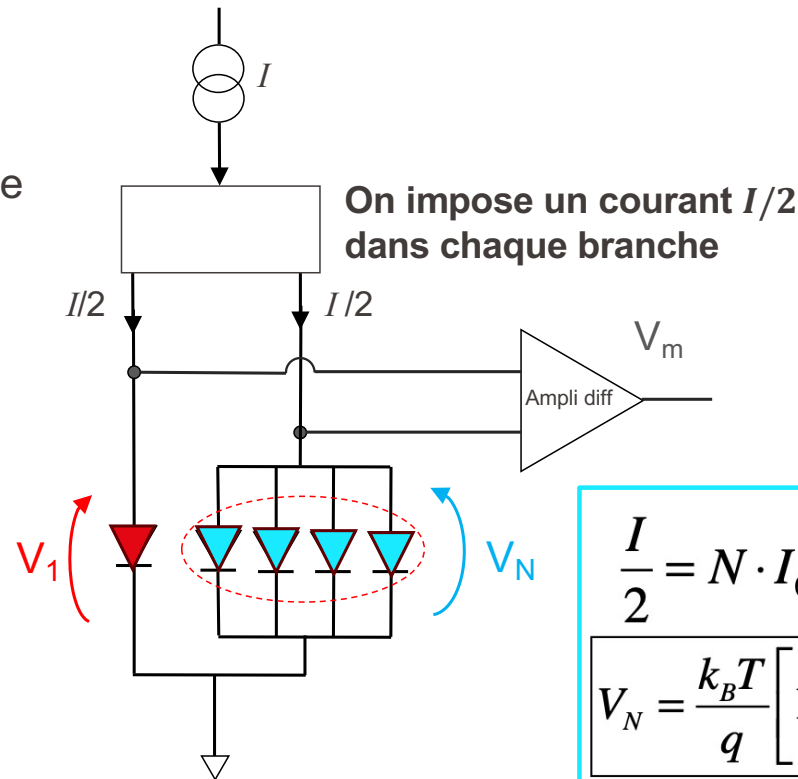
PTAT (Proportional To Absolute Temperature)

- On utilise une mesure **différentielle** pour éliminer l'effet de $I_0(T)$
- Le circuit est basé sur la mesure différentielle entre tension sur
 - i) une diode seule et
 - ii) N diodes identiques en parallèle

$$\frac{I}{2} = I_0 e^{\frac{qV_1}{k_B T}}$$

$$V_1 = \frac{k_B T}{q} \left[\ln\left(\frac{I}{2}\right) - \ln(I_0) \right]$$

$$V_1 - V_N = \frac{k_B T}{q} \cdot \ln(N)$$



$$\frac{I}{2} = N \cdot I_0 e^{\frac{qV_N}{k_B T}}$$

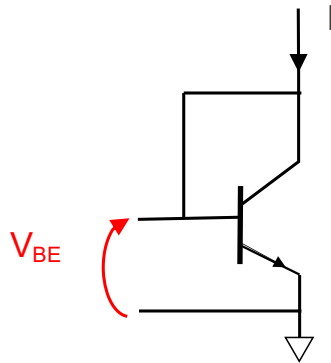
$$V_N = \frac{k_B T}{q} \left[\ln\left(\frac{I}{2}\right) - \ln(I_0) - \ln(N) \right]$$

k_B : constante de Boltzmann
 q : charge élémentaire
 T : température absolue [K]

$$T = (V_1 - V_N) \frac{q}{\ln(N) k_B}$$

- T en K, sans calibration!
- Ne dépend pas de I .
- Ne dépend pas de I_0

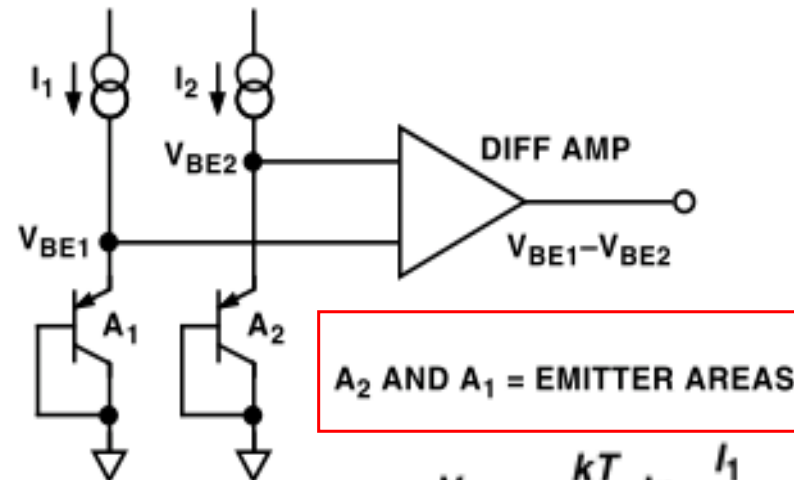
PTAT (Proportional To Absolute Temperature)



En pratique, on utilise plutôt des transistors montés en diode que des diodes (gate shorted to collector).
Plutôt que n transistors, on utilise des transistors de surface différente

Les capteurs PTAT sont facilement intégrables dans des circuits intégrés standards

Selon les modèles, ils peuvent avoir une **sortie** soit en **tension** soit en **courant**.



$$V_{BE1} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_1}{A_1 I_S}, \quad V_{BE2} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_2}{A_1 I_S}$$

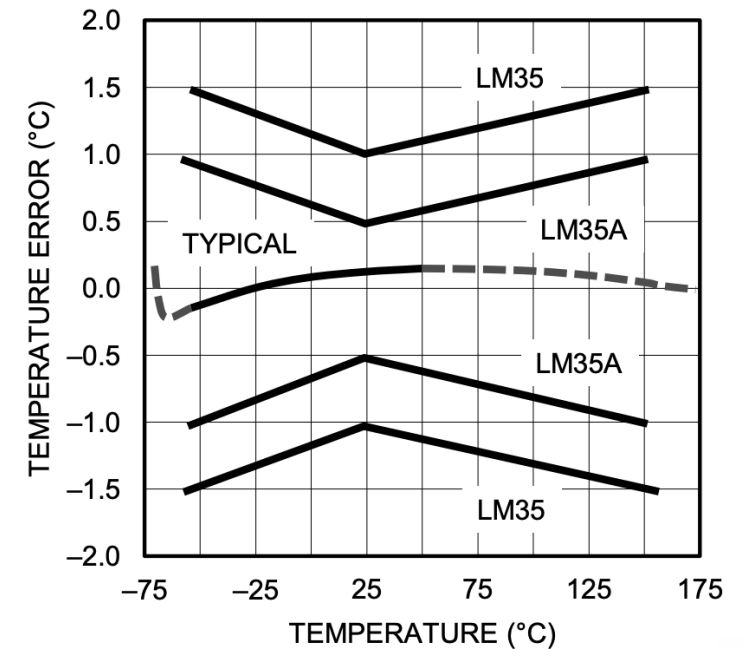
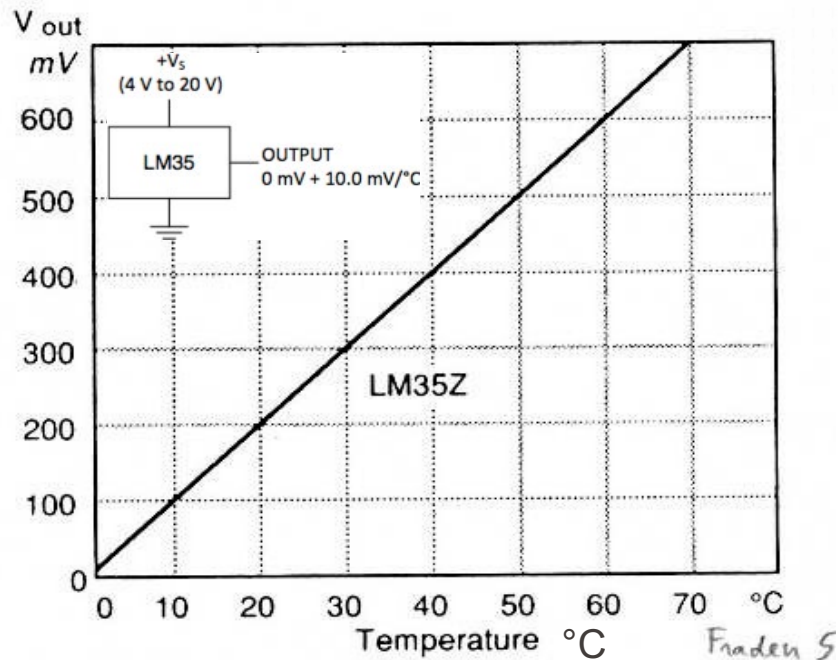
$$V_{BE1} - V_{BE2} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_1 A_2}{I_2 A_1}$$

If $I_1 = I_2$ and $A_2/A_1 = r$,

$$V_{BE1} - V_{BE2} = (kT/q) \ln r$$

$$T [\text{measured}] = (\text{const}) * (V_{BE1} - V_{BE2})$$

PTAT



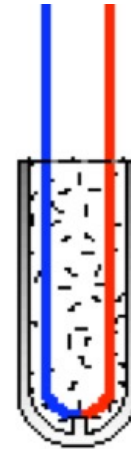
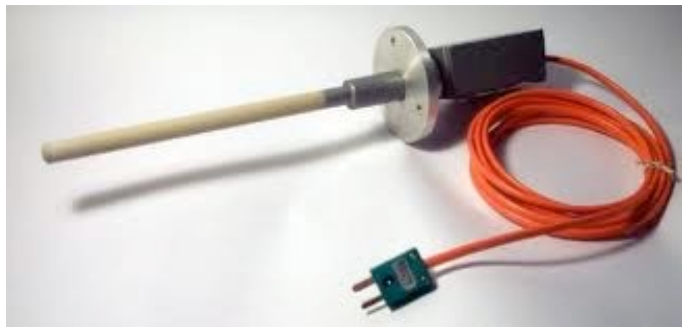
<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm35.pdf?ts=1680351118203>

Le chip TI **LM35** (très utilisé) a une tension de sortie **10 mV/°C** avec le zéro à **0°C**.

Le circuit **AD590**, délivre un courant de **1 $\mu\text{A/K}$** avec un courant de **273 μA** à **0°C**
 Directement une mesure de la **température en °K**

Chapitre 6 - Capteurs thermiques

Partie 3 : Thermocouples



Effet Seebeck (1821)

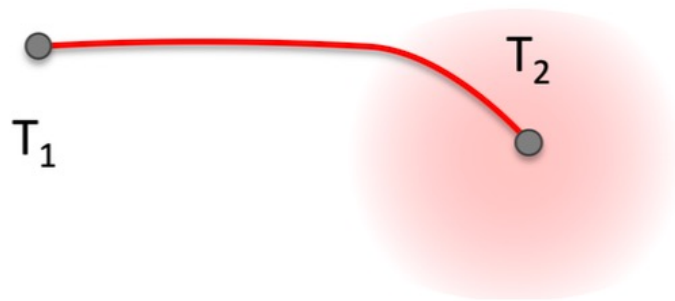
Effet Seebeck : **force électromotrice (tension)** qui apparait le long d'un conducteur soumis à un **gradient de température**

$$E_A = S_A \cdot \nabla T$$

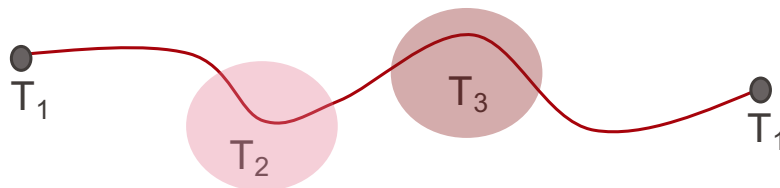
S_A : coefficient Seebeck du conducteur
 E_A : champ électrique (local)

$$\frac{dV}{dx} = S_A \frac{dT}{dx}$$

Thomas Johann Seebeck



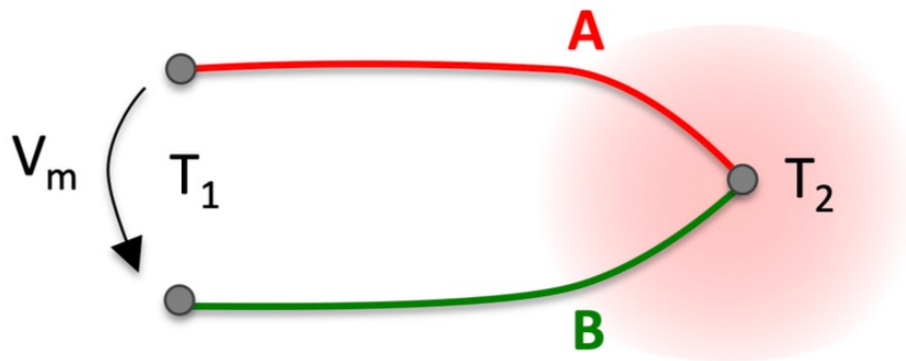
$$V_{12} = \int_{x_1}^{x_2} S_A * \frac{dT(x)}{dx} dx = S_A(T_2 - T_1)$$



$V = 0$, peu importe T_2 et T_3

Thermocouples

Si on met en contact deux conducteurs de matériaux A et B ayant un coefficient Seebeck S **différent**, une **tension** apparait entre les deux conducteurs:



$$\Delta V = (S_A - S_B) \cdot (T_2 - T_1)$$

Si on note $S_{AB} = (S_A - S_B)$

$$\Delta V = S_{AB} \cdot (T_2 - T_1)$$



- Simple: suffit de souder 2 métaux
- Signal très faible (μV par $^\circ$)
- De 0 K à 2700 K

- Une variation de température le long des fils n'a pas d'influence!
- Mais il faut connaître T_1 pour trouver T_2

TABLE 3.2 ■ Absolute Seebeck coefficients for selected elements (thermoelectric series)

Material	α [$\mu\text{V/K}$]
p-Silicon	100–1000
Antimony (Sb)	32
Iron (Fe)	13.4
Gold (Au)	0.1
Copper (Cu)	0
Silver (Ag)	−0.2
Aluminum (Al)	−3.2
Platinum (Pt)	−5.9
Cobalt (Co)	−20.1
Nickel (Ni)	−20.4
Bismuth (Sb)	−72.8
n-Silicon	−100 to −1000

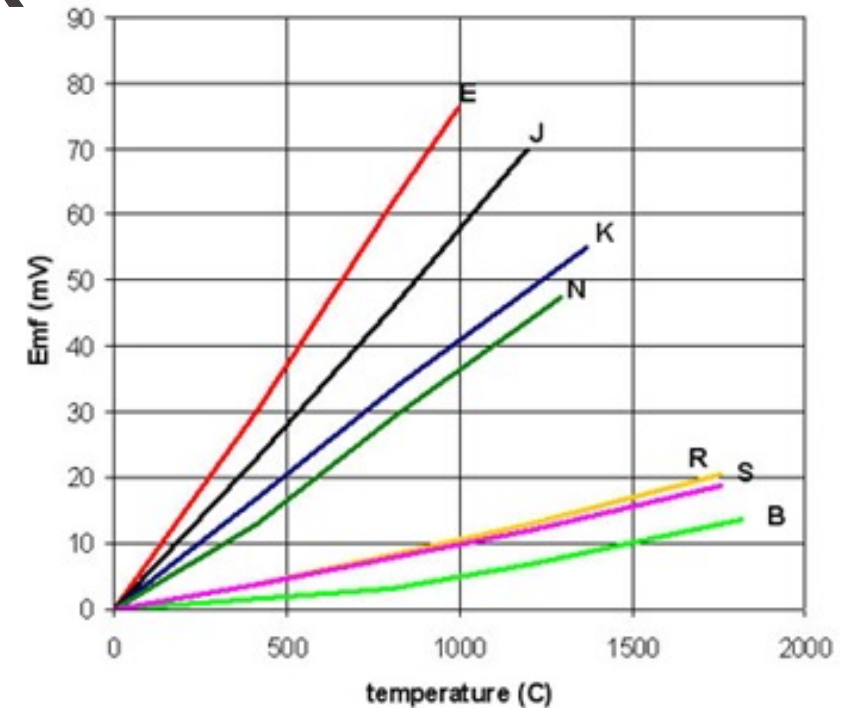
TABLE 3.3 ■ Relative Seebeck coefficients for some material combinations

Materials	Relative Seebeck coefficient at 25°C [$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$]	Relative Seebeck coefficient at 0°C [$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$]
Copper/constantan	40.9	38.7
Iron/constantan	51.7	50.4
Chromel/alumel	40.6	39.4
Chromel/constantan	60.9	58.7
Platinum (10%)/rhodium-platinum	6.0	7.3
Platinum (13%)/rhodium-platinum	6.0	5.3
Silver/palladium	10	
Constantan/tungsten	42.1	
Silicon/aluminum	446	
Carbon/silicon carbide	170	

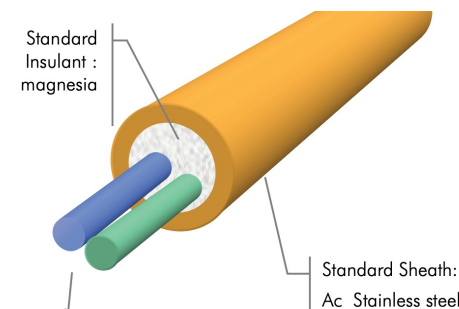
S_{AB} dépend de la température!

Thermocouples: matériaux

Junction Materials	Sensitivity $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (@ 25°C)	Temperature Range ($^\circ\text{C}$)	Applications	Designation
Copper/Constantan	40.9	-270 to +600	Oxidation, reducing, inert, vacuum. Preferred below 0°C. Moisture resistant	T
Iron/Constantan	51.7	-270 to +1000	Reducing and inert atmosphere. Avoid oxidation and moisture	J
(Ni-Cr) / (Ni-Al) Chromel/Alumel	40.6	-270 to 1300	Oxidation and inert atmospheres	K
Chromel/Constantan	60.9	-200 to 1000		E
Pt (10%)/Rh-Pt	6.0	0 to 1550	Oxidation and inert atmospheres, avoid reducing atmosphere and metallic vapors	S



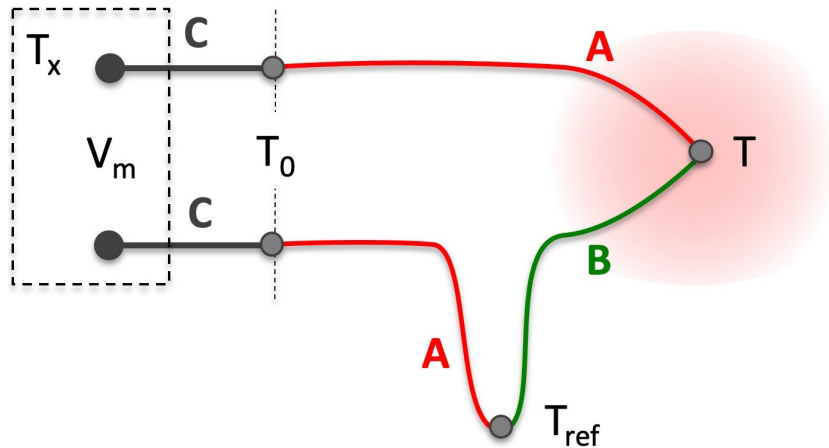
<https://www.sterlingsensors.co.uk/thermocouples#What%20is%20a%20thermocouple>



Thermo-coax

Thermocouples - avec une jonction à $T_{\text{référence}}$

But: s'affranchir de connaître T_{ambiante}



Jonction de **référence**: jonction maintenue à une température **connue** T_{ref} (par ex. eau-glace, eau bouillante, ...)

$$S_C(T_0 - T_x) = -S_C(T_x - T_0)$$

$$V_m = S_C(T_0 - T_x) + S_A(T - T_0) + S_B(T_{\text{ref}} - T) + S_A(T_0 - T_{\text{ref}}) + S_C(T_x - T_0)$$

$$V_m = S_A(T - T_{\text{ref}}) - S_B(T - T_{\text{ref}})$$

Défini $S_{AB} = S_A - S_B$

\Rightarrow

$$V_m = S_{AB}(T - T_{\text{ref}})$$

- Aux bornes de l'instrument de mesure, on a des jonctions parasites (thermocouples parasites) formées par les contacts
- Il faut veiller à **éviter** tout gradient de température entre les contacts à T_0 (zéro emf si les deux à exactement la même température)

Thermocouples – mesure «directe»

On prend $T_{ref} = T_{ambiante}$

Principe: faire passer un **courant** I dans une résistance R placée en série dans le circuit thermocouple pour provoquer une chute de potentiel ΔV^* **compensant** la jonction de référence à température ambiante $T_{ambiante}$

$$V_m = S_{AB} (T - T_{ref})$$

Condition de compensation: $\Delta V^* = S_{AB} T_{ref} = S_{AB} T_{am}$

Pour cela, on utilise un **capteur** de température électronique (type PTAT). On choisit un modèle qui fournit un **courant** proportionnel à la température absolue:

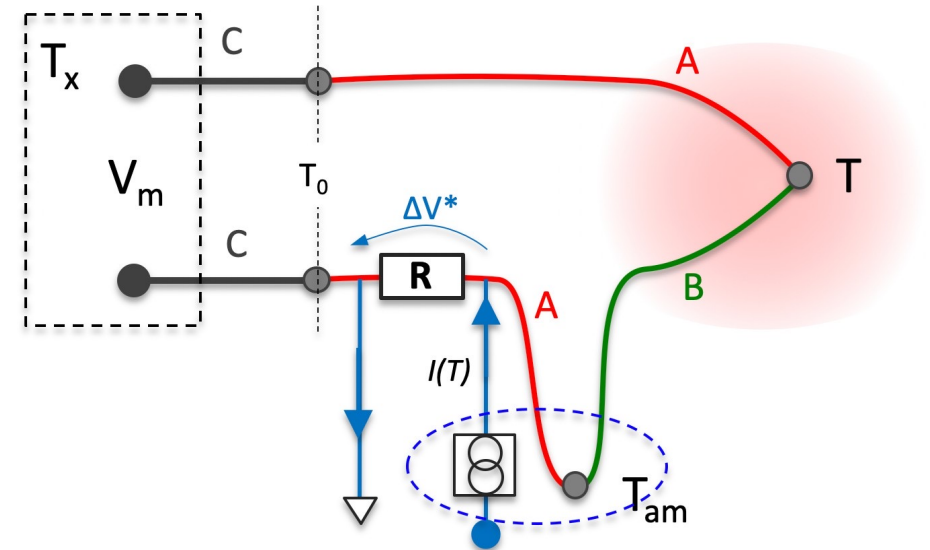
$$I = S_{th} \cdot T \quad S_{th}: \text{sensibilité du PTAT}$$

La chute de potentiel ΔV^* aux bornes de R est alors :

$$\Delta V^* = R S_{th} T_{am} = S_{AB} T_{am}$$

Ce qui permet de choisir R $R = \frac{S_{AB}}{S_{th}}$

$$V_m = S_{AB} T$$



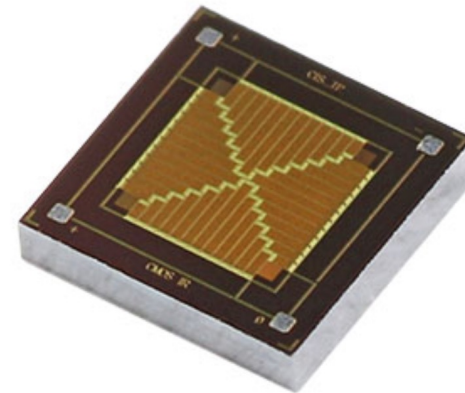
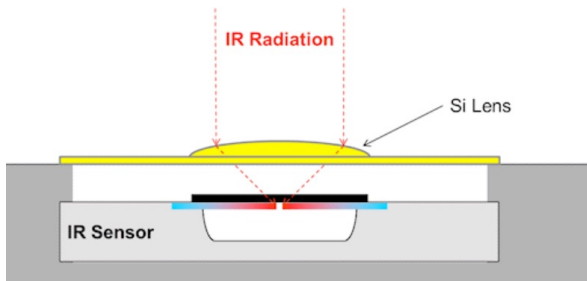
Comparaison RTD, NTC, thermocouples, diodes

	RTD	Thermistor (NTC)	Thermocouple	Diode
Etendue de mesure approx.	-250 à 900°C	-100 à 450°C	-270 à 1800°C	-55 à 150°C
Précision typique	$\pm 0.01\text{ °C}$	$\pm 0.1\text{ °C}$	$\pm 0.5\text{ °C}$	$\pm 0.15\text{ °C}$
Sensibilité typique	quelques $10^{-4}\text{ }\Omega/\Omega^{\circ}\text{C}$	quelques $\Omega/\Omega^{\circ}\text{C}$	quelques $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$	$\sim 2\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$
Linéarité	Bon, fit 2 nd ordre pour linéariser	mauvais, fit 3 ^{ème} ordre pour linéariser	Bon, lookup table pour linéariser	Très bon

Chapitre 6 - Capteurs thermiques

Partie 4 : Capteurs thermiques IR - Thermopiles

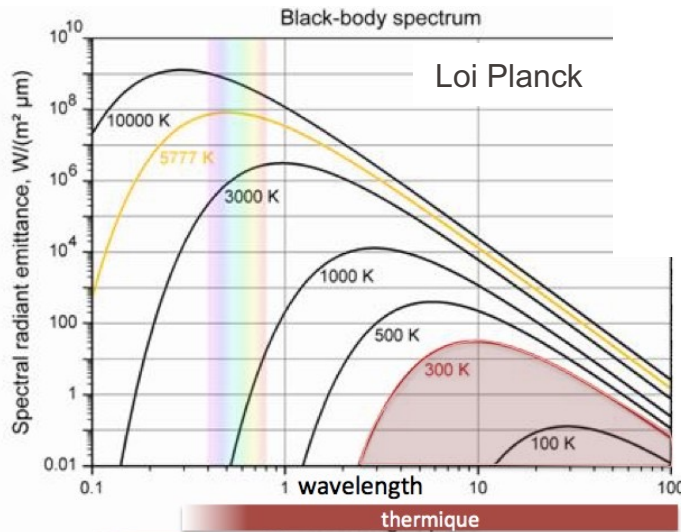
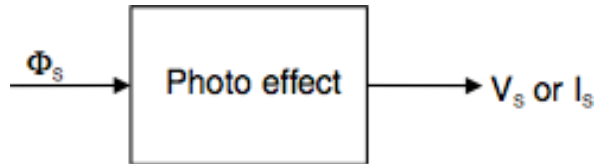
But: mesurer la température d'un objet sans contact



Thermopiles = des Thermocouples en série

Détecteurs de radiation IR

1. Détecteurs « photoniques »



- Photodiode (énergie des photons)
- **Doit être refroidi** (car $bandgap < k_B T_{amb}$) car pour un matériau à faible gap, il y a un gros courant de background

2. Détecteurs « thermiques »



$$\phi_{rad} = \sigma \cdot T^4$$

$$\sigma = 5.6 \cdot 10^{-8} \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{K}^{-4} \quad \text{Stefan-Boltzmann constant}$$

- 1) *Détecteur absorbe la radiation (IR). Sa température augmente de ΔT .*
- 2) ΔT est mesuré par un des 3 effets physiques suivants:
 - I. Tension ou courant thermoélectrique: **Thermopile**
 - II. Variation de résistance d'un élément: **Bolomètre**
 - III. Variation de charge: **Pyroélectrique**

Ces capteurs n'ont pas besoin d'être refroidis (**uncooled**)

L'absorbeur est constitué d'un métal de haute conductivité thermique (de l'or pour les capteurs de haute qualité), souvent noirci pour augmenter l'absorption.

Le volume de l'absorbeur est petit pour

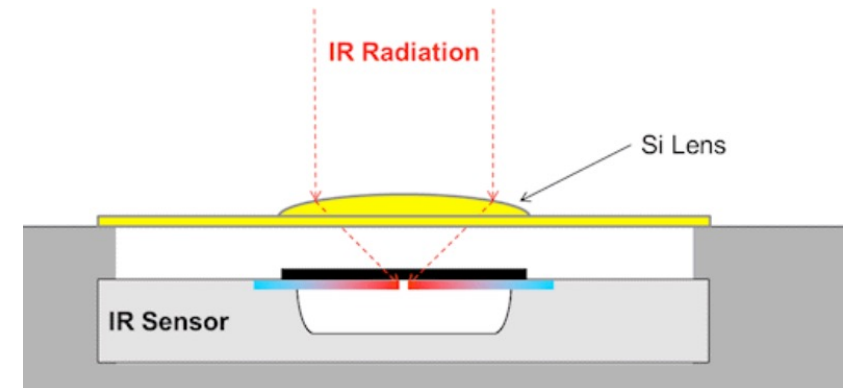
- i) un plus grand changement de température, et
- ii) réduire le temps de réponse.

- Bonne isolation thermique= très lent, mais bcp de signal
- Bonne conduction thermique = rapide, mais peu de signal

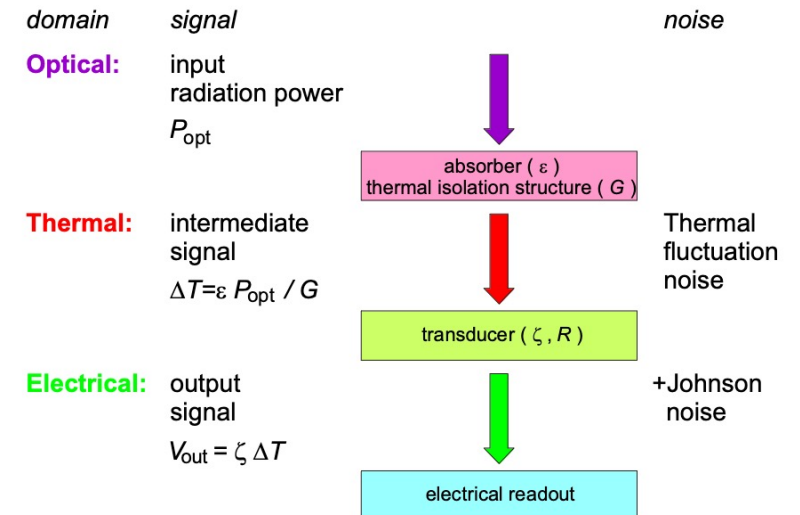
L'absorbeur et le capteur sont encapsulés ou placés dans une cavité remplie de gaz ou sous vide pour éviter les variations de température du aux flux d'air.

L'absorbeur est situé derrière une fenêtre transparente au rayonnement IR, souvent en silicium, mais d'autres matériaux peuvent être utilisés (germanium, sélénium de zinc, etc.).

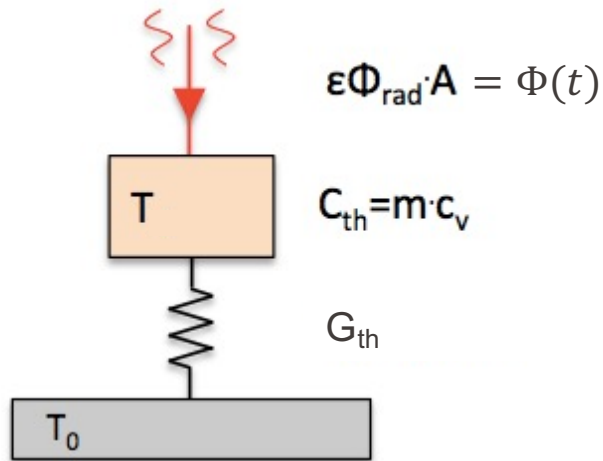
Le choix des matériaux et de la structure du capteur dicte dans une large mesure la sensibilité, la réponse spectrale et la construction physique du dispositif.



Thermal radiation detector: 2-step signal generation



Modèle thermique équivalent de l'absorbeur



Equation différentielle de bilan thermique:

$$\Phi(t) = C_{\text{th}} \frac{dT}{dt} + (T - T_0) \cdot G_{\text{th}}$$

Constante de temps:

$$\tau_{\text{th}} = \frac{C_{\text{th}}}{G_{\text{th}}} = \frac{mc_v}{G_{\text{th}}}$$

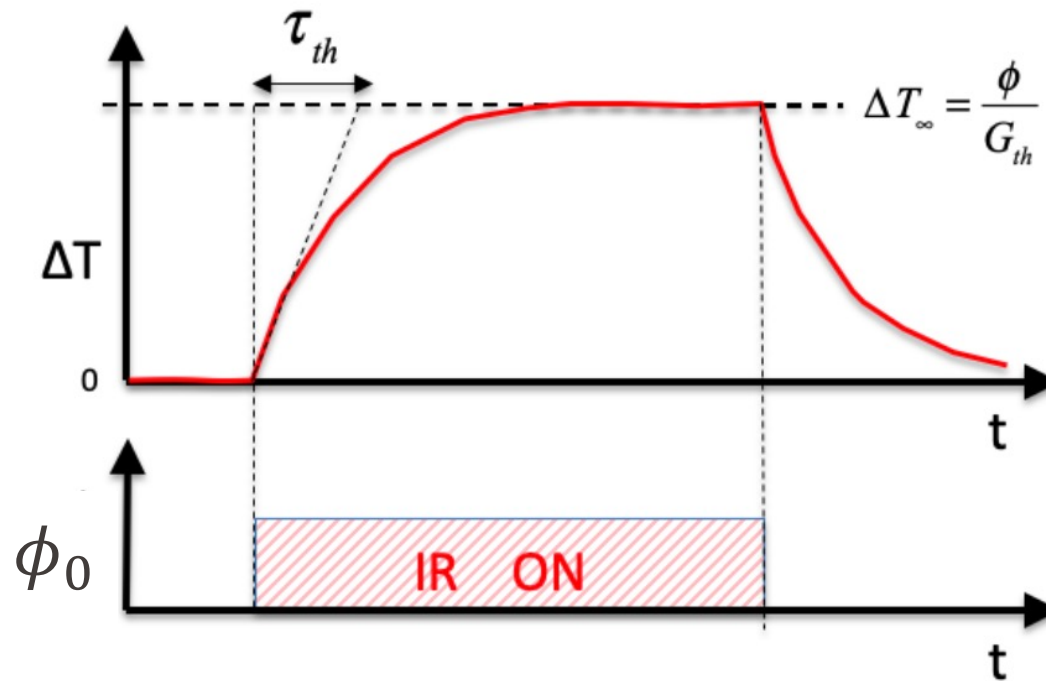
Sensibilité en T (DC):

$$\Delta T_{\text{capteur}} = T - T_0 = \frac{\Phi_0}{G_{\text{th}}}$$

Typiquement, le ΔT du capteur n'est que de quelques mK

$T(t)$	Température du capteur [K]
T_0	Température substrat [K]
G_{th}	conductance thermique capteur -substrat [W/K]
$C_{\text{th}} = mc_v$	capacité thermique capteur [J/K]
$\Phi(t) = \Phi_0$	flux radiation absorbé par capteur [W]
ε	émissivité
A	surface capteur
Φ_{rad}	flux radiation ($\propto T^4$) [W/m ²]

Réponse en température de l'absorbeur à un saut d'intensité IR



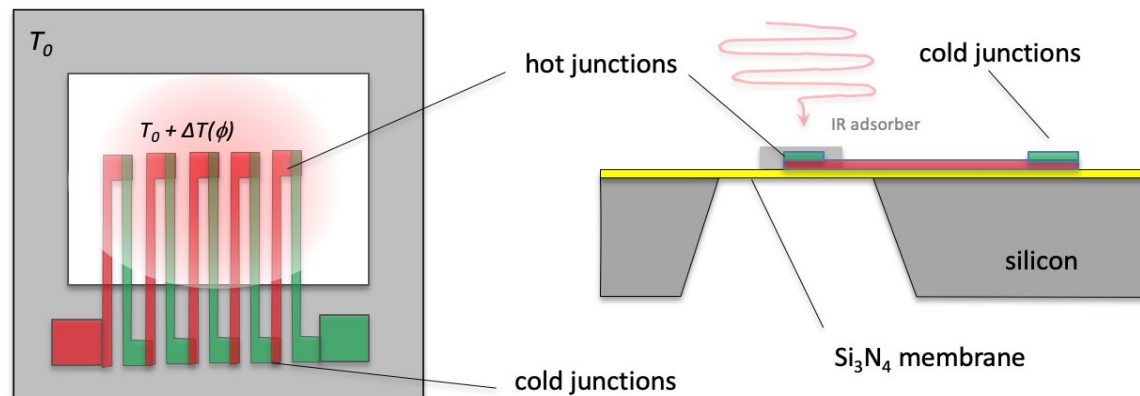
$$\tau_{th} = \frac{C_{th}}{G_{th}} = \frac{mc_v}{G_{th}}$$

$$\Delta T_{capteur} = \frac{\Phi_0}{G_{th}}$$

Compromis...

Thermopiles

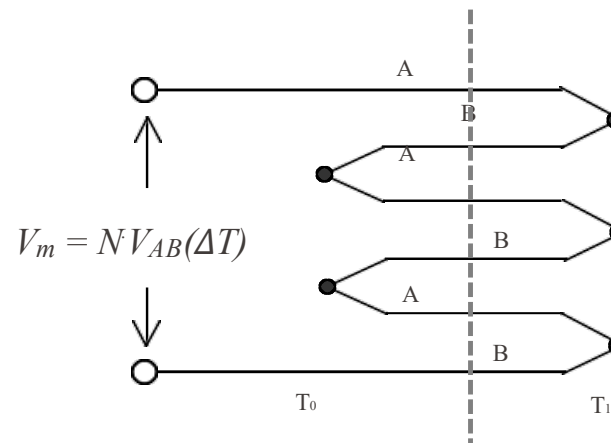
Les thermopiles utilisent des jonctions de **thermocouples déposées en série sur une membrane** pour mesurer l'échauffement provoqué par la radiation incidente.



La thermopile se compose de:

- **N jonctions «chaudes»** qui doivent être isolées thermiquement du substrat (-> sur une membrane) et
- **N jonctions «froides»** qui sont en contact thermique avec le substrat (=température ambiante)

Deux matériaux, alternant



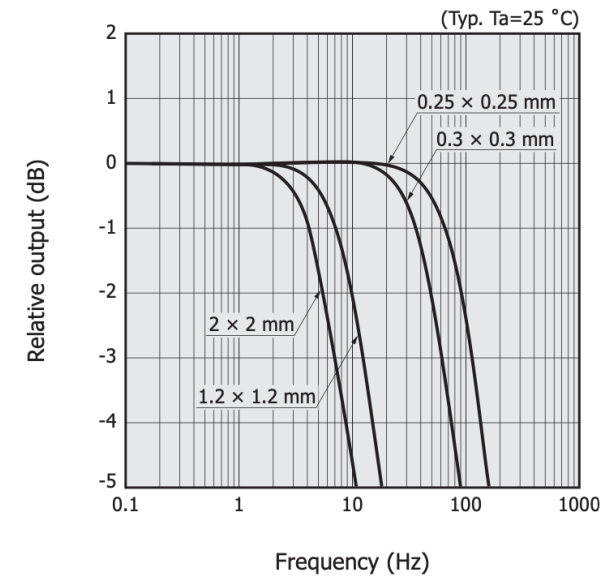
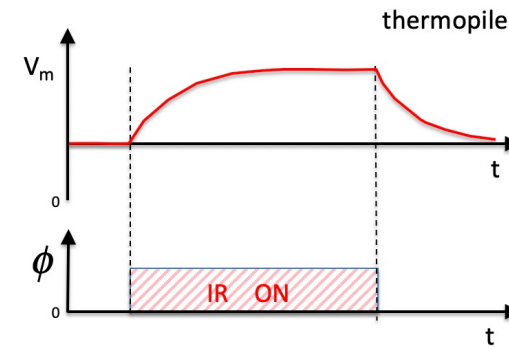
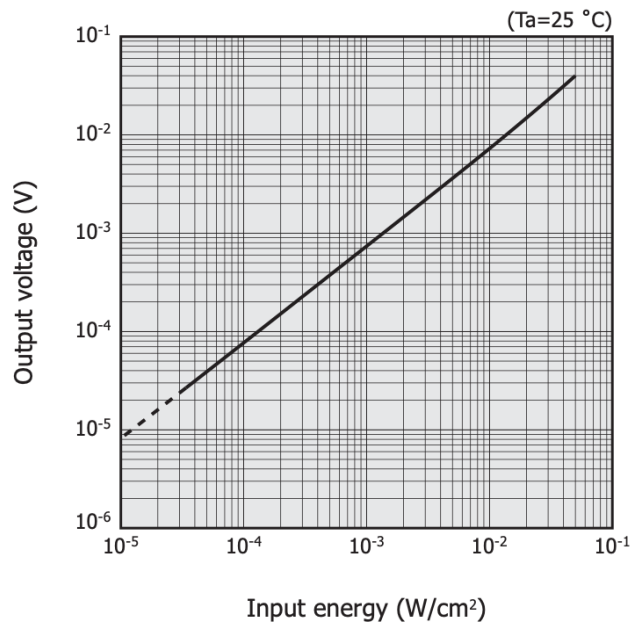
$$V_m = N \cdot S_{AB} \cdot \Delta T$$

- On met des ThermoCouples en série pour avoir un signal plus grand.

- Reçoit des μW . Donc petit ΔT .
- Entre “chaud” et “froid”: que quelques mK ! (on fera le calcul plus tard)

Thermopiles : sensibilité

Réponse statique: $V_m = \frac{\Phi_0}{G_{th}} N S_{AB}$



Constante de temps $\tau_{th} = \frac{C_{th}}{G_{th}} = \frac{mc_v}{G_{th}}$

Thermopiles : bruit

Rapport signal/bruit

Bruit thermique dans la résistance: $R = N \cdot R_i \quad \Rightarrow \quad V_{noise} = \sqrt{N} \sqrt{4R_i k_B T} \cdot \sqrt{\Delta f}$

Signal

$$V_m \propto N \cdot S_{AB}$$

Bruit

$$V_{noise} \propto \sqrt{R} \propto \sqrt{N}$$

Rapport signal / bruit

$$SN \propto N / \sqrt{N} \propto \sqrt{N}$$

\Rightarrow N grand est favorable

Noise-equivalent power $NEP = \frac{G_{th}}{S_{AB} N} \sqrt{4k_B T \cdot N \cdot R_n}$

signal power that gives a SNR=1 for 1 Hz bandwidth.
Approx: nW / sqrt(Hz)

Thermopiles : sensibilité

Figure de mérite Z, lié au matériaux

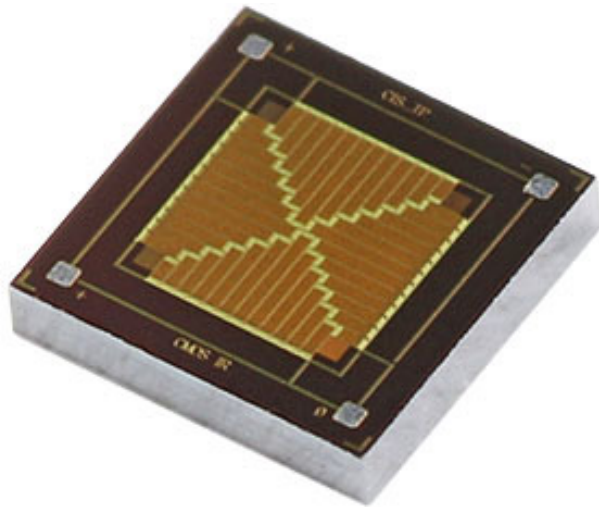
Z permet de **comparer** les matériaux des thermopiles. Il ne suffit pas de maximiser le coefficient Seebeck S_{AB} , mais il faut tenir compte de résistivité (bruit) et conductivité thermique (temps de réponse)

$$Z = \frac{S_{AB}^2}{\rho \cdot k_{th}}$$

S_{AB} :	<i>coefficient Seebeck</i>
ρ :	<i>résistivité électrique</i>
k_{th} :	<i>conductivité thermique</i>

- Si la conductivité thermique k_{th} (entre les jonctions froides et chaudes) est trop grande, la sensibilité est diminuée (car plus grand G_{th})
- Une résistance élevée augmente le bruit électrique
- Les semi-conducteurs offrent les meilleures figures de mérite Z

Thermopiles : construction



<https://cmosir.com/>

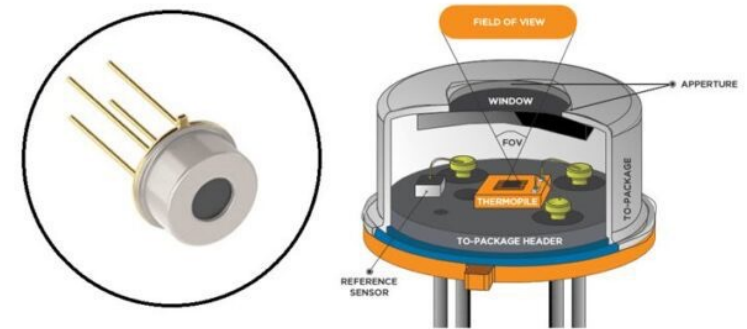
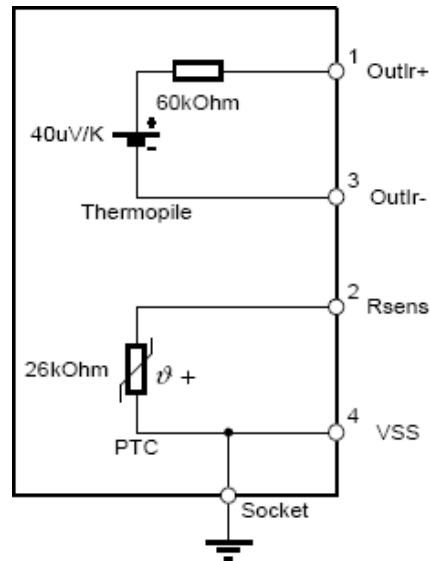


Figure- Cross section through a thermopile sensor

<https://theinstrumentguru.com/wp-content/uploads/2021/02/Construction-of-a-thermopile-min.jpg>

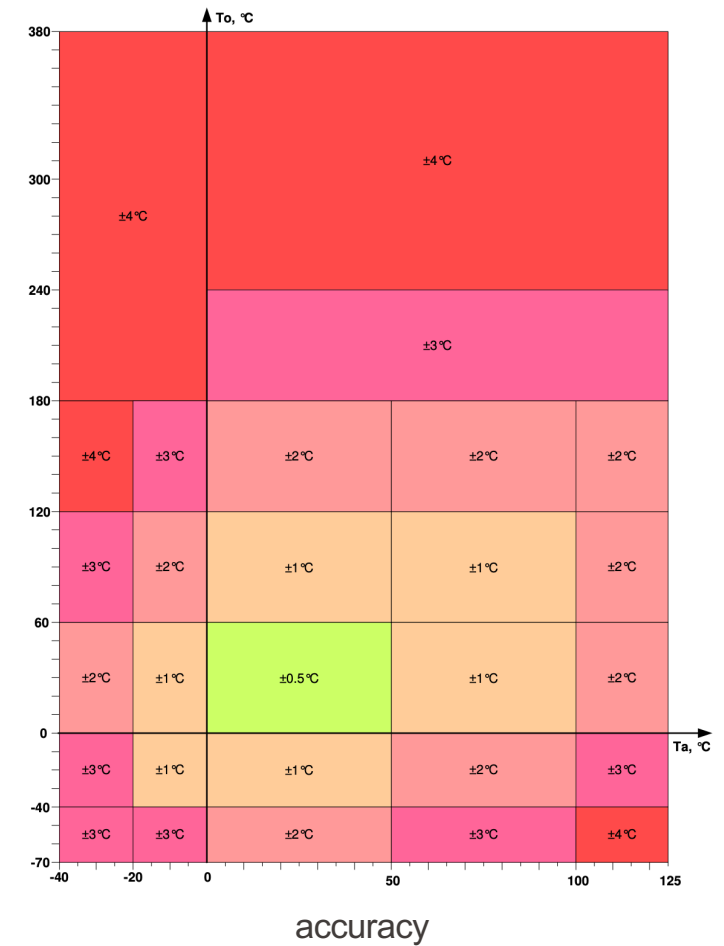
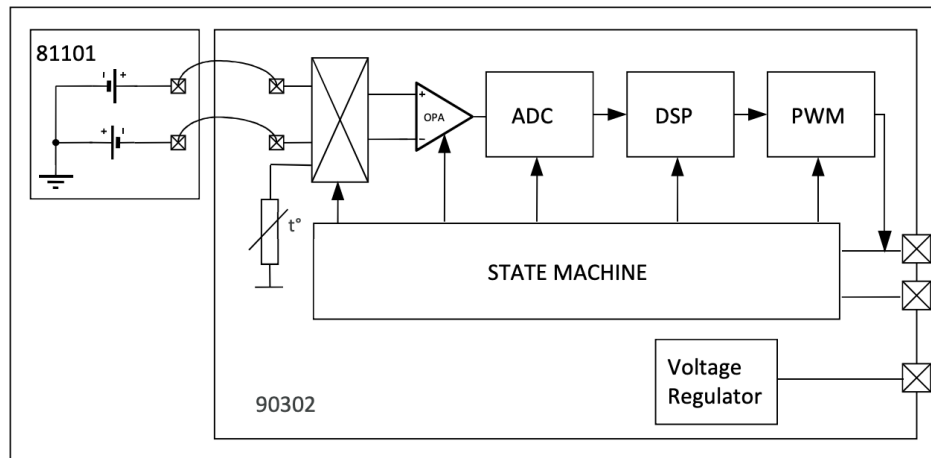
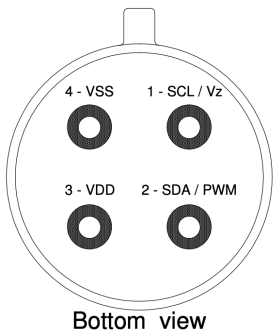
- En général, des jonctions *n-polysilicium - aluminium* sur membrane (**143 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$**)
- Il faut **compenser** l'effet de la température ambiante car le coefficient de thermocouple (coefficient Seebeck) dépend de la température. Pour ceci, un thermistor (par ex PTC ou NTC) est placé sur le chip de la thermopile
 - Nombre typique de jonctions $N=20 - 100$
 - Sensibilité typique: 10 à 50 V/W
 - Constante de temps typique: 10 à 100 ms

<https://www.melexis.com/en/product/MLX90616/Thermal-Infrared-Thermopile-Sensor-High-Temperature-Measurements>



The MLX90614 is built from 2 chips developed and manufactured by Melexis:

- The Infra Red thermopile detector MLX81101
- The signal conditioning ASSP MLX90302, specially designed to process the output of IR sensor (17 bit ADC + DSP)

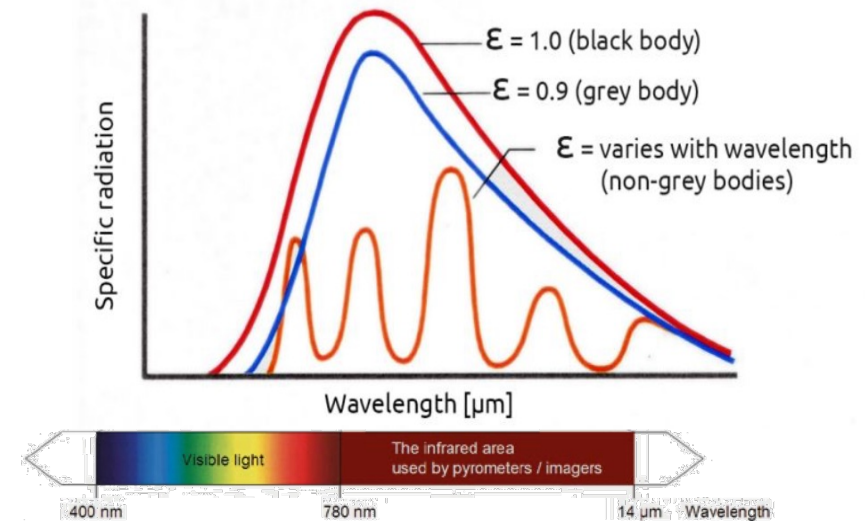


Pyrométrie IR

La pyrométrie (mesure de **température sans contact**) est basée sur la mesure de la radiation émise à la surface d'un corps chaud.



Material	Emissivity ϵ
Skin*	0.98
Wet soil	0.95
Paint	0.94
Heavy vegetation	0.93
Dry soil	0.92
Dry grass	0.91
Sand	0.90
Dry snow	0.88
Asphalt	0.83
Oxidised Steel	0.79
Concrete	0.76
Polished Steel	0.07



$$\Phi_{IR} = \epsilon \sigma T^4 \left[\frac{W}{m^2} \right]$$

On distingue deux techniques de mesure:

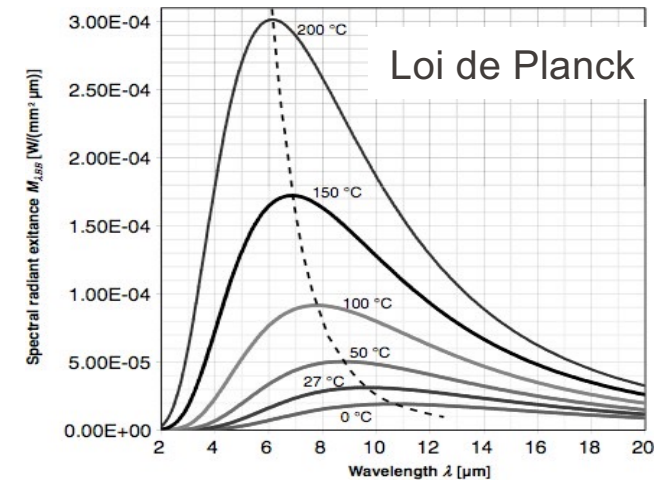
- la **pyrométrie infrarouge** que se base sur la mesure **thermique** de la radiation infrarouge sur une large bande de longueur d'onde : on utilise généralement des **thermopiles**
- la **pyrométrie optique** se base sur la mesure des **photons** à des longueurs d'ondes prédéfinies, IR ou visible si la **température** de l'objet est **supérieure à 500°C** (un ou deux longueurs d'onde)
=> voir chapitre « capteurs optiques » du cours

Pyrométrie IR

Comment lier température du Thermopile et température de l'objet?

Le pyromètre IR est constitué d'un capteur IR et d'une ouverture (ou lentille transparente aux IR)

Nous mesurons la radiation totale. Pour les objets dont la température est comprise entre 0°C et 500°C, les longueurs d'ondes IR sont entre 1 µm et 20 µm, c-à-d le proche infrarouge



Loi de Stefan-Boltzmann:

émission électromagnétique totale ϕ_{IR} émise par un corps noir à température T , *par unité de surface* du corps:

$$\phi_{IR} = \sigma T^4 \quad \left[\frac{W}{m^2} \right] \quad \sigma \approx 5.67 \times 10^{-8} \text{ W m}^{-2} \text{ K}^{-4}$$

Stefan-Boltzmann constant

Pour un corps gris : $\phi_{IR} = \varepsilon \sigma T^4 \quad \left[\frac{W}{m^2} \right] \quad \varepsilon$: émissivité

Flux radiation entre 2 corps

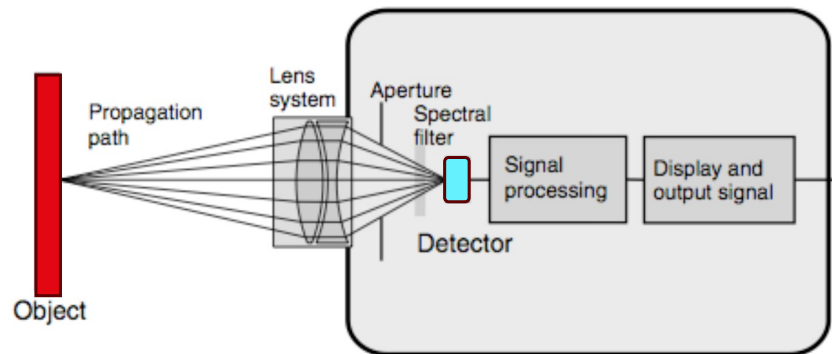
Le flux de radiation entre un objet à T_1 et un détecteur à T_2 :

$$\phi_{1 \rightarrow 2} = A_1 F_{1 \rightarrow 2} \sigma T_1^4 - A_2 F_{2 \rightarrow 1} \sigma T_2^4 \text{ [W]}$$

- $F_{2 \rightarrow 1}$ “view factor” de 2 vers 1. facteur géométrique, sans unité
- par réciprocity, $A_1 F_{1 \rightarrow 2} = A_2 F_{2 \rightarrow 1}$

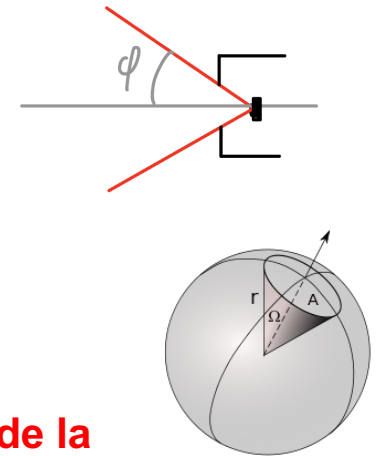
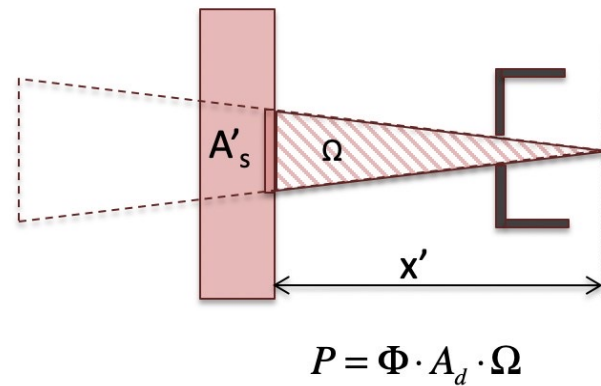
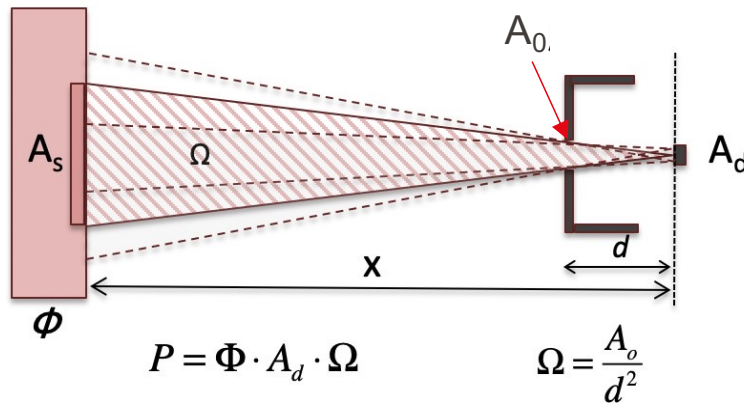
$$\phi_{1 \rightarrow 2} = A_2 F_{2 \rightarrow 1} \sigma (T_1^4 - T_2^4) \text{ [W]}$$

$$\phi_{\text{au détecteur}} = A_{\text{détecteur}} \cdot F_{\text{capteur} \rightarrow \text{objet}} \cdot \sigma \cdot (\epsilon_{\text{obj}} T_{\text{objet}}^4 - \epsilon_{\text{cap}} T_{\text{détecteur}}^4)$$



Pyrométrie IR (sans lentille IR), cas objet > champ de vision

Objet > champ de vision

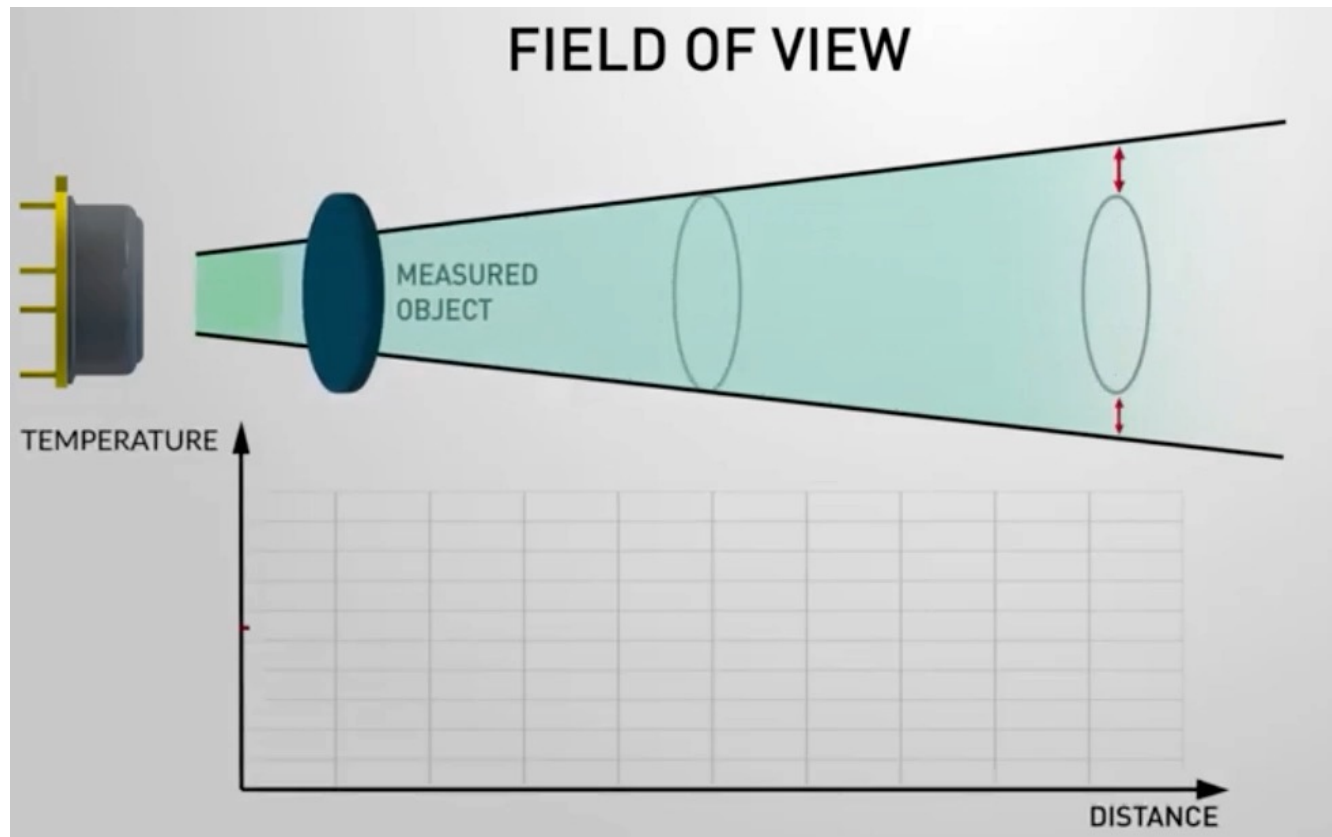


Si l'objet est plus grand que le champ de vision, **l'intensité IR collectée ne dépend pas de la distance** entre la source et le pyromètre, ni de la taille de la source, car on collecte toujours le même **angle solide** de radiation (aussi avec une lentille/objectif)

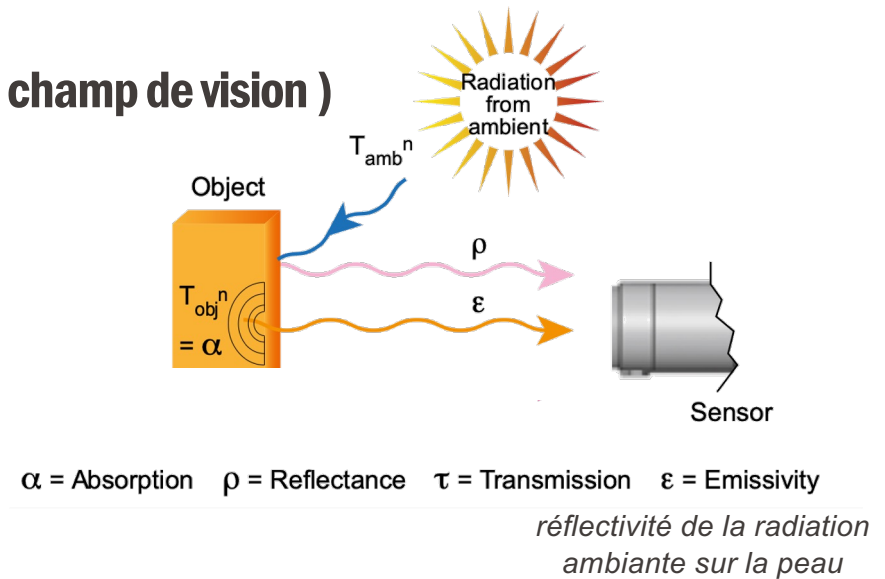
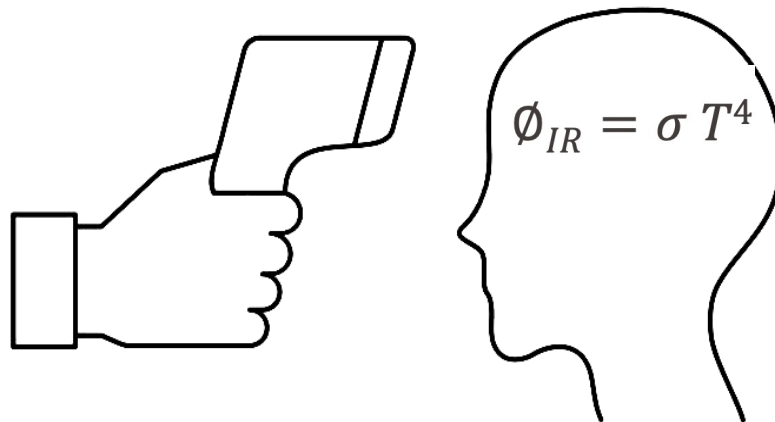
$$\phi_{rad} \approx \sigma (\varepsilon_{obj} T_{obj}^4 - \varepsilon_{capt} T_{capt}^4) \cdot A_{detecteur} \cdot 4\pi \cdot \sin^2 \varphi$$

généralement, on mettra $\varepsilon_{capteur} = 1$

Pyrométrie IR : il faut une correction **si l'objet est plus petit que le champ de vision**



Thermomètre frontal (cas objet > champ de vision)



$$V_m = S_0 [\epsilon_{obj} T_{obj}^4 - T_{capt}^4 + (1 - \epsilon_{obj}) T_{amb}^4]$$

Comme le détecteur IR ne couvre pas tout le spectre IR, n (<4) est utilisé à la place de la puissance 4 :

$$V_m = S_0 [\epsilon_{obj} T_{obj}^n + (1 - \epsilon_{obj}) T_{amb}^n - T_{capt}^n]$$

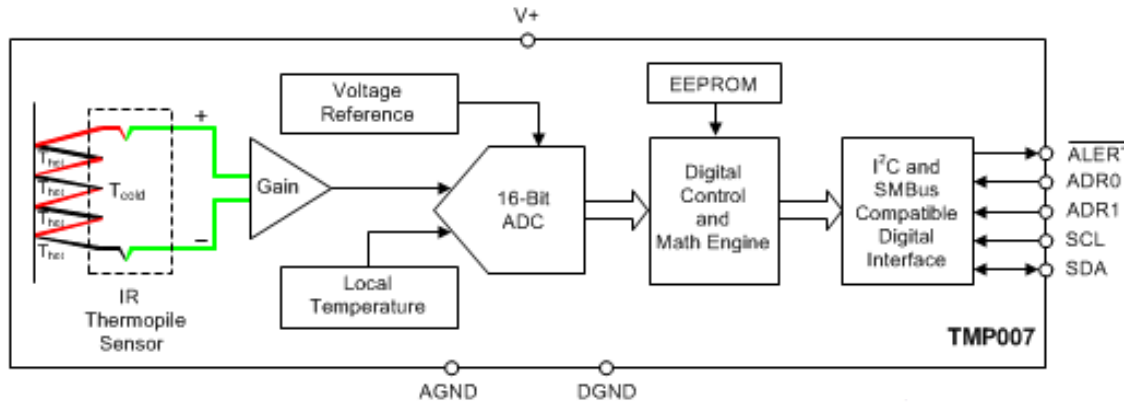
(plusieurs corrections sont nécessaires pour trouver la température T_{obj} que l'on cherche)

T_{obj} : température de la peau [K]
 T_{amb} : température ambiante [K]
 T_{capt} : température de l'instrument [K]
 ϵ_{obj} : émissivité de la peau (env. 0.98)
 S_0 : sensibilité capteur [V/W], calibré

(application numérique dans exercice 6.9)

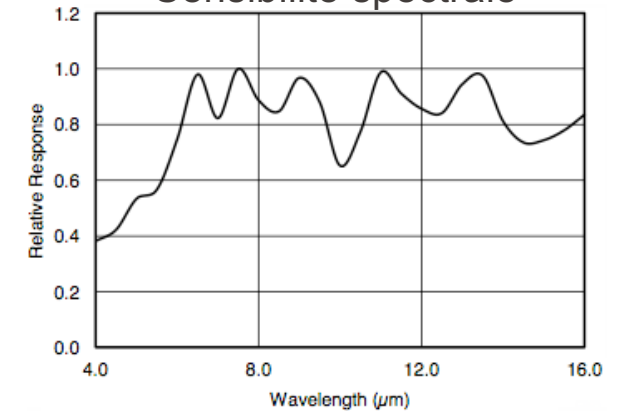
Chapitre 6 - partie 4

Thermopiles : exemple TI TMP007

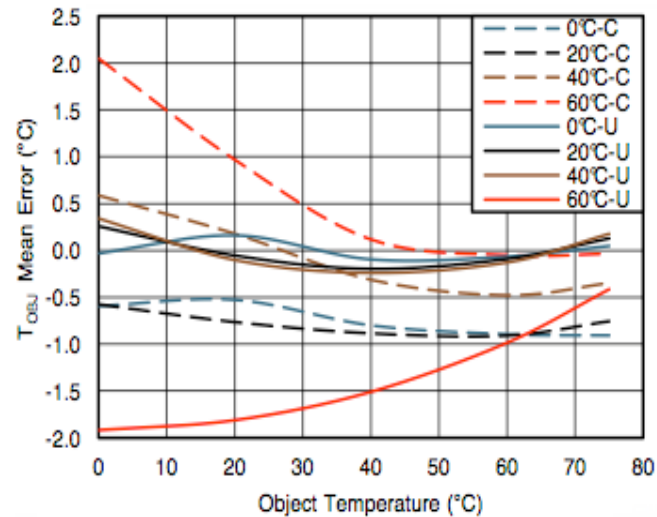


$$T_{OBJ} = \sqrt[4]{T_{DIE}^4 + \frac{V_{SENSOR}}{\epsilon\sigma}}$$

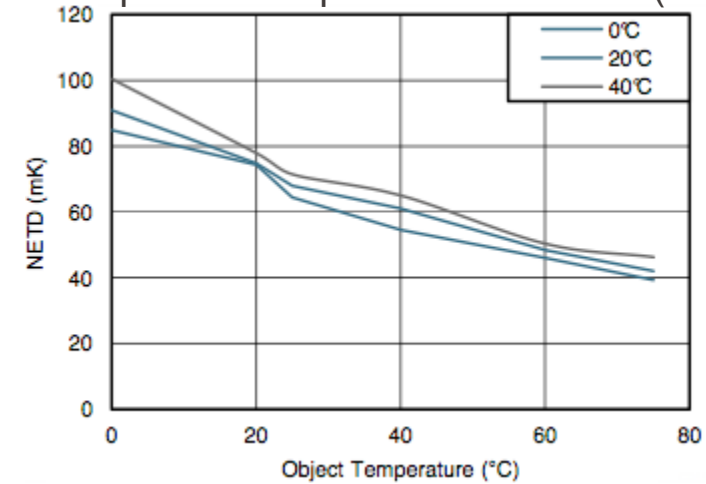
Sensibilité spectrale



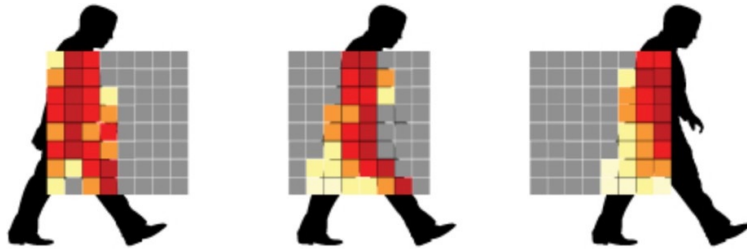
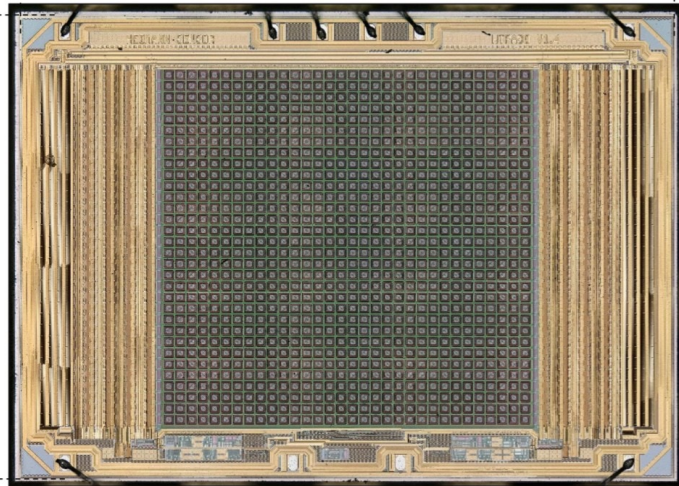
Erreur de mesure (comp, non comp)



Température équivalente de bruit (NEDT)

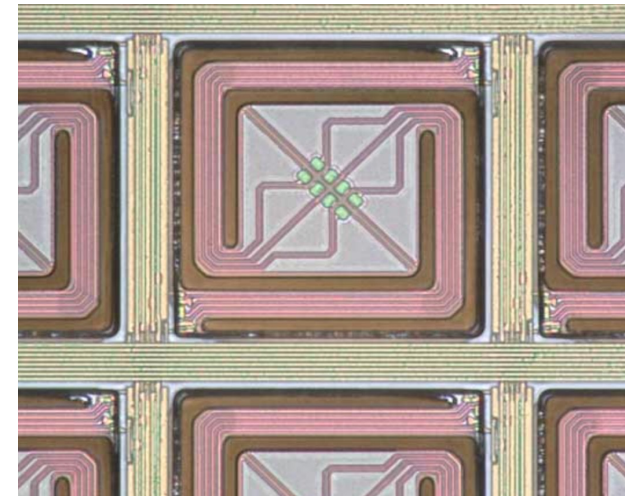


Thermopiles : matrices



Grid-EYE 8x8 Array

- Trop lent et pas assez de pixels pour vidéo
- Mais bien pour détection présence (par ex 16x16)



Silicon lens
• Image formation

IR detector
• 8 x 8 pixels
• Thermal insulation structure using MEMS technology
• Infrared absorption
• Thermoelectric conversion

Mixed signal processing IC
• 64-Pixels signal readout
• Analog amplification
• Analog to digital conversion
• Sensitivity correction
• Correction for temperature effects
• Digital communication

Ceramic package
• Air tightness
• Radio shielding
• Possible to use with reflow soldering

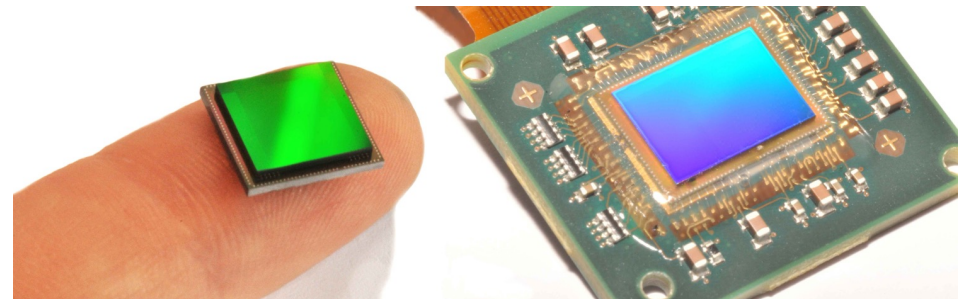
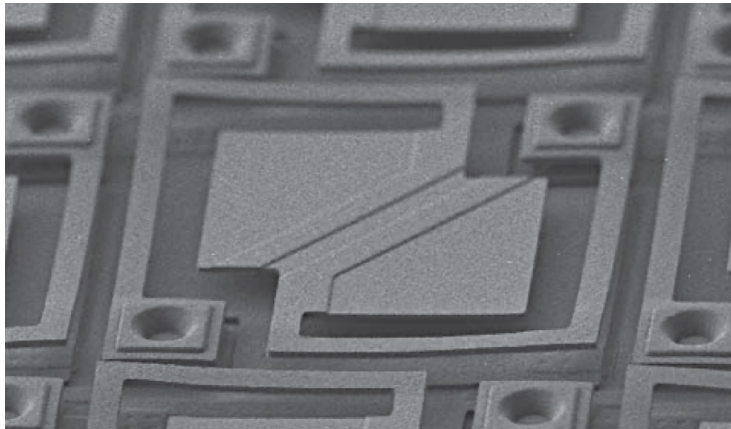
Voir démo
GridEye



Chapitre 6 - Capteurs thermiques

Partie 5 : Capteurs thermiques IR - Bolomètres

Permet des images à bonne résolution



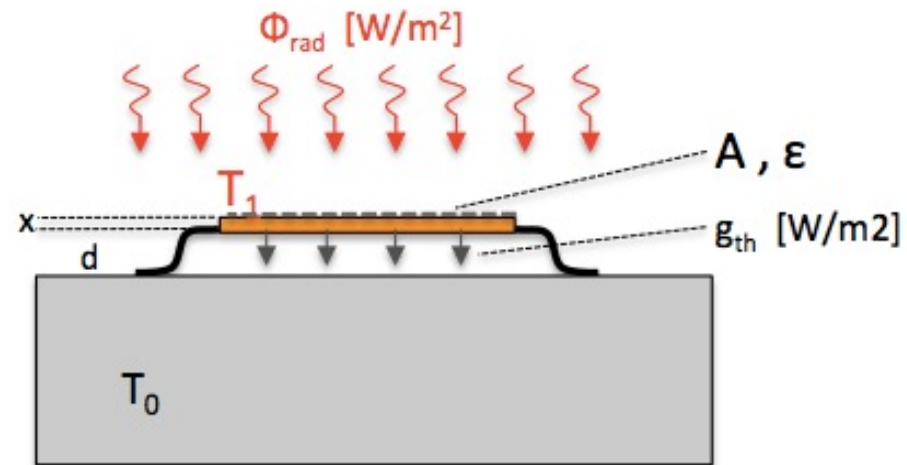
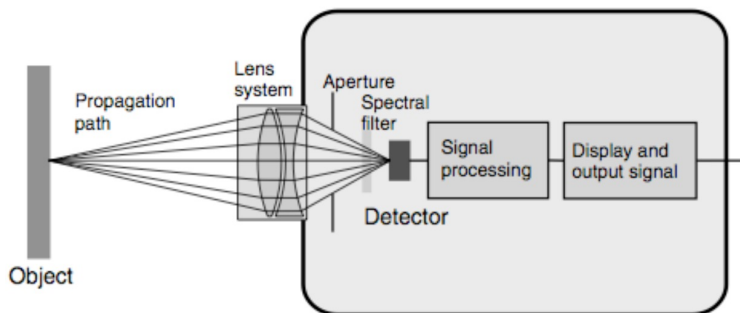
<https://www.ims.fraunhofer.de/en/Core-Competence/Technology/MEMS-Technologies/Microbolometer.html>

Bolomètre

Principe: La **radiation** IR, est **absorbée** sur un capteur thermique résistif, isolé thermiquement de son support.

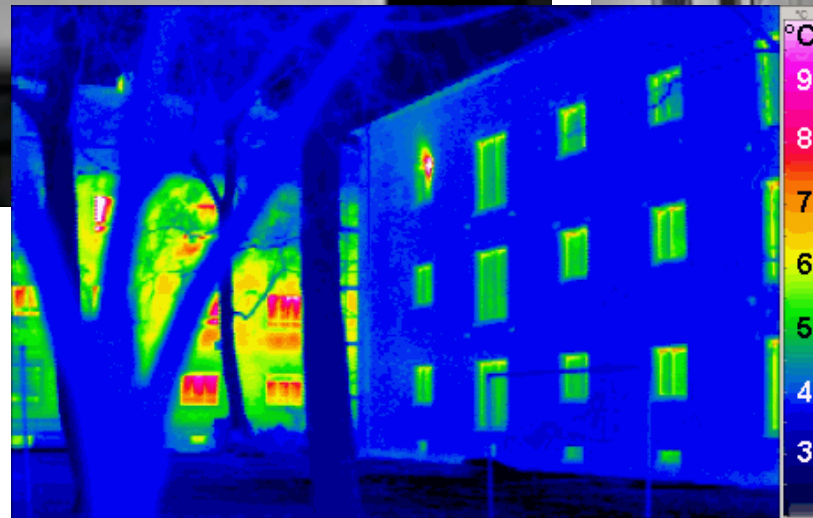
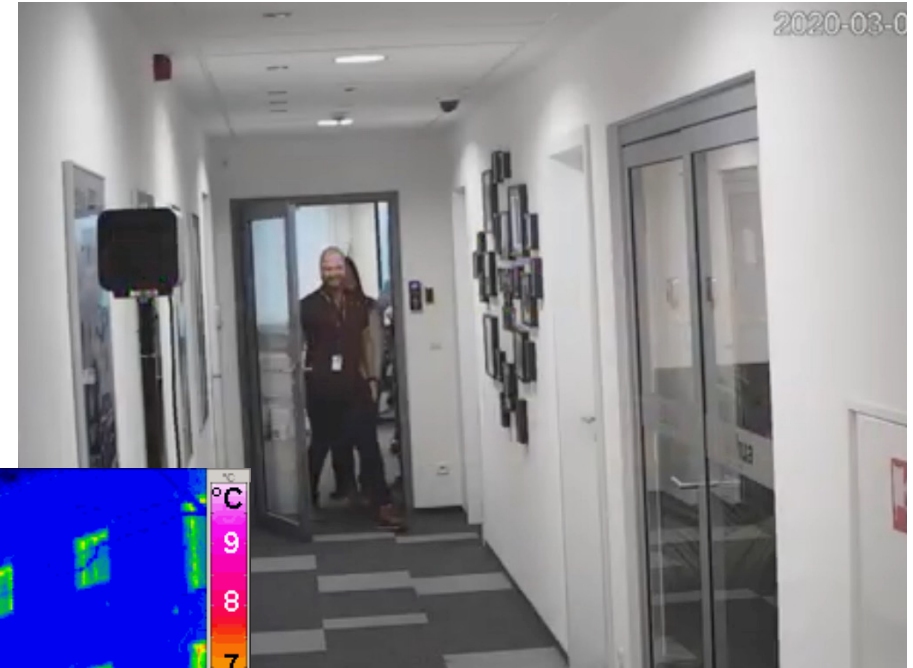
L'**élévation de température** $T - T_0$ est proportionnelle à l'intensité de la **radiation** IR incidente Φ_{rad}

Équilibre température du capteur: **Radiation IR incidente** \leftrightarrow **conduction vers substrat**



Bolomètre: La **variation de température est mesurée par la variation de résistance** de la zone isolée thermiquement (membrane)

Caméra IR- applications



Mode covid



On veut connaître la température T_{maison} à chaque point du champ de vue

Pour chaque élément de surface,

$$\phi_{\text{maison}} = \sigma T_{\text{maison}}^4$$

$$\Phi_{\text{pixel}} = \phi_{\text{maison}} \frac{A_p A_L}{f^2}$$

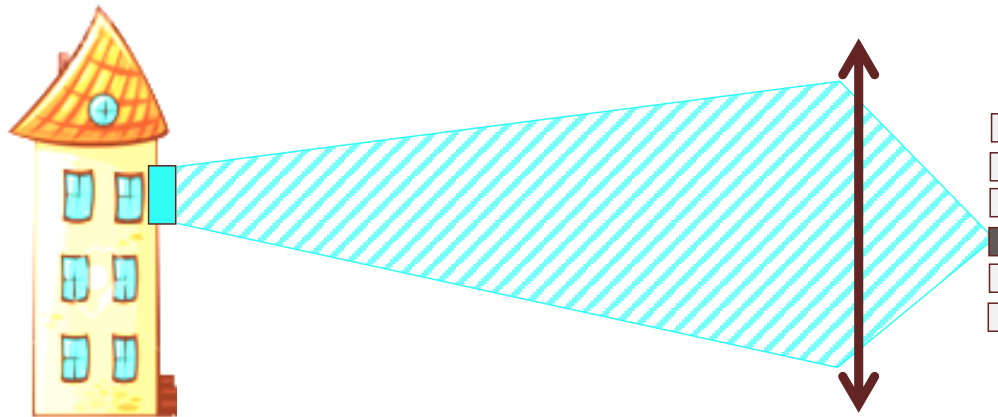
A_p surface pixel
 A_L surface lentille
 f longueur focale

$$T_{\text{pixel}} - T_{\text{chip}} = \Phi_{\text{pixel}} \frac{d}{\lambda_{\text{air}} A}$$

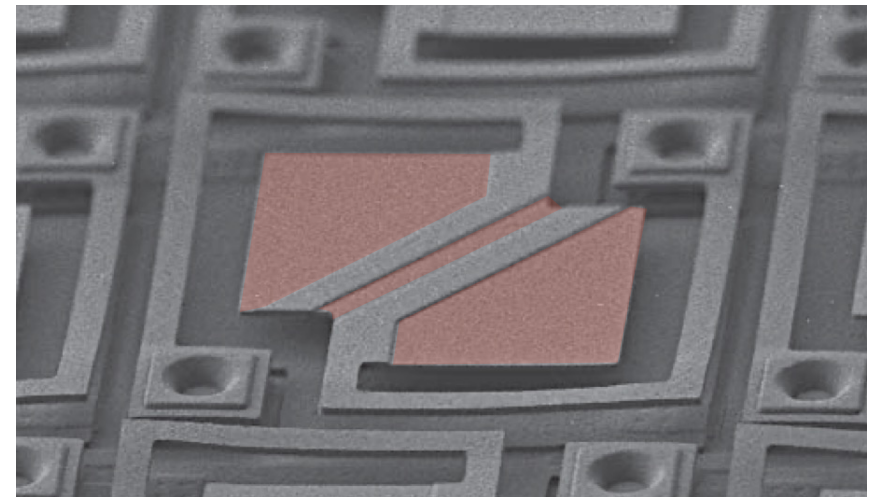
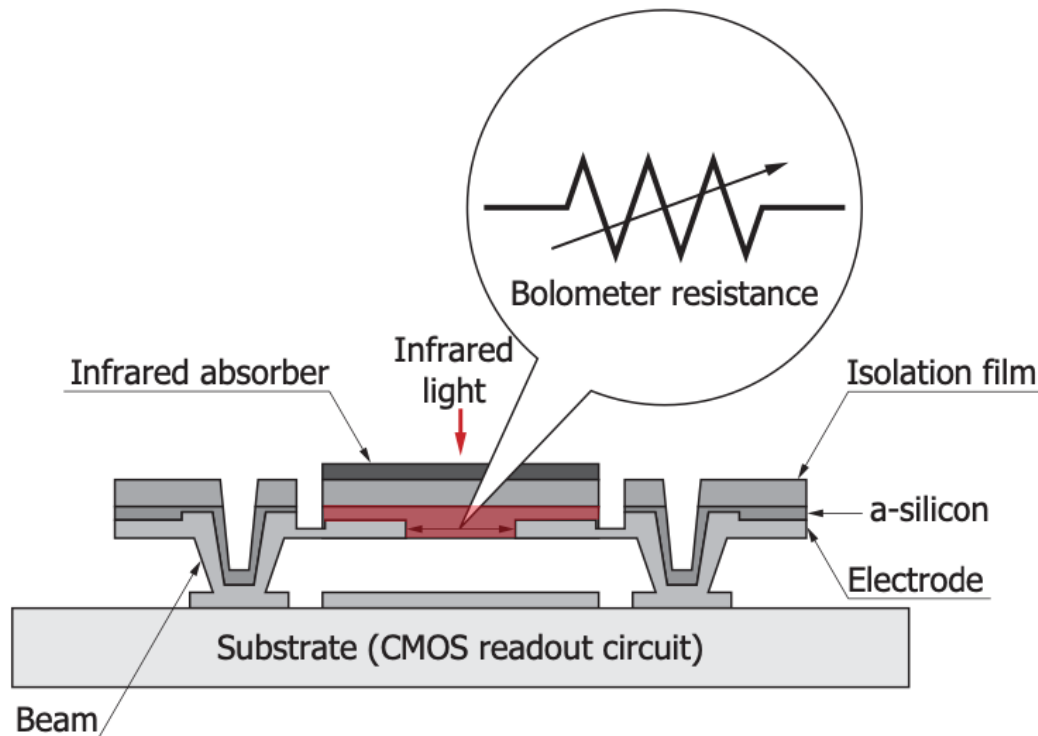
$$\frac{\Delta R}{R} = \alpha_R (T_{\text{pixel}} - T_{\text{chip}})$$

On mesure ΔR pour chaque pixel

$$\Delta R \rightarrow T_{\text{pixel}} \rightarrow \Phi_{\text{pixel}} \rightarrow \Phi_{\text{maison}} \rightarrow T_{\text{maison}}$$

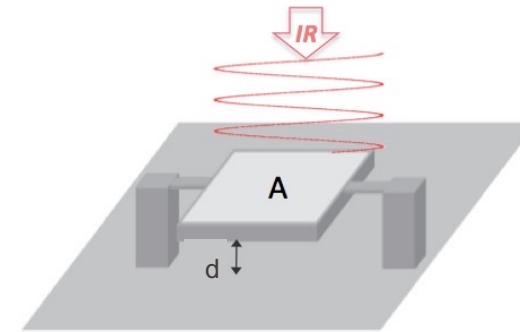
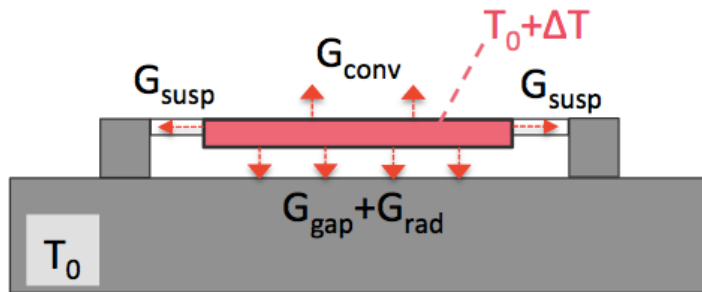


Bolomètre (matrice -> imaging)



- La taille typique des pixels est de 10 μm à 50 μm de côté
- Le nombre de pixel est typ. 640 x 480 pixels (varie de 80x60 à >HD)
- CMOS en dessous pour mesure de ΔR et traitement signal
- Conduction thermique dominé par l'air sous chaque élément (pas par les bras de suspension)

Pertes thermiques dans les bolomètres micro-usinés



Num: plate of $200\ \mu\text{m} \times 200\ \mu\text{m}$ gap = $2\ \mu\text{m}$
 Si suspension beams (2x) $200 \times 15 \times 1\ \mu\text{m}$

Conductance due to: top surface convection
 Si suspensions
 Radiation
Air gap conduction

$$G_{th} = h_k \cdot A = 4 \cdot 10^{-7} \text{ WK}^{-1}$$

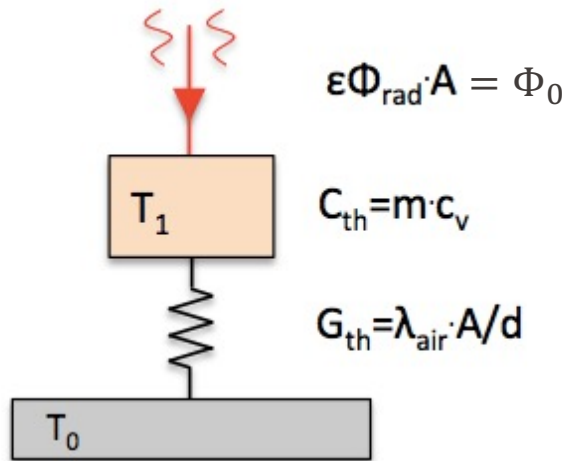
$$G_{th} = k_{Si} \cdot A/l = 6 \cdot 10^{-6} \text{ WK}^{-1}$$

$$G_{th} = 4A \cdot \epsilon \sigma T^3 = 4 \cdot 10^{-7} \text{ WK}^{-1}$$

$$G_{th} = \kappa_{air} \cdot A/d = 5 \cdot 10^{-4} \text{ WK}^{-1}$$

- **Air gap conduction** is the **dominant** heat loss mechanism in most bolometers (which affects both the *sensitivity* and the *time constant*)

Bolomètre : modèle thermique équivalent



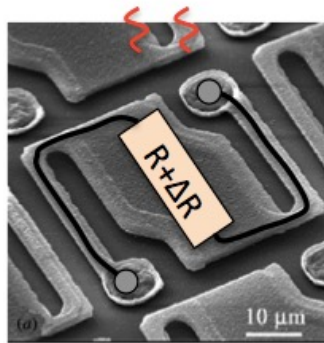
Equation différentielle de bilan thermique:

$$\Phi(t) = C_{th} \frac{dT}{dt} + (T - T_0) \cdot G_{th}$$

Constante de temps:

$$\tau_{th} = \frac{C_{th}}{G_{th}} = \frac{mc_v}{G_{th}} = m c_v \frac{d}{\lambda_{air} A}$$

Sensibilité en T (DC): $T - T_0 = \frac{\Phi_0}{G_{th}} = \Phi_0 \frac{d}{\lambda_{air} A}$



Changement de R avec ΔT

$$\frac{\Delta R}{R} = \alpha_R (T - T_0) = \frac{\Phi_0 \alpha_R}{G_{th}} = \frac{\varepsilon \Phi_{rad} \alpha_R}{\lambda_{air}} d$$

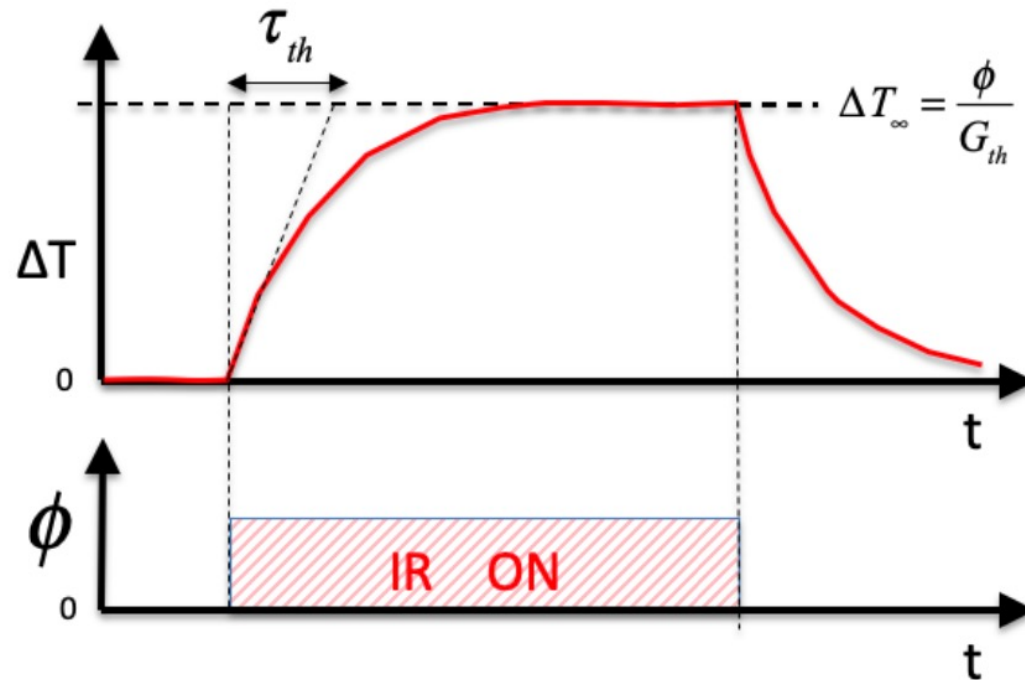
Sensibilité depend de:

- α_R
- λ_{air}
- d

$T(t)$	Température de l'élément
G_{th}	conductance thermique [W/K]
$C_{th} = mc_v$	capacité thermique du capteur
$\Phi(t)$	flux total absorbé
ε	émissivité
T_0	température fixe du substrat
d	gap entre substrat et absorbeur
λ_{air}	Conductivité thermique de l'air
α_R	coeff température de la résistance

Bolomètre : réponse à un saut d'intensité IR

$$\Phi(t < 0) = 0 \quad \text{puis} \quad \Phi(t > 0) = \Phi_0 \quad \Delta T(t) = \frac{\phi}{G_{th}} \left(1 - e^{-t/\tau_{th}}\right)$$



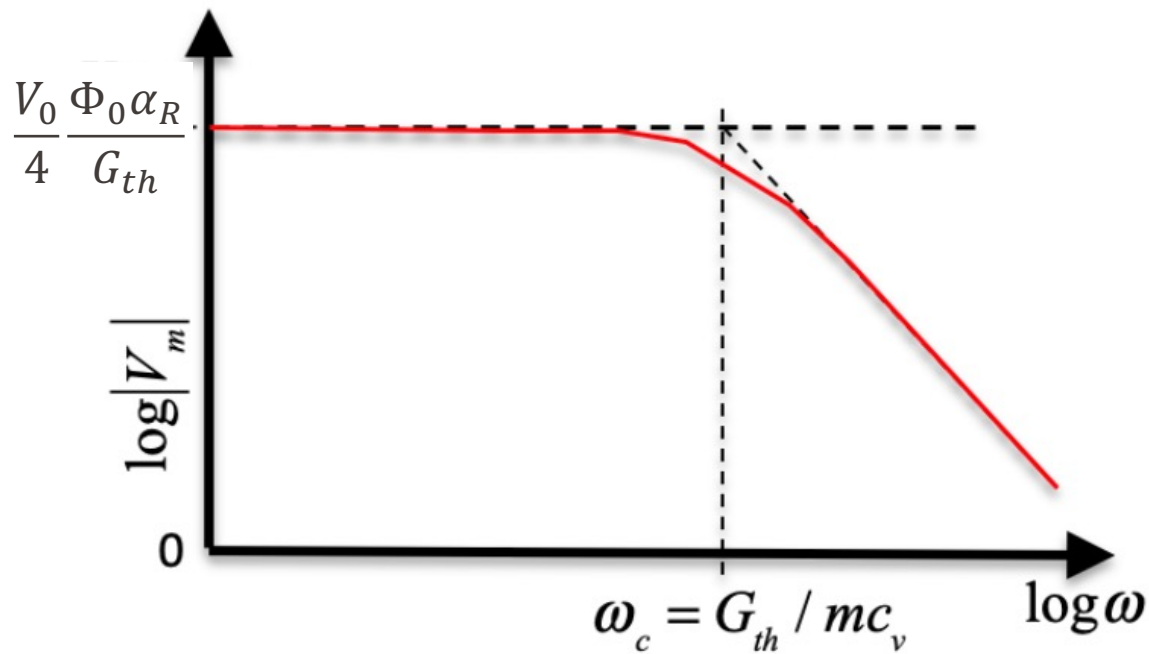
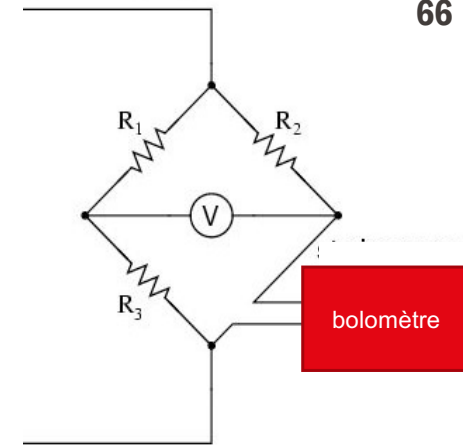
(exactement comme thermopile)

Bolomètre : réponse en fréquence

$$\Delta T(\omega) = \frac{\Phi_0}{G_{th} \sqrt{1 + \omega^2 \tau_{th}^2}}$$

$$\frac{\Delta R}{R}(\omega) = \alpha_R \cdot \Delta T(\omega)$$

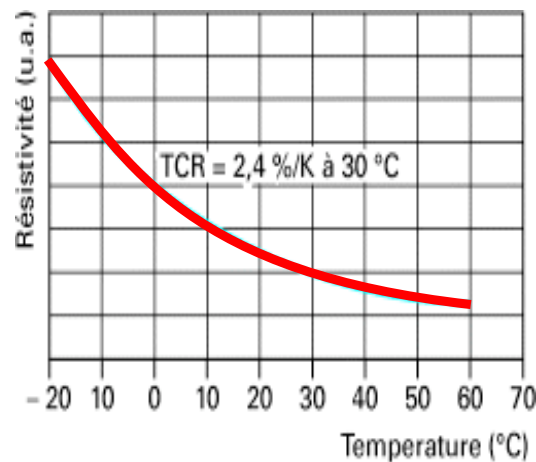
$$V_{m,statique} = \frac{V_0}{4} \frac{\Delta R}{R} = \frac{V_0}{4} \alpha_R \Delta T = \frac{V_0}{4} \frac{\Phi_0 \alpha_R}{G_{th}}$$



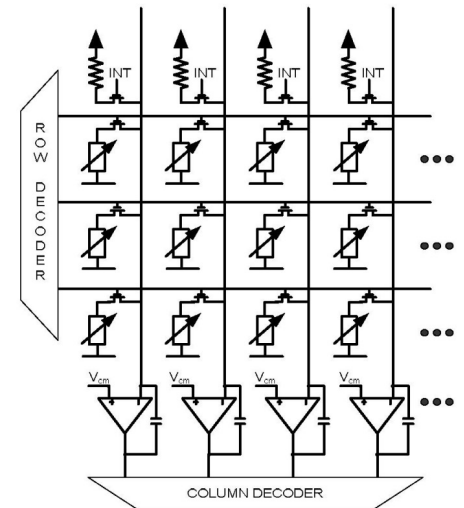
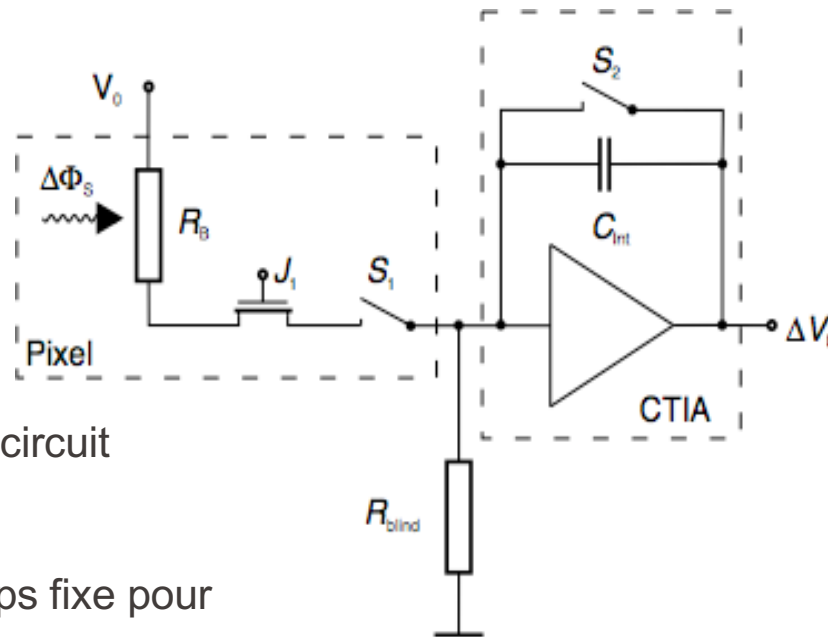
$$V_m(\omega) = \Phi_0 \frac{V_0}{4} \frac{\alpha_R}{G_{th}} \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_{th}^2}}$$

Caméra IR : matériaux et circuit

Les bolomètres sont constitués d'un matériau conducteur dont le coefficient thermique de résistance est élevé



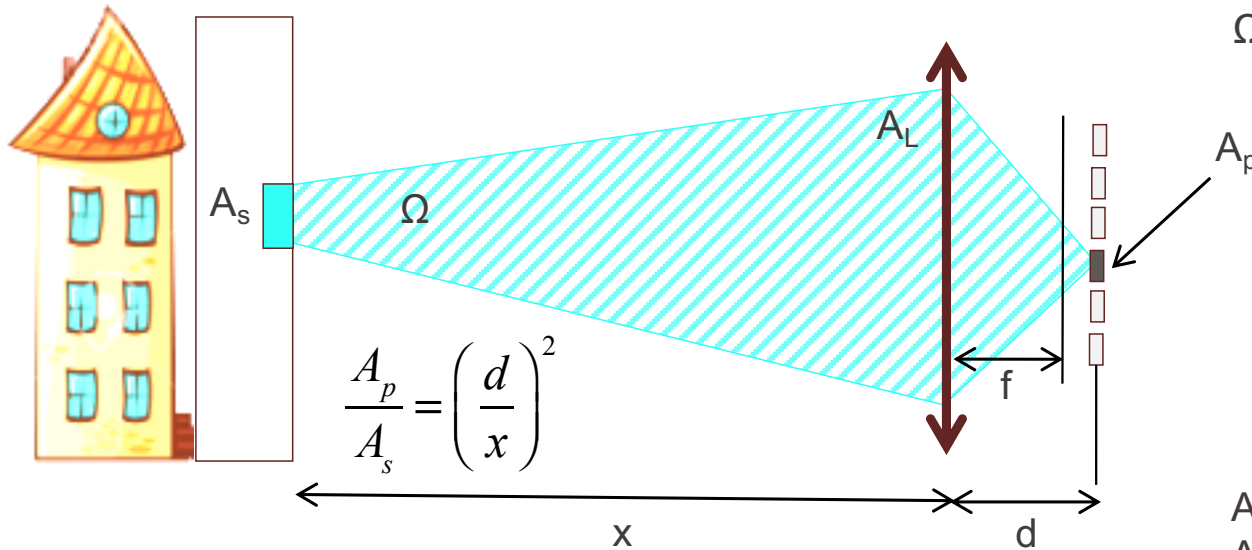
Vanadium oxyde $\Delta R/R = -4\%/^{\circ}\text{C}$
 Silicium amorphe $\Delta R/R = -2\%/^{\circ}\text{C}$



La résistance des pixels est lue par un circuit CMOS.

On peut intégrer le courant sur un temps fixe pour déterminer sa valeur sur chaque pixel.

Caméra IR : sensibilité



Φ : flux thermique émis par A_s [W/m^2]

P : puissance thermique reçue sur le pixel [W]

Ω : angle solide

$$P = \Phi \cdot A_s \cdot \frac{A_L}{x^2} \quad \Omega \simeq \frac{A_L}{x^2}$$

$$\frac{A_p}{A_s} = \left(\frac{d}{x} \right)^2$$

A_p : surface du pixel - connu

A_L : surface de la lentille - connu

A_s : surface « imagée » par un pixel - pas connu

$$\frac{1}{d} + \frac{1}{x} = \frac{1}{f}$$

f : focale de la lentille

x : distance de l'objet

d : distance du plan focal

$$A_s = \left(\frac{x}{d} \right)^2 A_p$$

$$\text{si } x \gg d \quad d \approx f \quad P = \Phi \cdot \frac{A_p \cdot A_L}{f^2}$$

⇒ Intensité indépendante de la distance de l'objet

⇒ Donc lecture T indépendante de la distance!

(application numérique et détails dans exercice 6.7)

$$\Delta R \rightarrow T_{\text{pixel}} \rightarrow P \rightarrow \Phi_{\text{maison}} \rightarrow T_{\text{maison}}$$

Caméra IR : limite de détection

La sensibilité de la caméra dépend de :

- la **taille** de chaque pixel
- le **coefficient** de résistance des pixels
- de la **conductance** thermique sur le substrat
- de l'**absorbance** du pixel

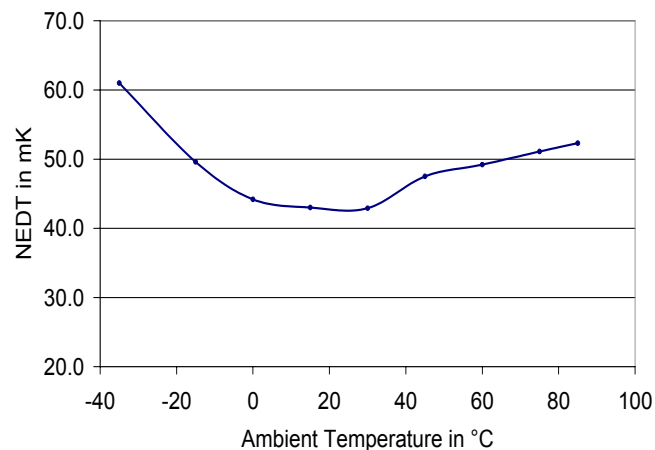
La *résolution thermique* de la caméra est donnée en **NEDT: noise equivalent differential temperature**

- NEDT = différence de température de l'objet qui génère un signal égal au bruit de la caméra
- $NEDT \sim$ la différence minimum de température que le détecteur peut voir (sur la source, pas le bolomètre)

Le « video refresh rate » dépend de la **constante de temps thermique** des pixels.

Si on augmente le G_{th} pour rendre le pixel plus rapide, on diminue aussi sa sensibilité.

Des petits pixels sont en principe plus **rapides**, mais leur surface est aussi plus faible (moins de radiation captée par pixel)



Caméra IR : limite de détection

1. Bruit thermique de la résistance: $V_{bruit} = \sqrt{4Rk_B T \Delta f}$

(on suppose ici que la source de bruit dominante est le **bruit thermique** de la **résistance** du pixel)

Puissance minimale détectable ou NEP : Noise Equivalent Power

$$\Phi_0 = \frac{V_{bruit}}{\text{Sensibilité}} = 8G_{th} \frac{\sqrt{Rk_B T \Delta f}}{V_0 \alpha_R}$$

De l'ordre de μW

$$\text{Sensibilité} = \frac{V_{statique}}{\Phi_0} = \frac{V_0 \alpha_R}{4 G_{th}}$$

2. Les fluctuations de température du bolomètre

$$\overline{\Delta T^2} = \frac{k_B T^2}{C_{thermique}}$$

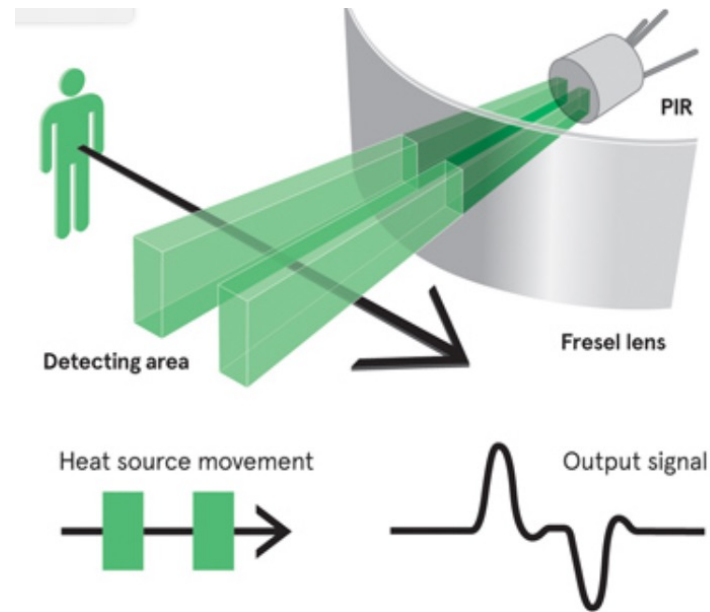
Si on veut faire des capteurs IR très sensibles, on doit refroidir les capteurs.

Chapitre 6 - Capteurs thermiques

Partie 6 : Capteurs thermiques IR - Pyroélectriques

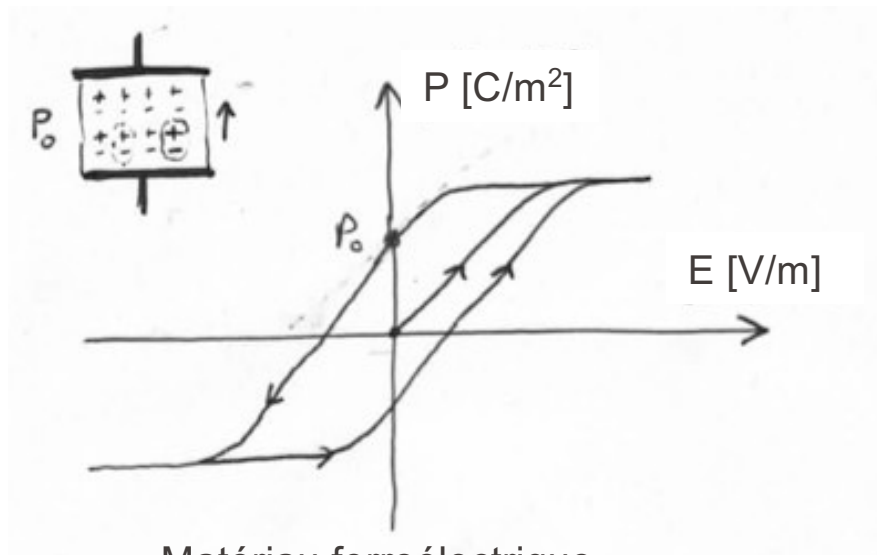


PIR: Passive InfraRed



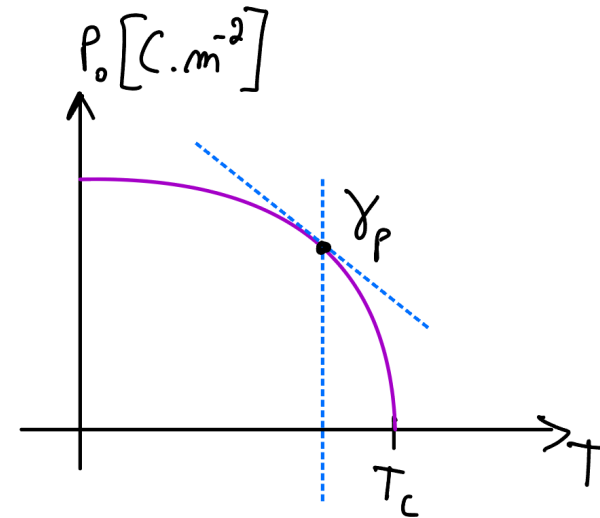
Capteurs pyroélectriques (PIR)

Effet pyroélectrique: variation de la **polarisation** électrique d'un matériau ferroélectrique *en fonction de la température*. $Q_p = \gamma_p \cdot A \cdot \Delta T$



Matériau ferroélectrique

- TGS triglycine sulfate (T_c 60°C)
- polyvinyl fluorides PVDF
- PZT
- Lithium tantalite (LiTaO_3).



Charges créées par une variation de température:

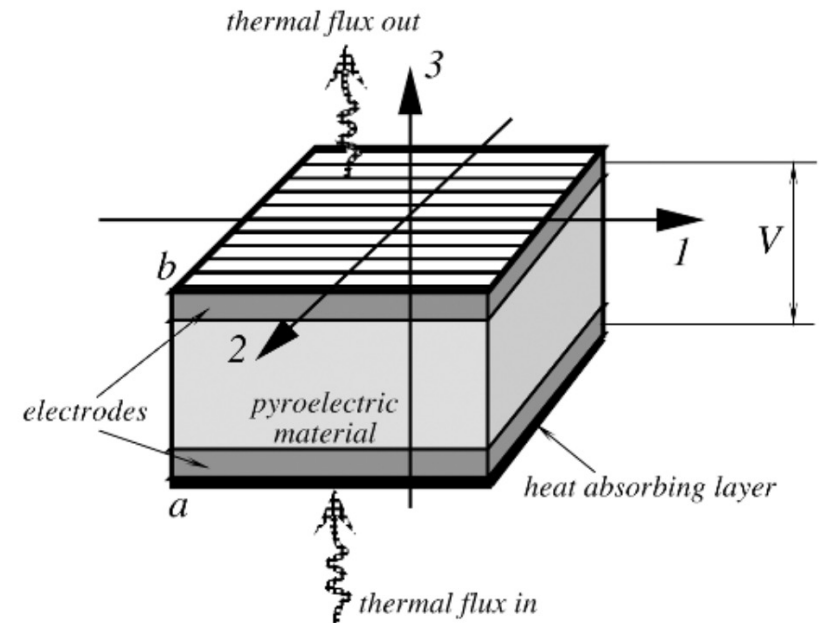
$$Q_p = \gamma_p \cdot A \cdot \Delta T$$

γ_p : coefficient pyroélectrique [$\text{C m}^{-2} \text{K}^{-1}$]

A: surface

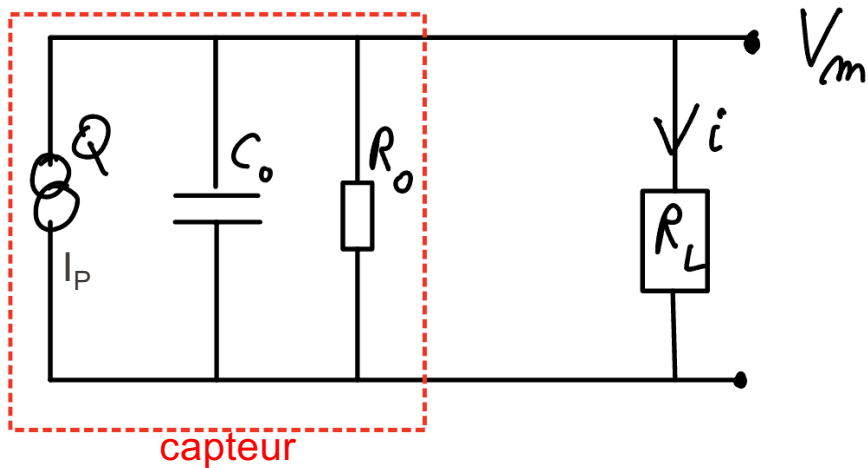
Ou effet de dilatation thermique sur piezo

- Radiation thermique → absorption chaleur → contrainte thermique → charge électrique (piezo)
- comme les piézo, du aux fuites, les capteurs pyroélectriques ne génèrent une tension que pour des *changements* de température (pas de sortie DC)
- Souvent les matériaux pyro-électriques sont aussi piézo-électriques
 - Effet pyroélectrique secondaire



“Handbook of modern sensors”,
J. Fraden, ed: Springer 2016

Capteurs pyroélectriques : modèle électrique



- C_0 : capacité électrique l'élément pyroélectrique
- R_0 : résistance interne de l'élément $R_0 = 10^{10}$ à $10^{14} \Omega$
- I_p : courant de polarisation
- R_L : résistance placée à l'entrée de l'ampli ($R_L < R_0$)

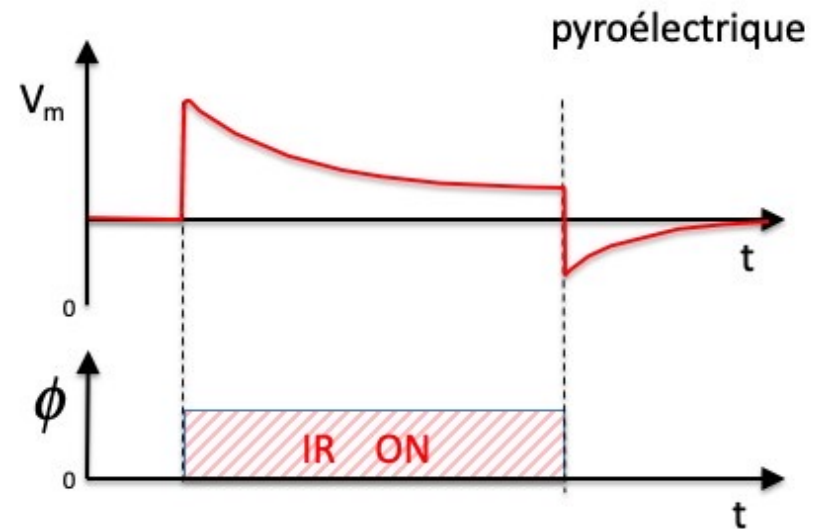
Courant généré:
(par unité de surface)

$$I_p = \frac{dQ}{dt} = \gamma_p \cdot \frac{dT}{dt}$$

Tension aux bornes de R_L
(par unité de surface)

$$V_m = R_L \cdot I_p = R_L \cdot \gamma_p \frac{dT}{dt}$$

Sensible qu'aux *variations* de températures (dans le temps)



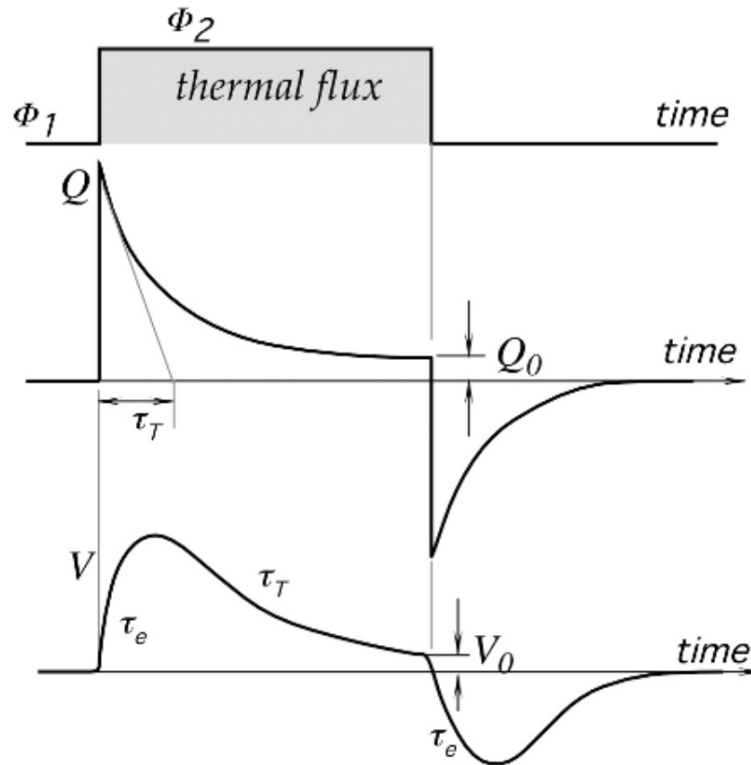


Fig. 3.29. Response of a pyroelectric sensor to a thermal step function. The magnitudes of charge Q_0 and voltage V_0 are exaggerated for clarity.

2 constantes de temps

- une thermique
($\tau_{th} = R_{th} C_{th}$): Q décroît car la température devient stable et système se décharge via R_0
- une électrique ($\tau_e = R_L C_0$)
la tension ne suit pas instantanément la charge

Capteurs pyroélectriques : modèle électrique

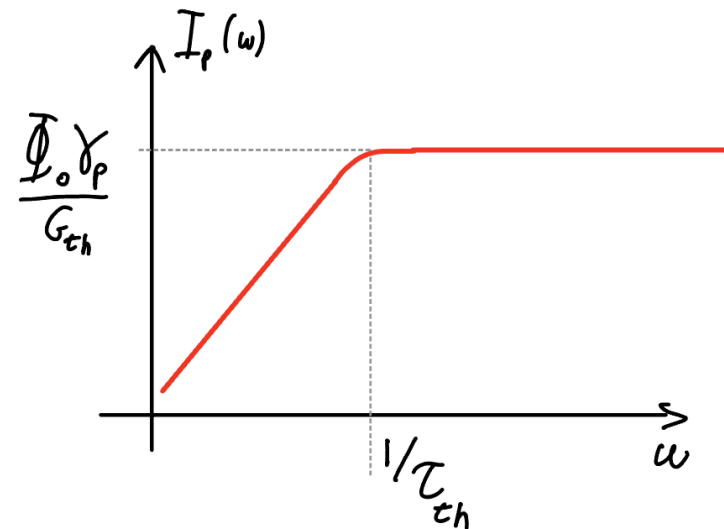
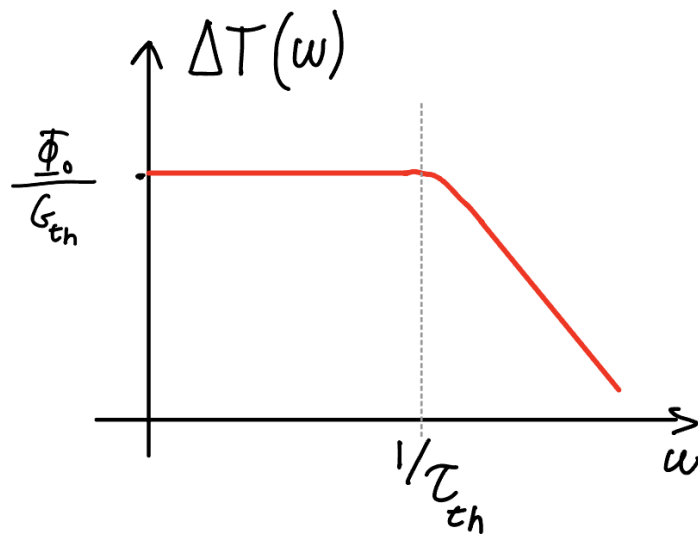
$$I_p = \frac{dQ}{dt} = \gamma_p \cdot \frac{dT}{dt}$$

Pour une pulsation de rayonnement $\Phi(t) = \Phi_0 \sin \omega t$

Courant: $I_p(\omega) = \omega \cdot \gamma_p \Delta T(\omega)$

$$\Delta T(\omega) = \frac{\Phi_0}{G_{th} \sqrt{1 + \omega^2 \tau_{th}^2}}$$

$$I_p(\omega) = \frac{\omega \cdot \gamma_p}{G_{th} \sqrt{1 + \omega^2 \tau_{th}^2}} \Phi_0$$



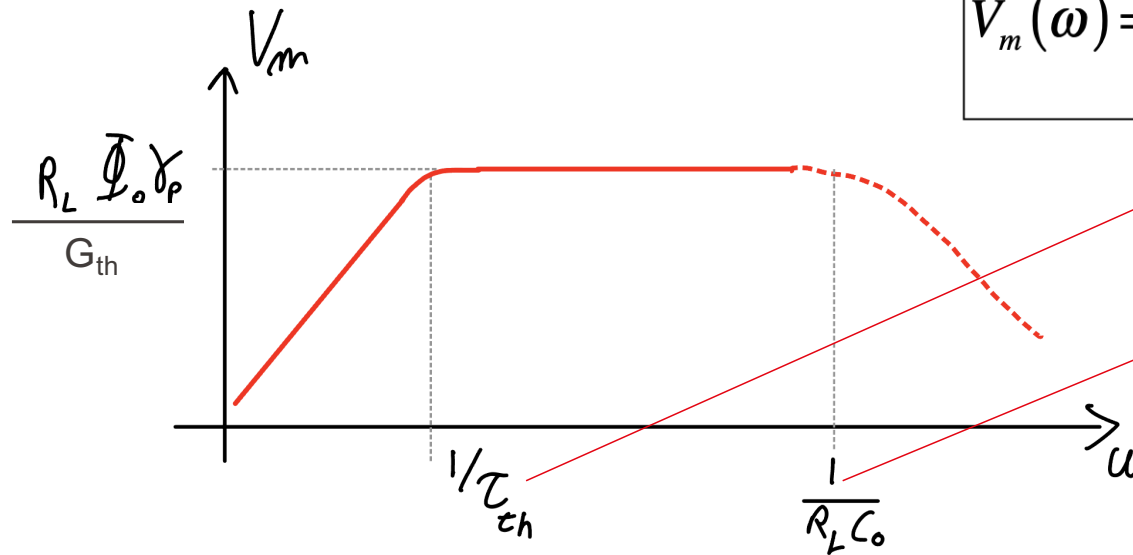
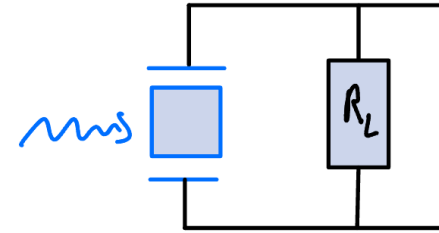
Le capteur pyroélectrique se comporte comme un **élément passe haut**.

- En *dessous* de la fréquence de coupure thermique, $V = I \cdot R_L$ descend 20 dB/décade (1^{er} ordre).
- Mais en haute fréquence, est-ce qqc limite la sensibilité? Oui, le C_0 et donc temps $C_0 R_L$

Capteurs pyroélectriques : modèle électrique

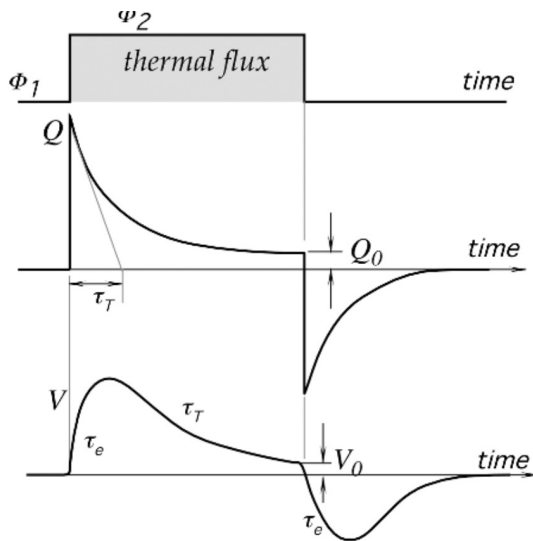
La résistance de charge R_L et la capacité du capteur C_0 agissent comme filtre passe bas

Fréquence de **coupe électrique** $\omega_{el} = \frac{1}{R_L \cdot C_0}$



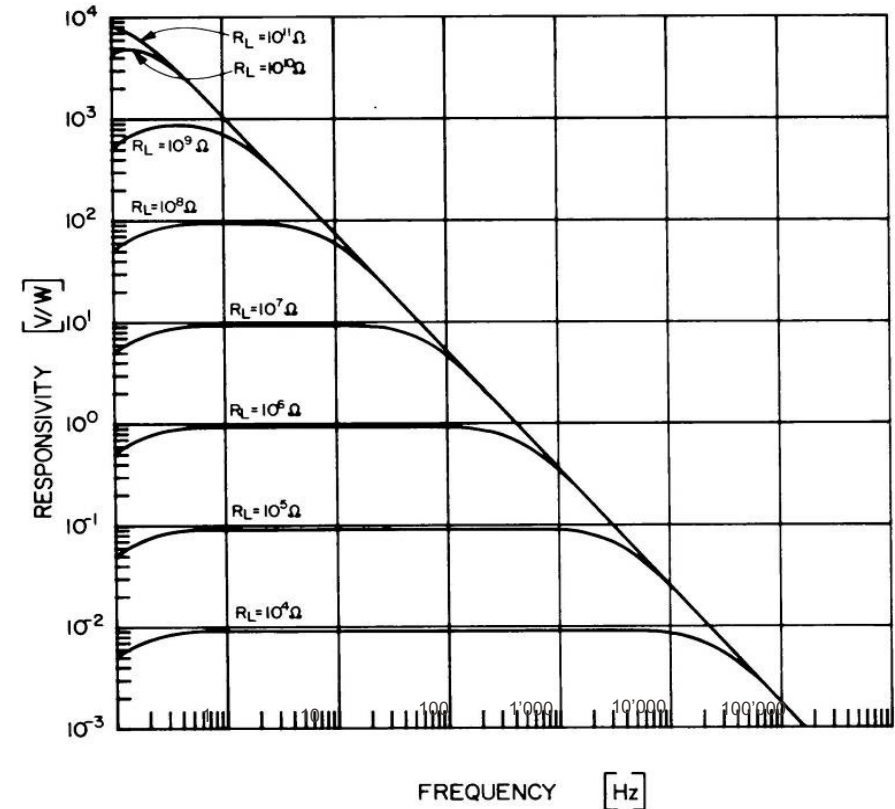
$$V_m(\omega) = \frac{\omega \cdot \gamma_p}{G_{th} \sqrt{1 + \omega^2 \tau_{th}^2}} \cdot \Phi_0 \cdot \frac{R_L}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_{el}^2}}$$

Capteurs pyroélectriques : compromis bande passante vs. sensibilité



$$V_{Max} = \frac{R_L \Phi_0 \alpha_R}{G_{th}}$$

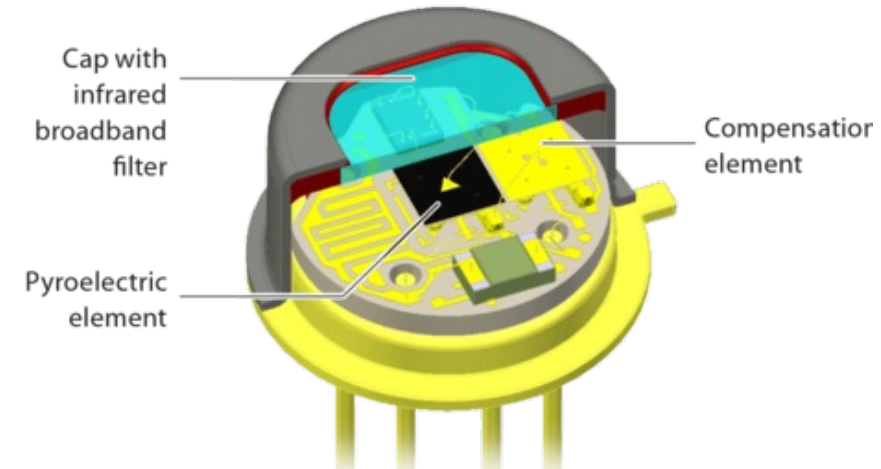
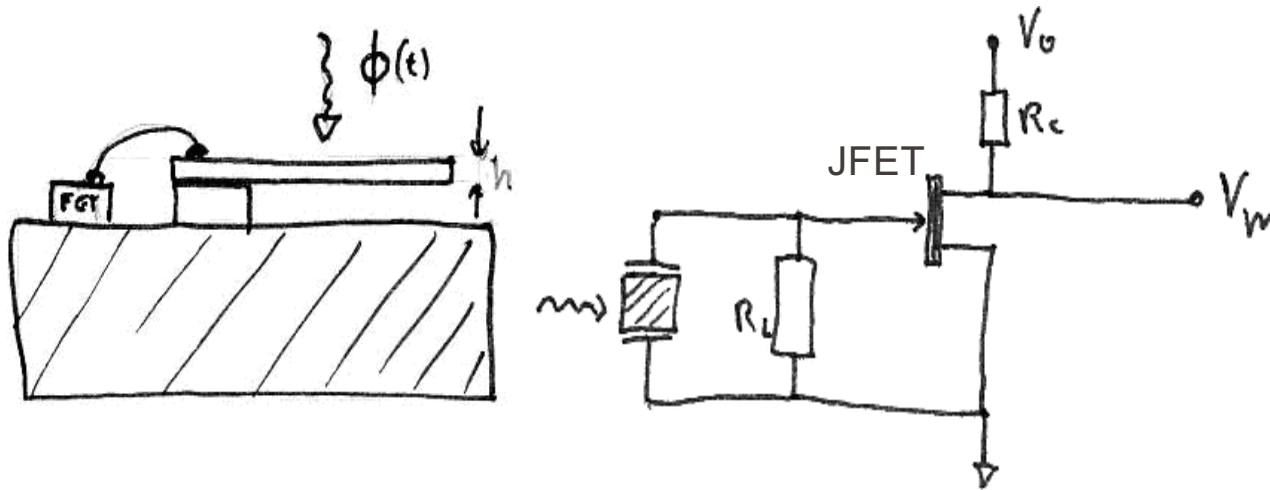
$$\omega_{el} = \frac{1}{R_L \cdot C_0}$$



$$\omega_{max} \propto 1/R$$

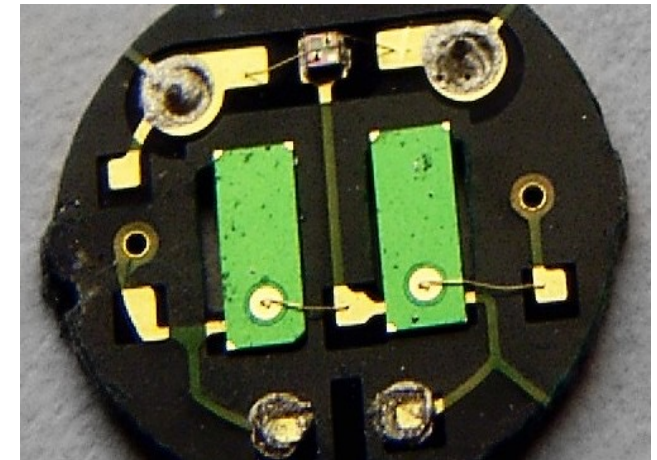
Compromis entre sensibilité et fréquence de coupure haute
Pour un capteur « rapide », il faut diminuer R_L

Capteurs pyroélectriques : circuit de mesure



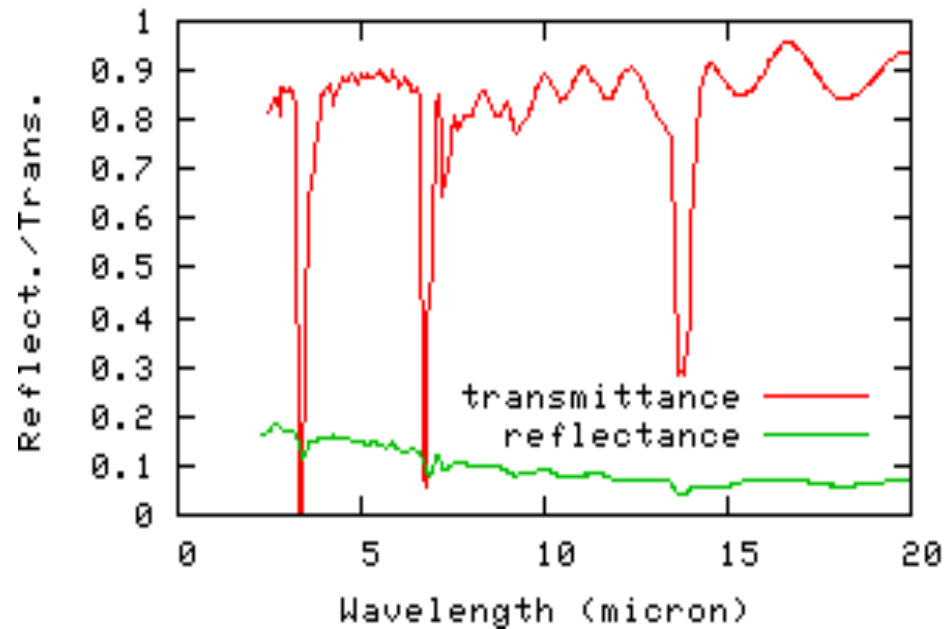
<https://www.infratec.eu/sensor-division/service-support/glossary/pyroelectric-detector/>

- Sensibilité en courant: $1 \mu\text{A/W}$
- Sensibilité en tension: 10^5 V/W
- Bande passante: de 1 kHz à 100 kHz

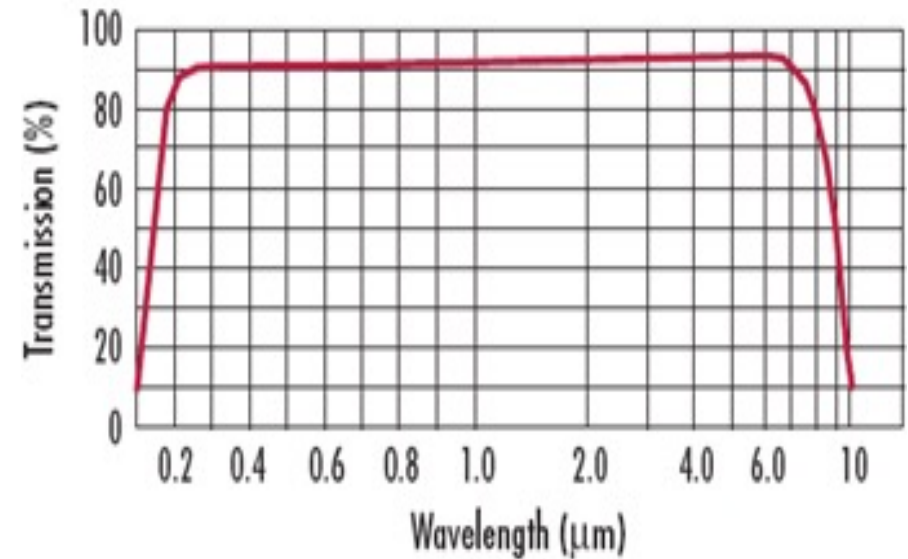


Capteurs pyroélectriques: fenêtres

FTIR transmittance and reflectance spectra of high-density polyethylene foil

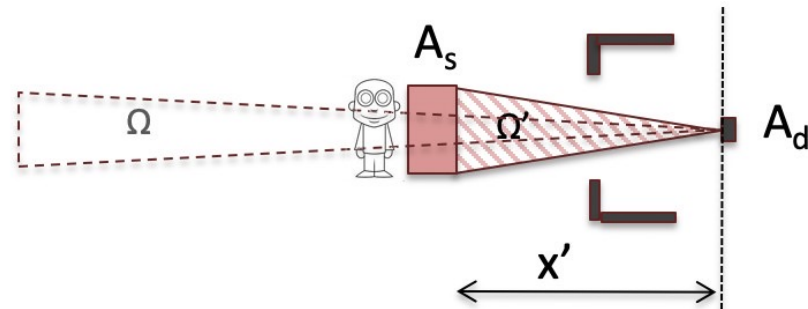
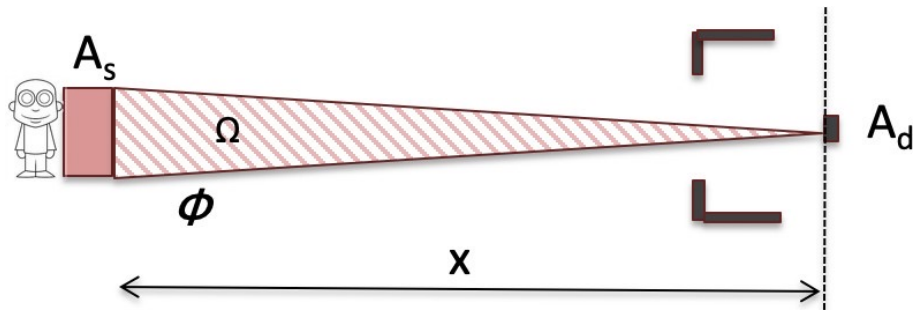


Calcium Fluoride



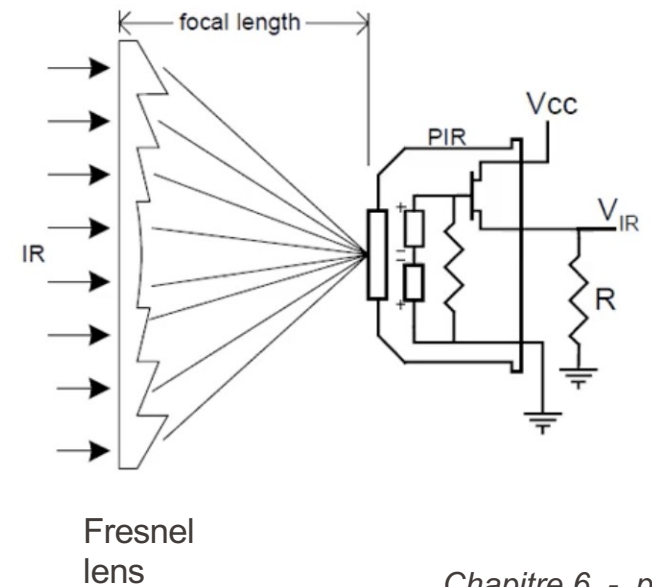
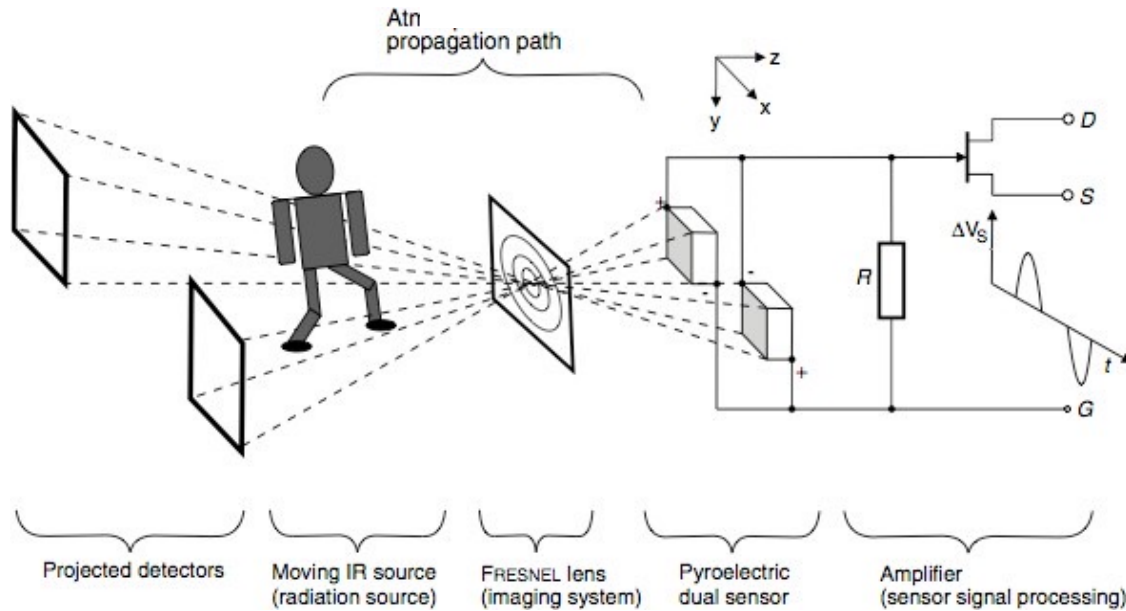
Ou Silicium si petite taille

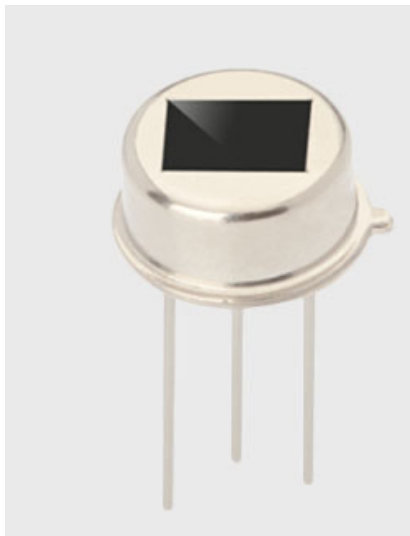
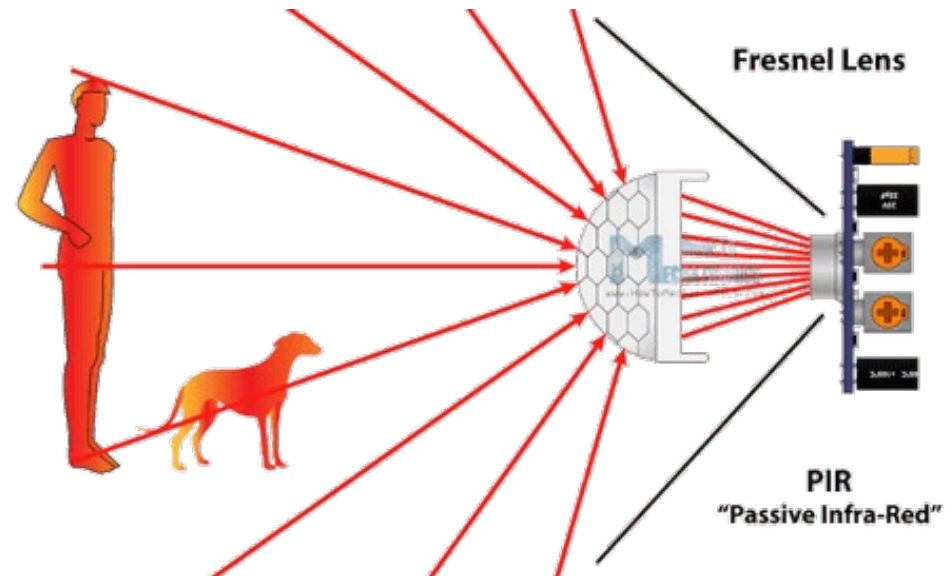
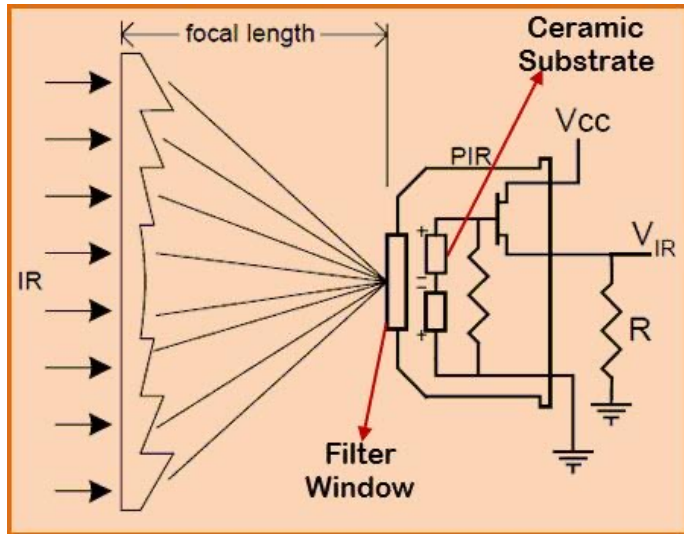
Capteurs pyroélectriques : détecteur de présence



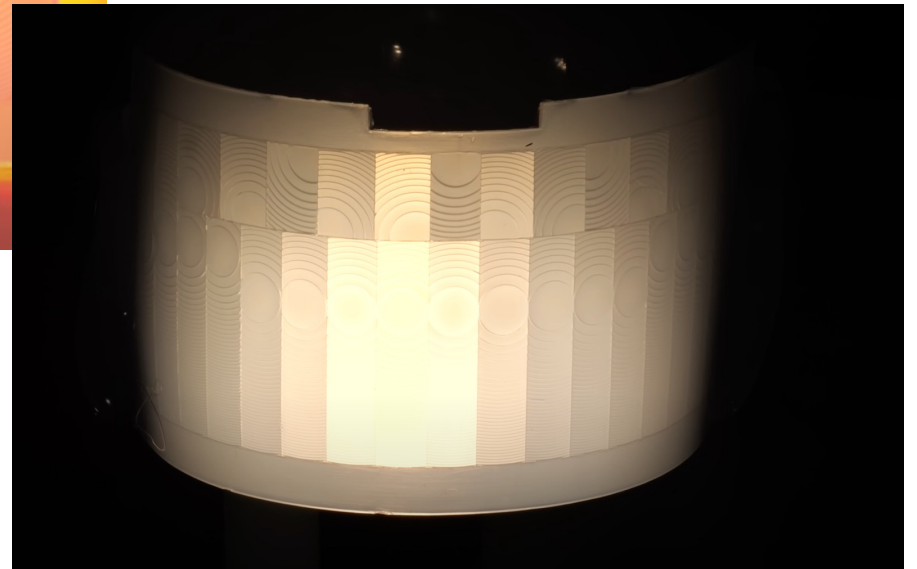
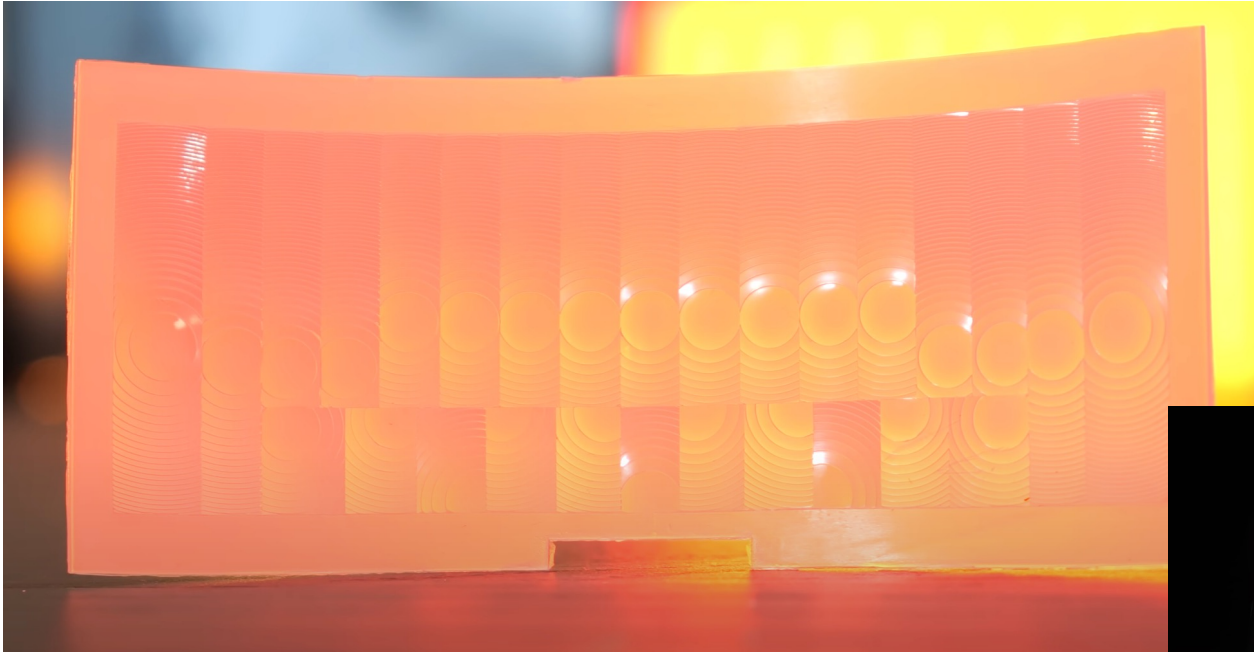
passive infrared sensor (PIR)

Objet plus petit que champ de vu, donc dépendance du signal sur distance à l'objet





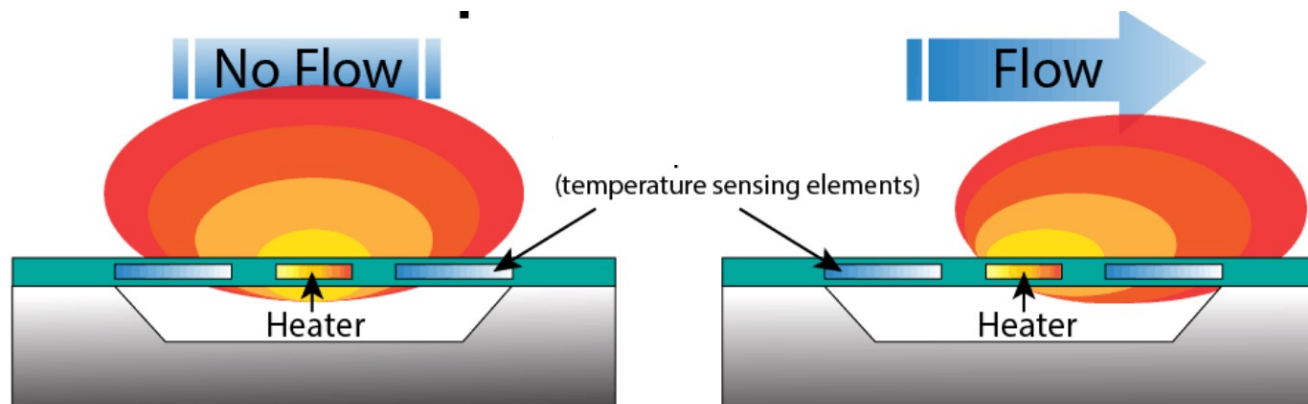
- Il faut éliminer variation de température du au background qui peut changer (par exemple, le soleil).
- Donc on utilise une détection différentielle.
- Somme = différence des flux. Si le fond change: variation identique aux deux capteurs, donc aucun signal
- Mais une personne sera détectée car elle illuminera un seul capteur (« blip quand bouge»). Matrice de Lentilles Fresnel = des points sur le capteur, qui se déplacent quand la personne bouge.
- Sensible au mouvement! Pas au statique!



<https://www.youtube.com/watch?v=XRCprhlz4D8>

Chapitre 6 - Capteurs thermiques

Partie 7 : Capteurs de flux de fluide

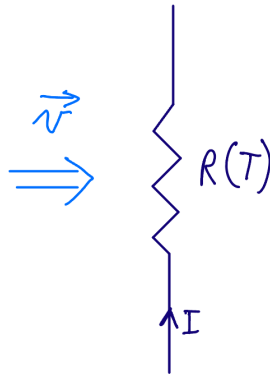


Débimètre/Anémomètre thermique

Pour un élément chauffé exposé à un fluide en déplacement, la relation entre la **puissance dissipée**, la **température** et le **débit** est donné par la loi de King.

Un fil fin (résistance) est chauffé par un courant électrique :

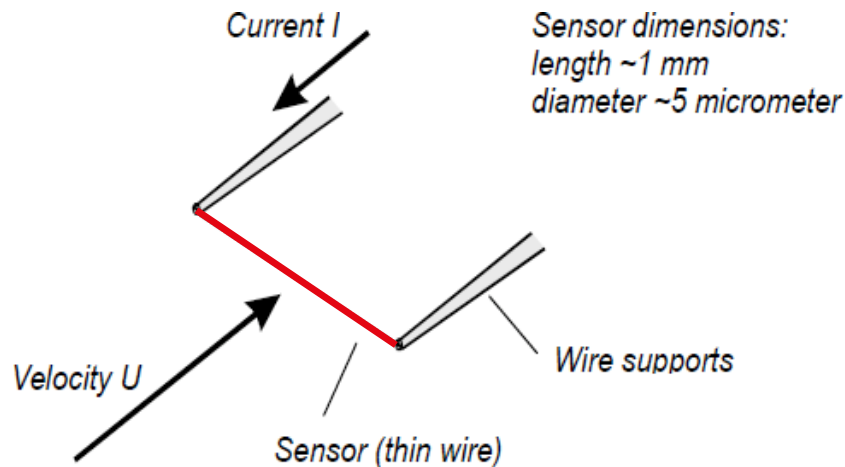
$$P_{diss} = R \cdot I^2$$



Puissance dissipée en fonction de la vitesse v du fluide (loi de King):

$$P_{diss} = (a + b\sqrt{v}) \cdot (T_{fil} - T_0)$$

a : coefficient d'échange thermique à $v=0$ G_{th}
 b : constante liée à la géométrie et au fluide



La température du fil (et donc sa résistance électrique) dépend du débit d'air.

Drift in calibration due to oxidation or dirt buildup.

Mesure de vitesse à courant constant

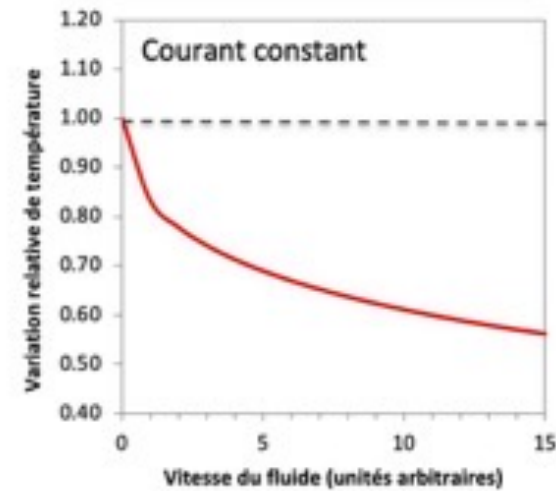
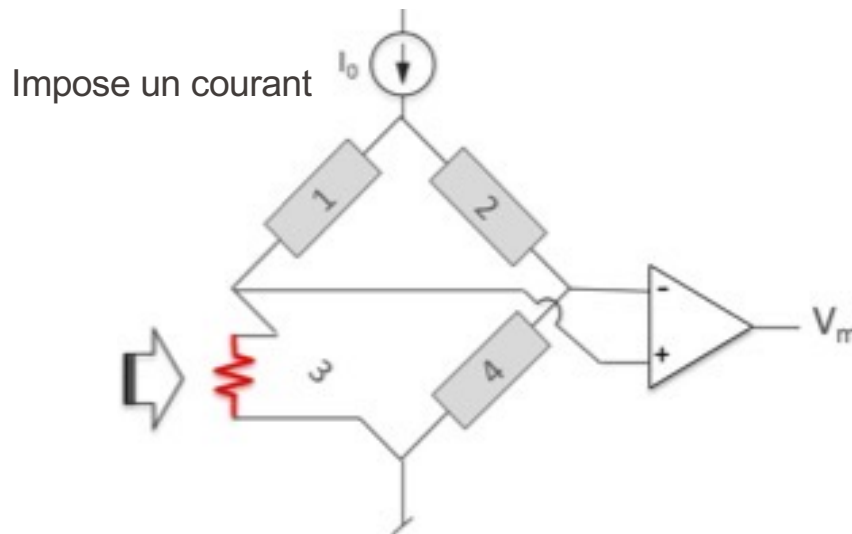
$$P_{diss} = R_0 \cdot I_0^2$$

$$R_0 \cdot I_0^2 = (a + b\sqrt{v}) \cdot \Delta T \quad (\text{loi King})$$

$$\Delta T(v) = \frac{R_0 \cdot I_0^2}{a + b\sqrt{v}}$$

$$V_m = \Delta R \cdot I_0 = \alpha_R \cdot R_0 \cdot \Delta T \cdot I_0$$

$$V_m(v) = \alpha_R \cdot \frac{R_0^2 \cdot I_0^3}{a + b\sqrt{v}}$$



La température varie avec le débit

Chapitre 6 - partie 7

Mesure de vitesse à température constante

Circuit de mesure, avec contre réaction donnée par un **comparateur** qui maintient la tension de sortie aux bornes du pont de Wheatstone constante: donc la température (résistance) du capteur constante.

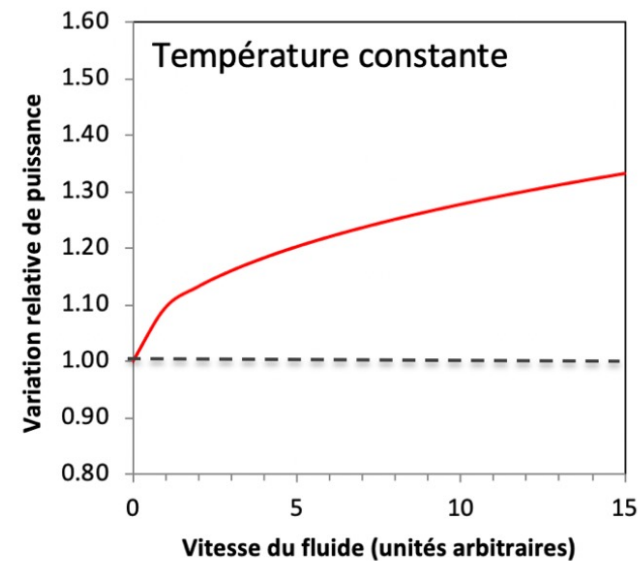
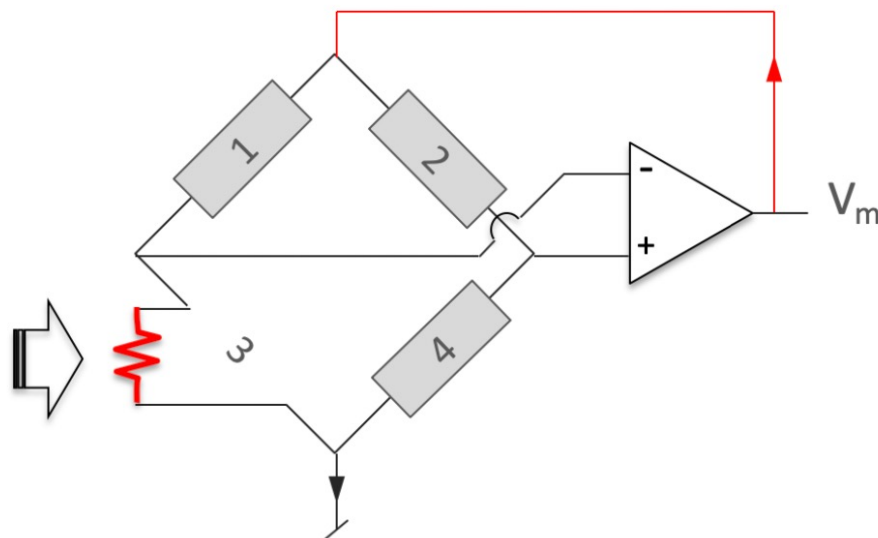
c ΔR fixe . I varie

$$R_0 \cdot I_0^2 = (a + b\sqrt{v}) \cdot \Delta T$$

$$V_m = \Delta R I \quad R \text{ est fixe par feedback}$$

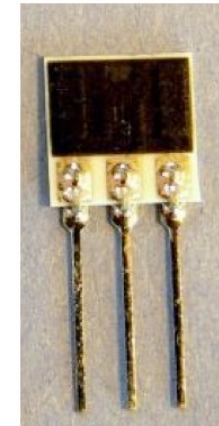
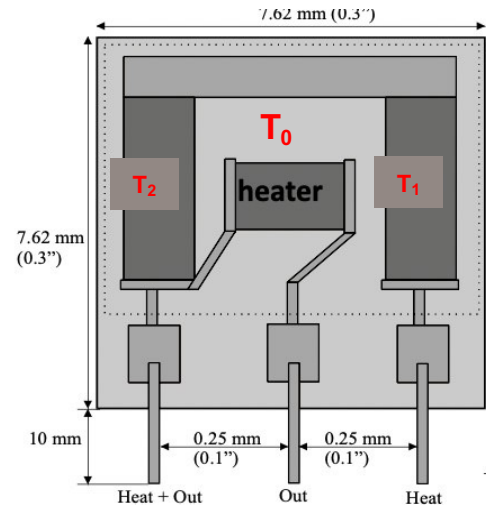
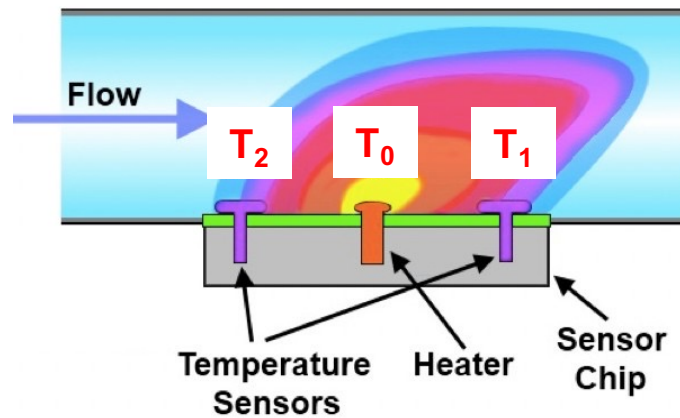
$$I(v) = \sqrt{(a + b\sqrt{v}) \cdot \frac{\Delta T}{R_0}}$$

$$V_m(v) \propto \text{const} \sqrt{(a + b\sqrt{v})}$$



Débimètre massique (kg/s)

Principe: Un élément chauffant (résistance) placé à proximité d'un capteur de température (résistance).
L'élévation de température du capteur qui est proportionnelle au **débit massique**



$$T_1 - T_0 = \beta \cdot \dot{k}_{conv}$$

$$\dot{k}_{conv} = A \cdot v \cdot \rho \cdot c_v$$

\dot{k}_{conv} : flux d'échange thermique

A: section tuyau

v : vitesse

ρ : densité

c_v : chaleur spécifique

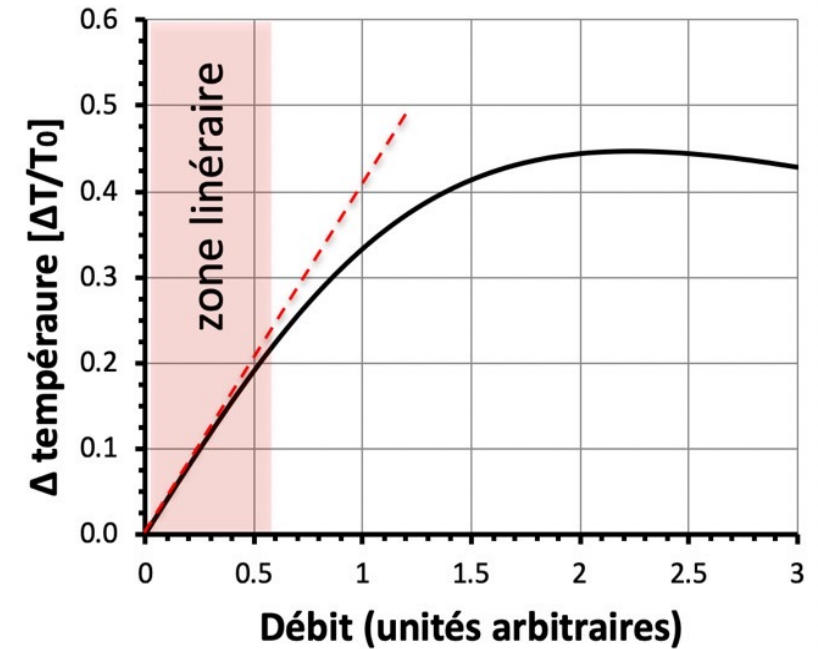
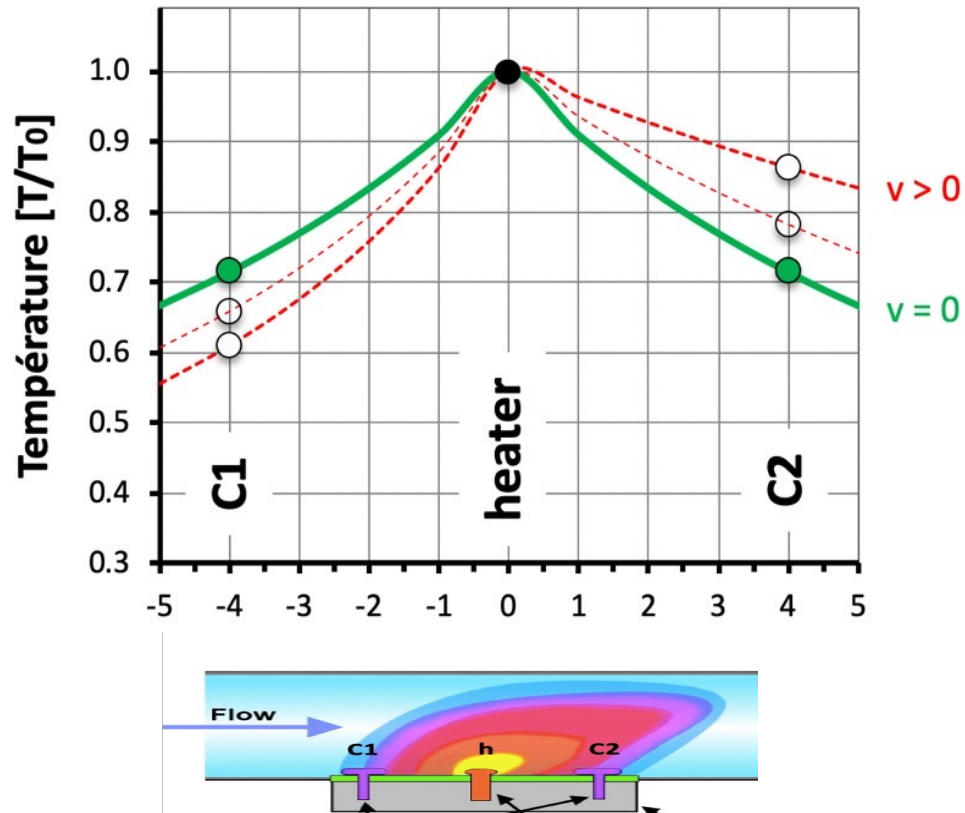
$$Q = A \cdot v = \text{débit volumique} \quad [m^3/s]$$

$$\dot{M} = A \cdot v \cdot \rho = \text{débit massique} \quad [kg/s]$$

$$\dot{M} = \frac{T_1 - T_0}{\beta \cdot c_v}$$

β : constante

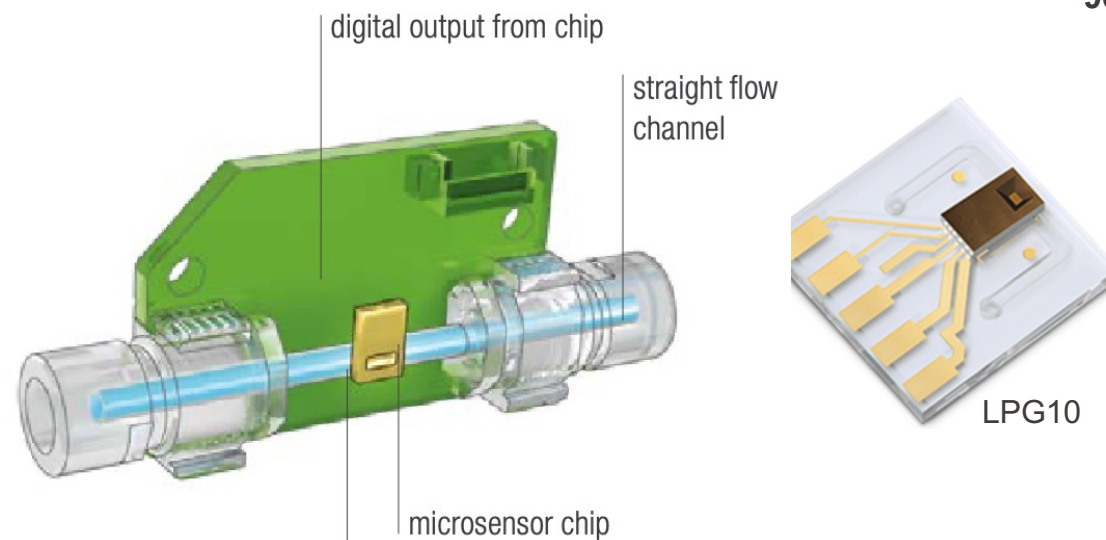
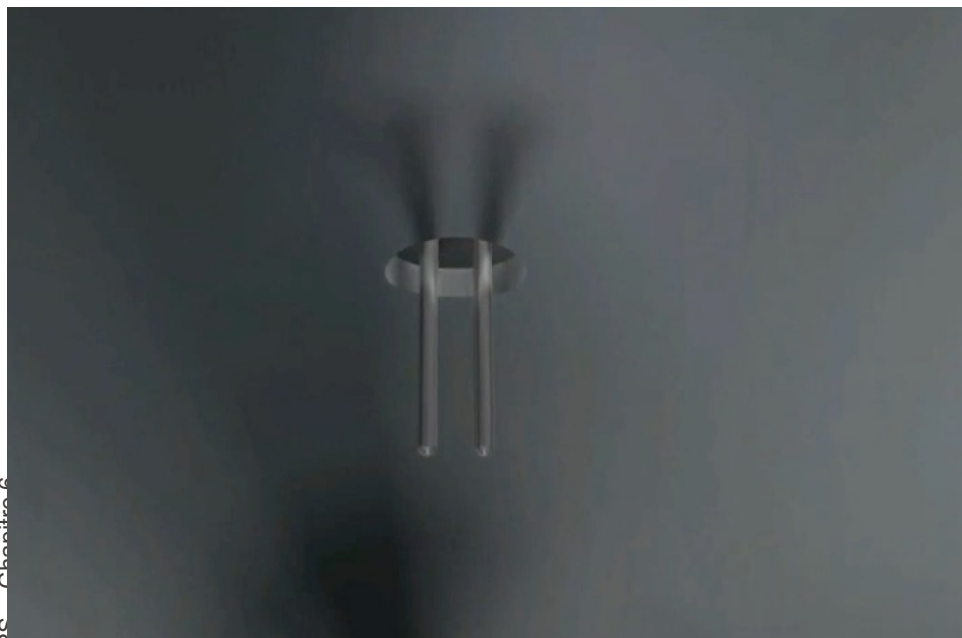
Débimètre massique



Saturation à très haut débit.

Applications: liquides, gaz, vapeur, mélanges vapeur/eau

Débimètre massique



LPG10-1000 Absolute Accuracy with H₂O

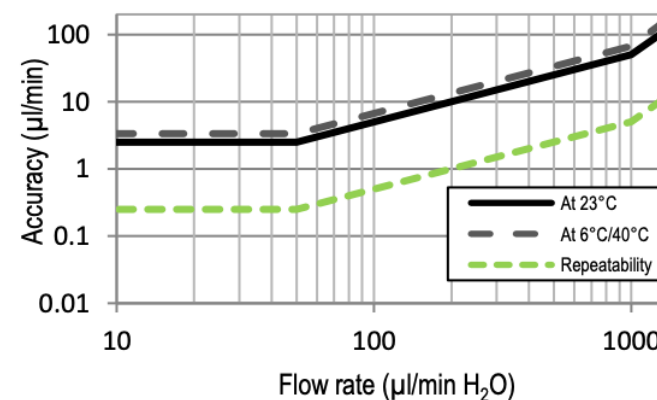


Figure 2: Sensor accuracy and repeatability (µl/min) across the sensor's flow range

SENSIRION
THE SENSOR COMPANY

Endress+Hauser 

1 chauffage et 1 capteur de T

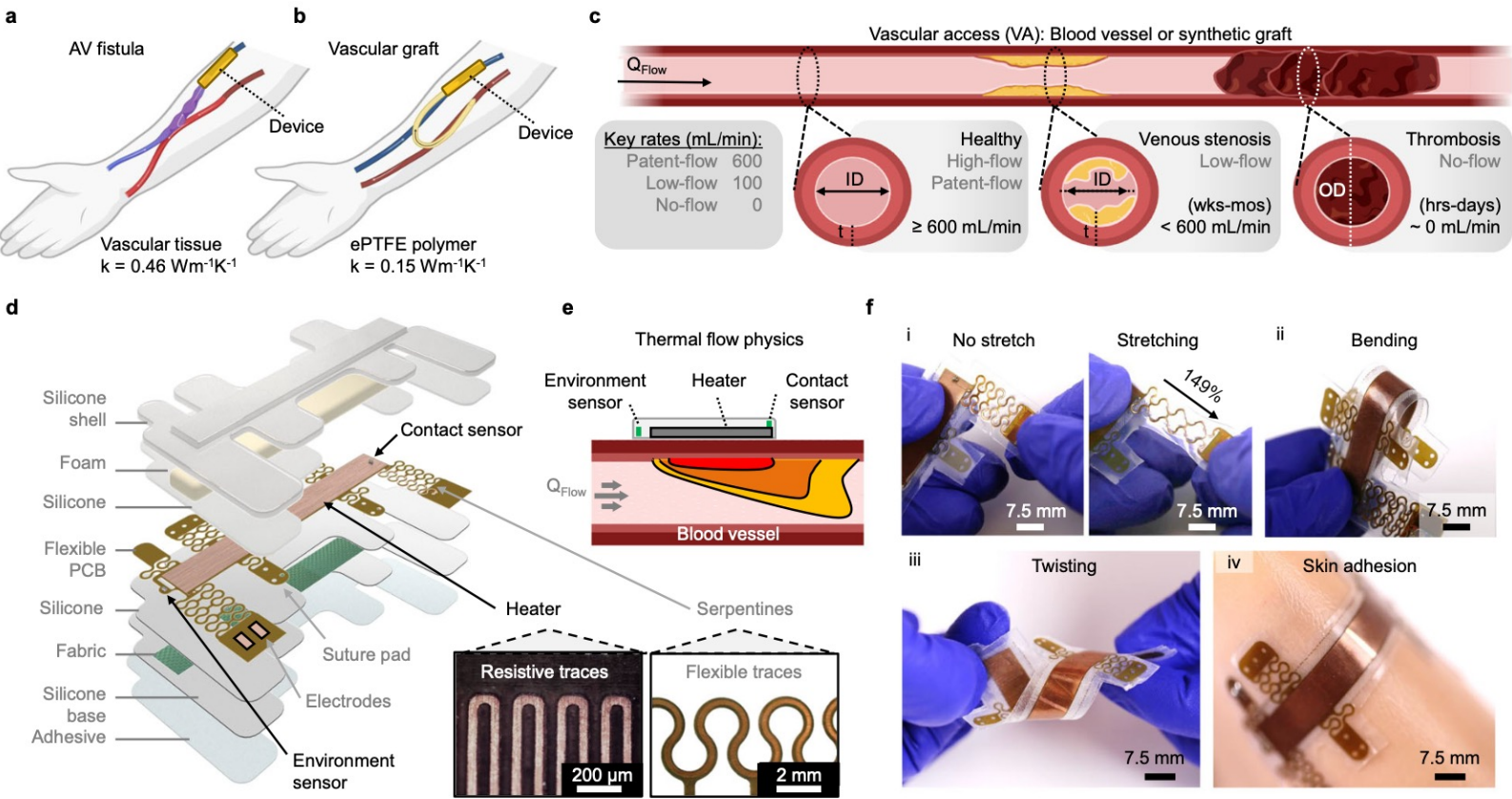
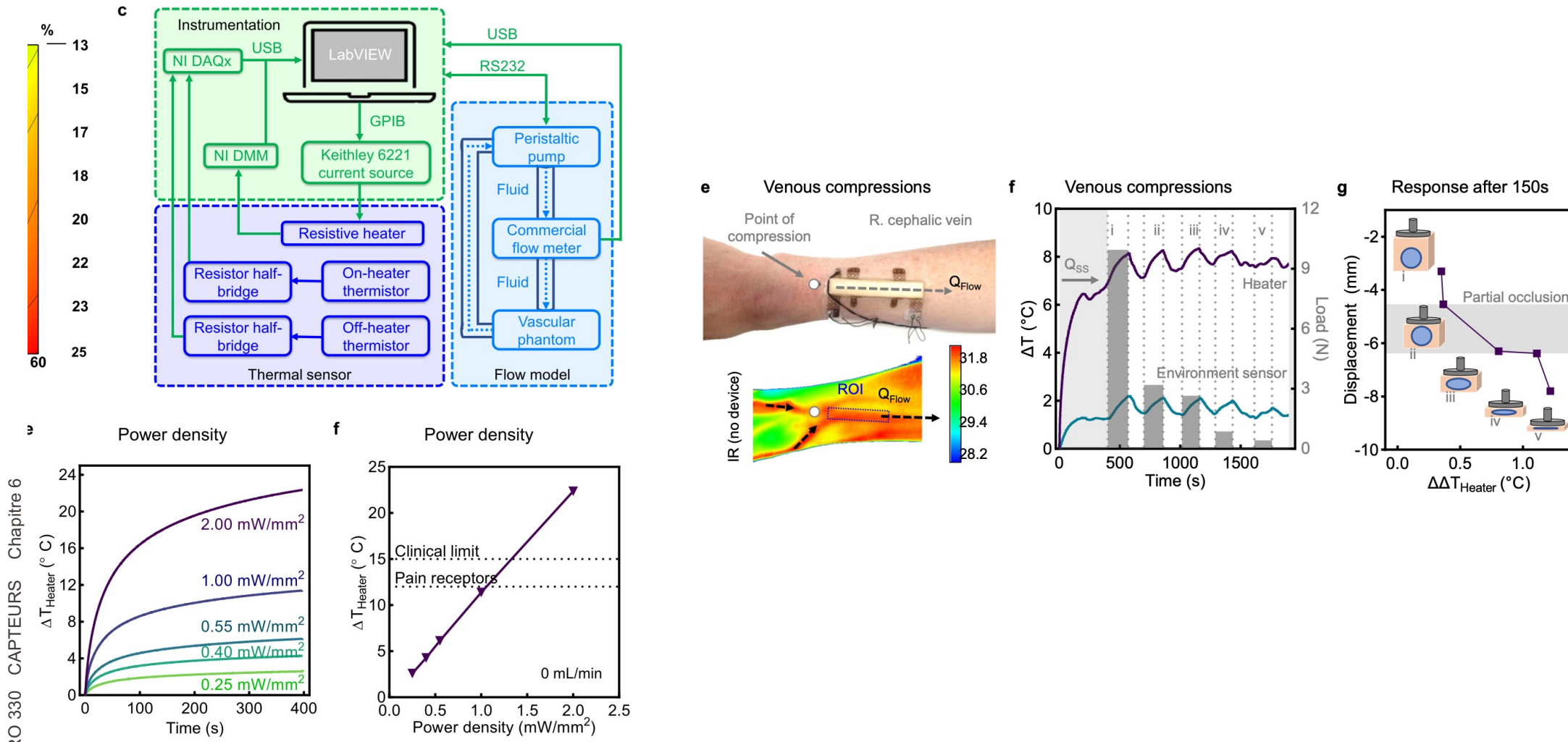


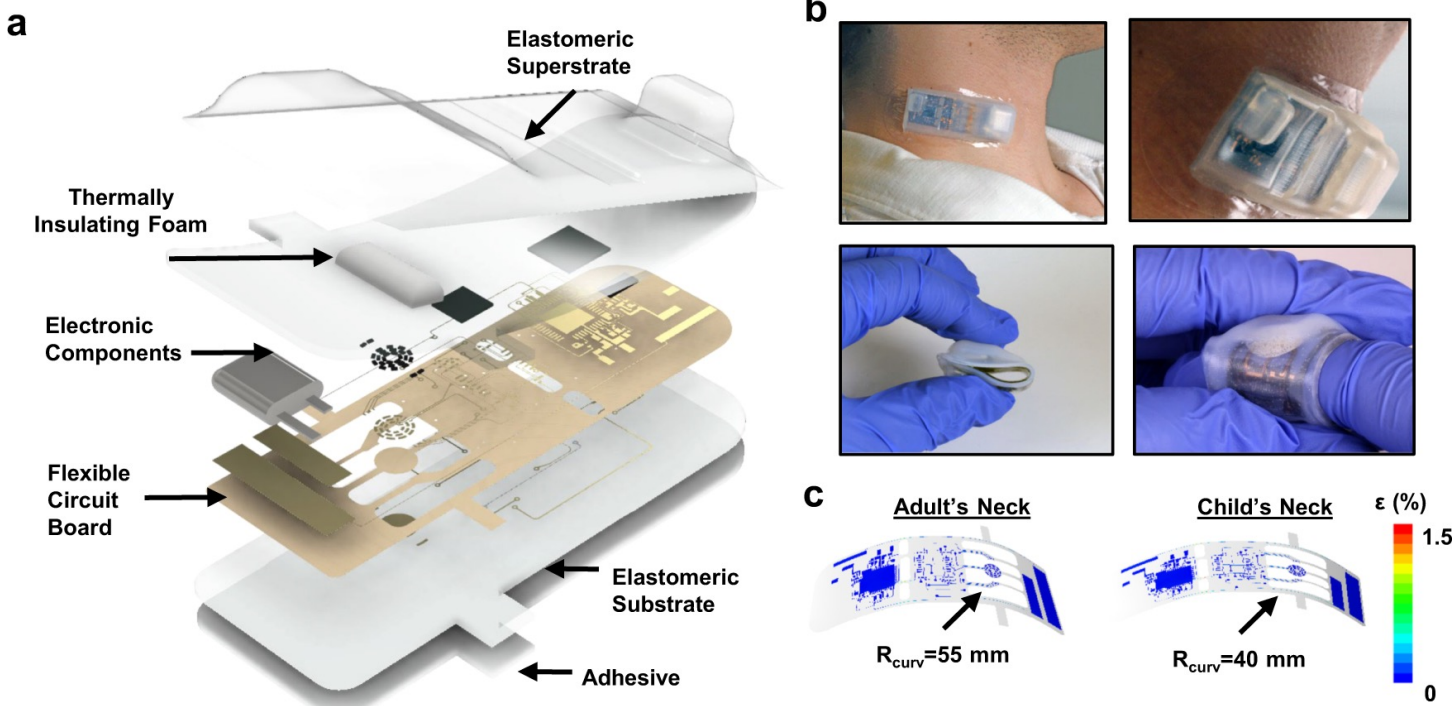
Fig. 1 | Wearable thermal flow sensor for detection of vascular access (VA) stenosis. **a, b** Diagram of VA fistula (**a**) and synthetic graft (**b**) with mounted devices. **c** Schematic of a healthy VA and VA failure by chronic venous stenosis or acute thrombosis. Key flow rate (Q_{Flow}) terminology is defined. **d** Exploded view of encapsulated device, containing a double-sided heater with thermal sensors to monitor device-tissue contact and environmental conditions. Magnified optical

images show resistive heater traces and flexible suture pads for direct vascular application. Scale bars, 200 μm and 2 mm. **e** Schematic of thermal flow physics of the proposed anemometric sensing device. **f** Camera images of the flexible device for use on-skin and on-vessel. Demonstrations of (i) serpentine stretching, (ii) bending, (iii) twisting, and (iv) conformal adhesion to artificial skin. Scale bar, 7.5 mm.

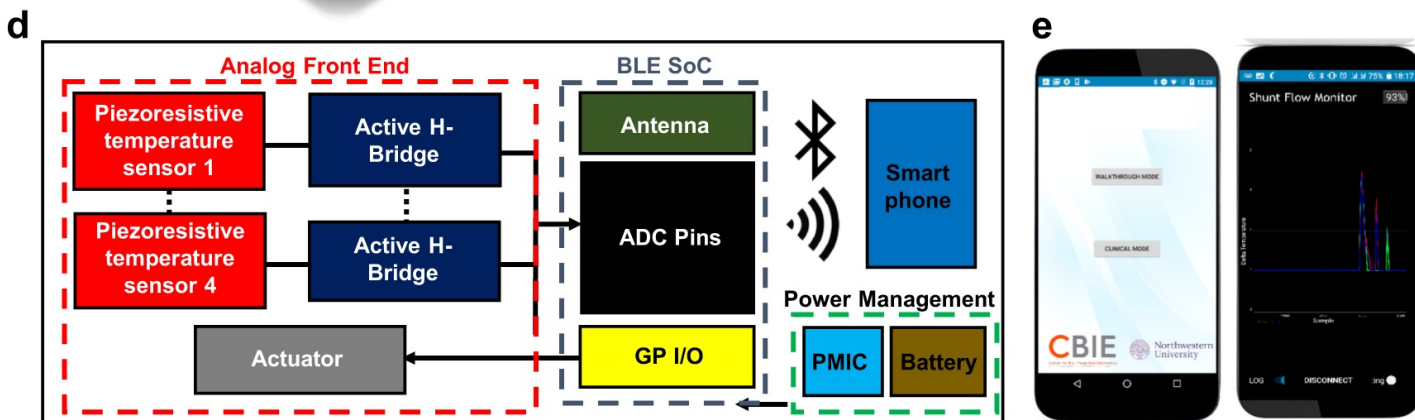
Y. Deng, et al, A soft thermal sensor for the continuous assessment of flow in vascular access. *Nat Commun* **16**, 38 (2025).



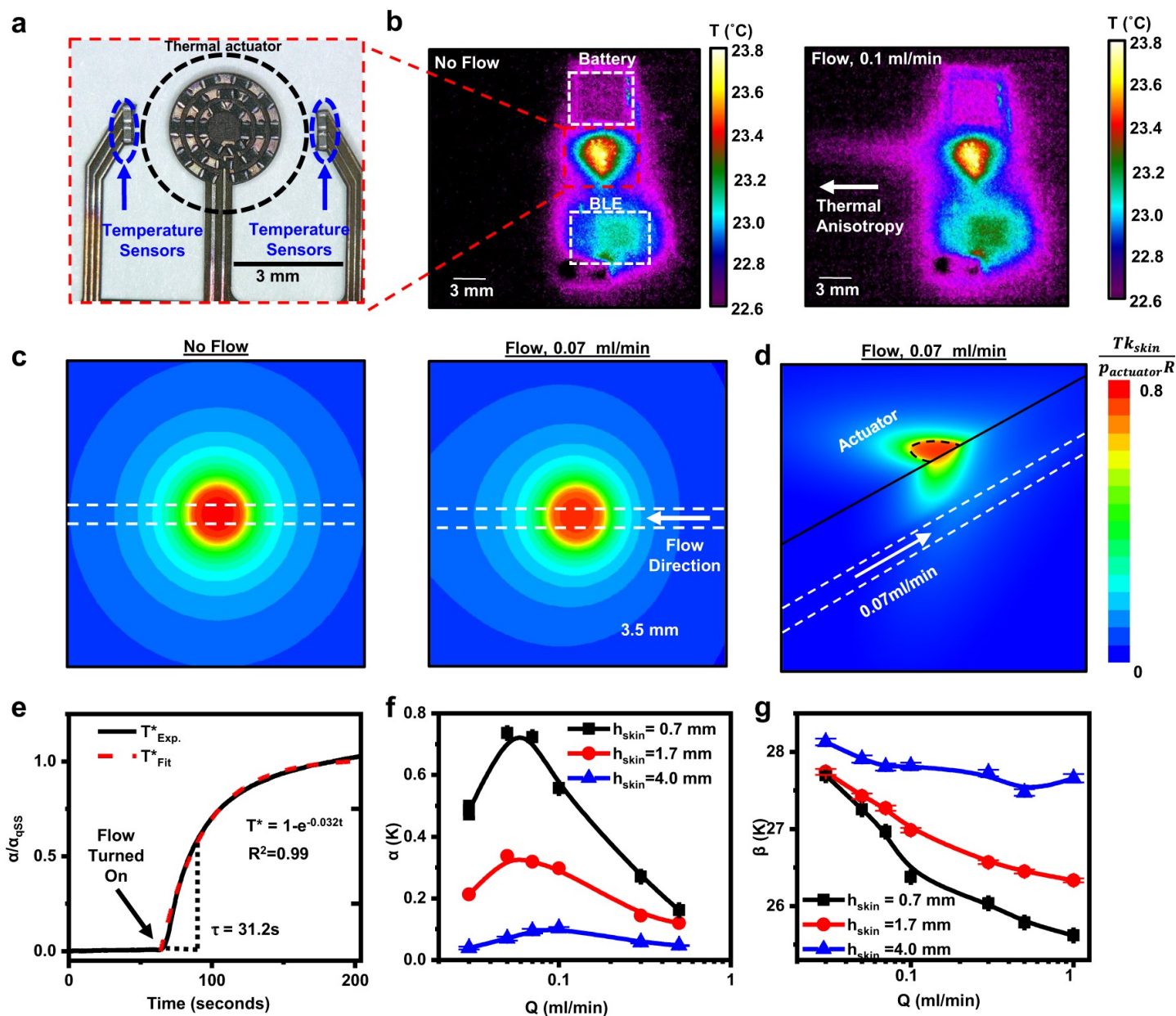
Y. Deng, et al, A soft thermal sensor for the continuous assessment of flow in vascular access. *Nat Commun* **16**, 38 (2025).



S. R. Krishnan *et al*, "Continuous, noninvasive wireless monitoring of flow of cerebrospinal fluid through shunts in patients with hydrocephalus." *npj Digit. Med.* **3**, 1–11 (2020).



Calorimetry only suited for low flow



Negative temperature coefficient (NTC) temperature sensors (image in Fig. 2a) provide high accuracy and precision in measurements of temperature (<5 mK) with minimal hysteresis, good stability, and negligible drift

Accéléromètre thermique – basé sur la convection

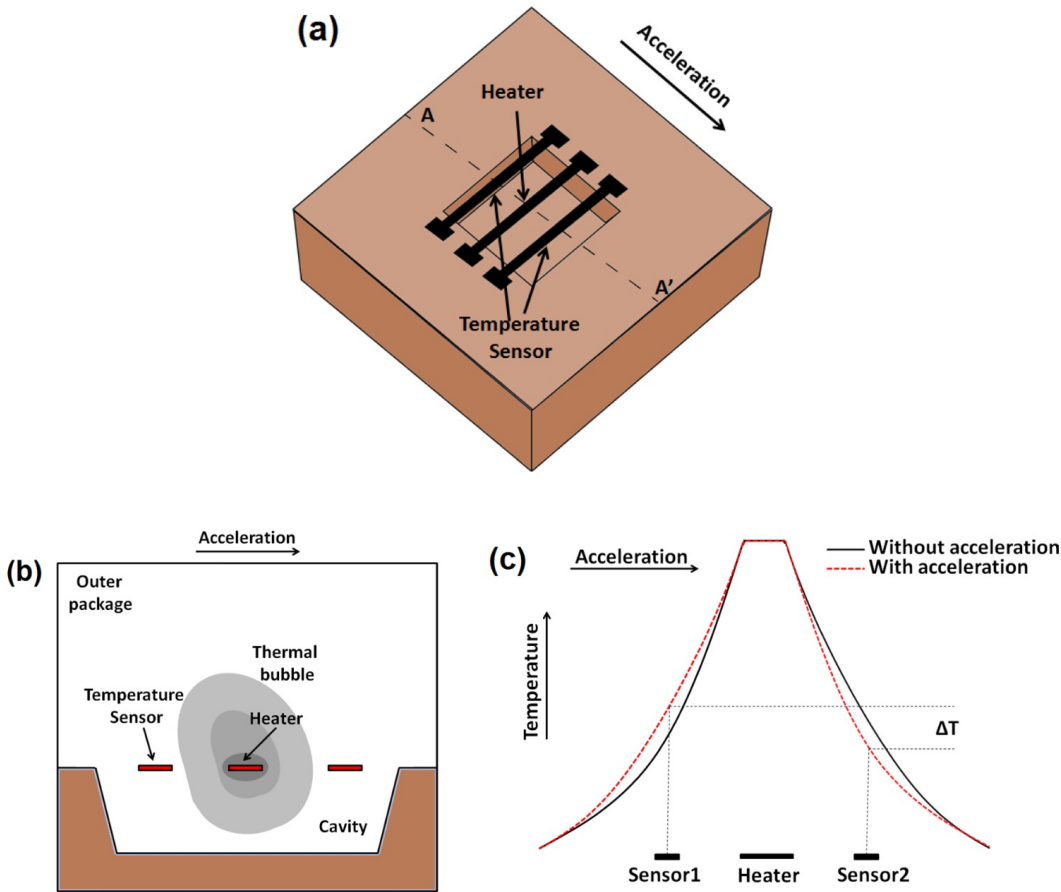
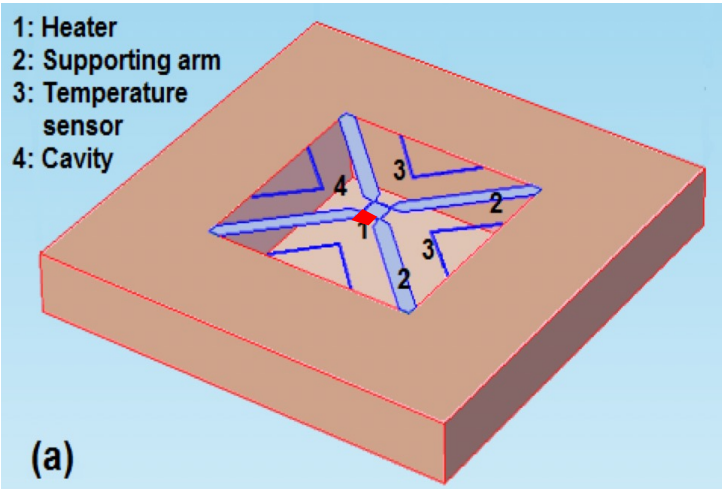


Figure 1. (a) Schematic view of thermal accelerometer, (b) cross-sectional view along AA' line, and (c) temperature profile along AA'.

R. Mukherjee, J. Basu, P. Mandal, P. K. Guha, A review of micromachined thermal accelerometers. *J. Micromech. Microeng.* **27**, 123002 (2017).



- Pour faible consommation :

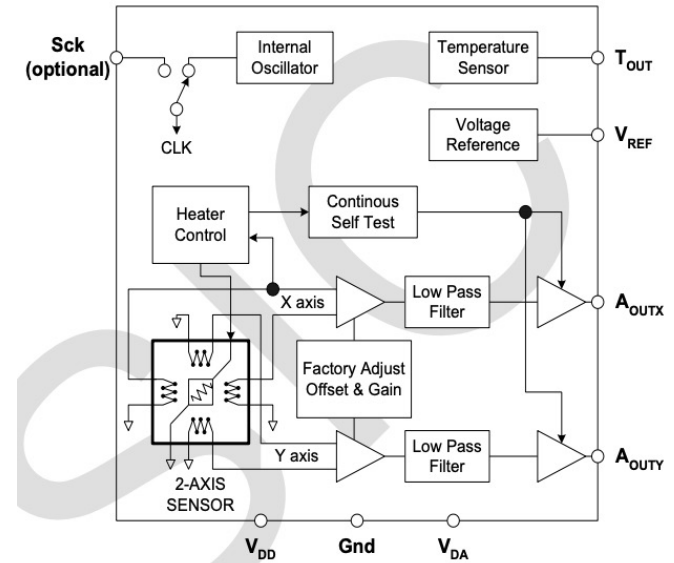
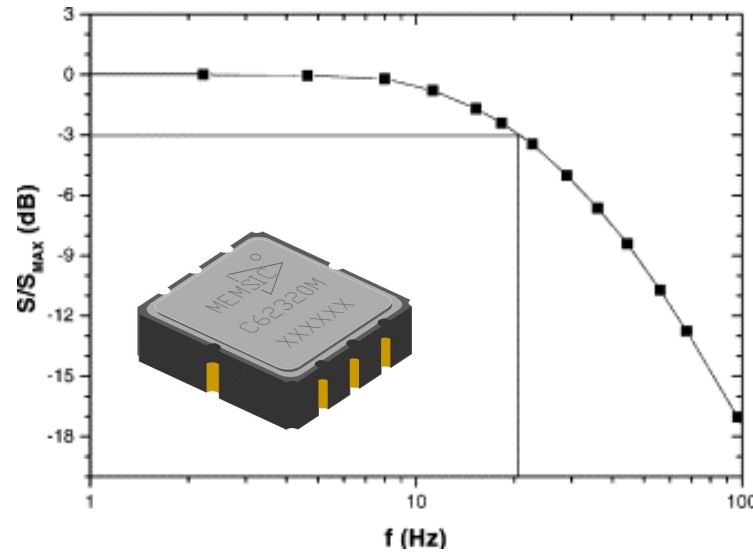
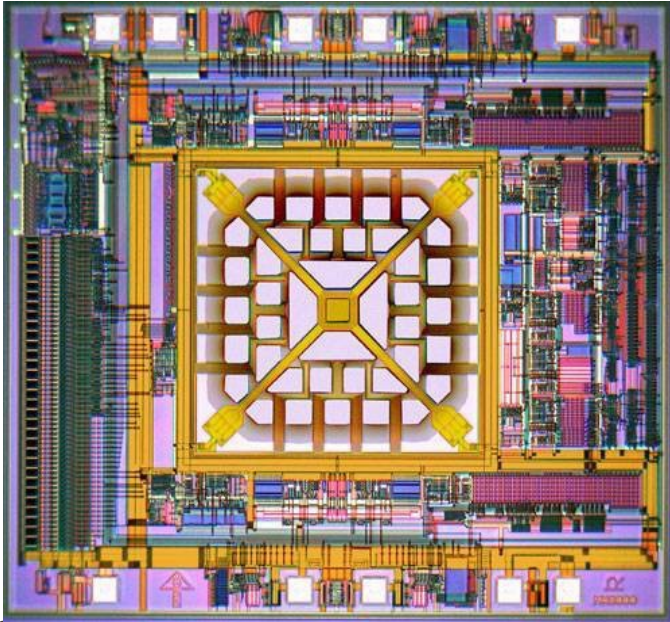
 - besoin d'un chauffage suspendu
 - faible conductance thermique vers les murs

Pour une réponse rapide :

 - conductance thermique élevée du fluide
 - faible masse de chauffage

Typiquement 50 mW, 20 Hz, sensitivity 10^{-2} ms^{-2}

2-axis Thermal accelerometer



To improve the bandwidth:

- i) the cavity size should be made small and
- ii) thermal diffusivity of the working fluid must be high.

But this leads to higher power consumption and lower resolution.

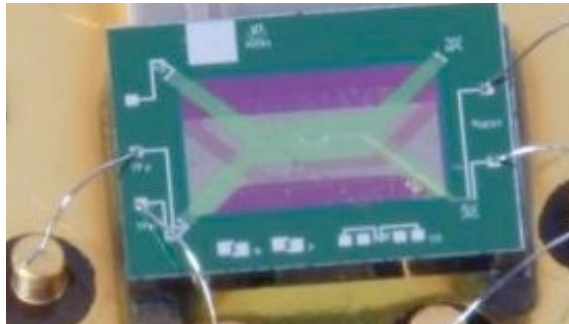
MEMSIC. CMOS integration (integrated readout / correction circuit, but limits materials choice, especially for sensors). Power consumption is rather high (several mW), long turn-on time (300 ms) – excellent shock resistance

<https://www.memsic.com/thermal-accelerometer>

$$\tau_{convection} = \frac{RC}{\rho c_v V} \approx \frac{\rho c_v d}{Ah}$$

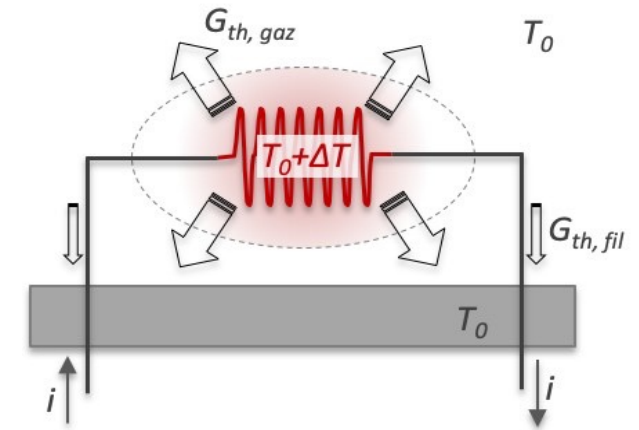
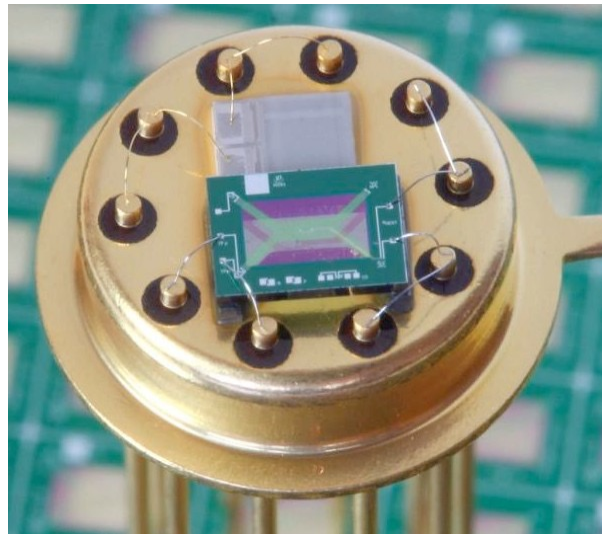
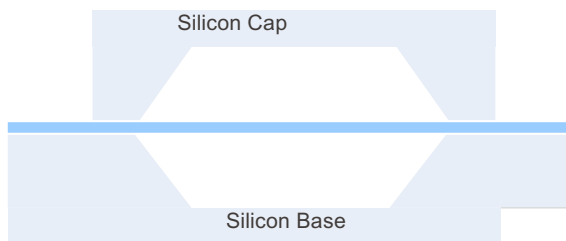
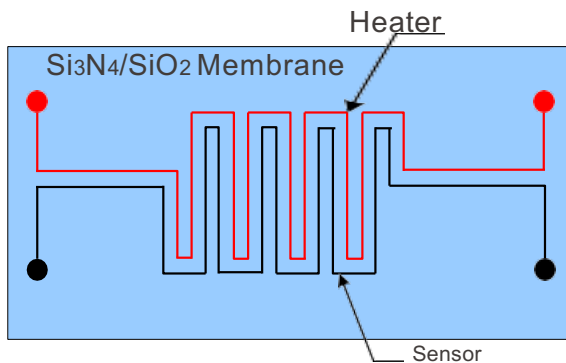
Chapitre 6 - Capteurs thermiques

Partie 8 : Capteurs de pression



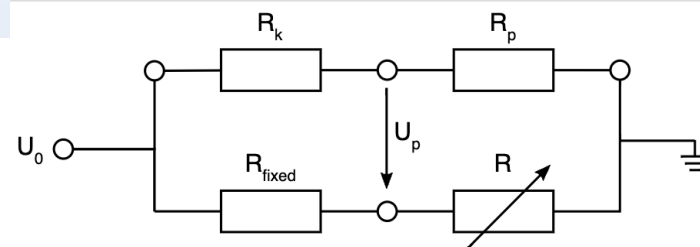
Jauge Pirani

Principe: Mesure de basses pressions (systèmes à vide) par conductivité thermique du gaz résiduel.



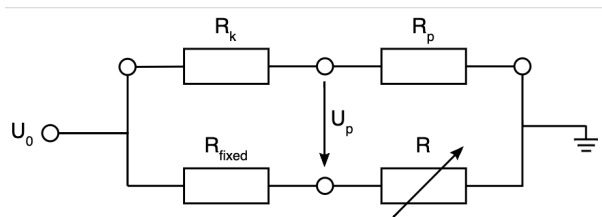
$$Q_{th} = k_{th} \frac{dT}{dx}$$

- k_{th} : coefficient d'échange thermique, qui dépend de la pression
- Donc pour un courant I donné, T_{fil} dépend de la pression



Jauge Pirani

- k_{th} dépend **linéairement de la pression**, dans une certaine gamme de pression seulement
- k_{th} est plus petit à faible pression: T_{fil} est plus grand à faible pression
- Mesure de la résistance d'une ligne métallique pour déterminer T_{fil}
- **Etalonnage** nécessaire en fonction du gaz



Trois possibilités de mesure:

- U_0 fixe – lire ΔR
- I_0 fixe – lire ΔR
- R (ou U_p) fixe, c-a-d contrôle T – lire U_0

