

CHAPITRE 2

CAPTEURS CAPACITIFS

Principes fondamentaux

Equation générale pour la détermination de la capacité d'un conducteur:

$$C = \epsilon_0 \int_V \epsilon_r(\mathbf{x}) |\mathbf{E}_u(\mathbf{x})|^2 d\mathbf{x}^3$$

$\mathbf{E}_u(\mathbf{x})$ est le champ électrique unitaire (i.e., créé par une différence de potentiel de 1 V entre le conducteur et la terre).

V : volume dans lequel $\mathbf{E}_u(\mathbf{x})$ est significativement différent de zéro.

Exemple du condensateur plan : $E = \frac{V}{d} \rightarrow E_u = \frac{1}{d} \rightarrow C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{1}{d^2} \int_V d\mathbf{x}^3 = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{1}{d^2} dA = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d}$

Capacité d'un condensateur plan :

$$C \cong \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d}$$

ϵ_0 constante diélectrique du vide (8.85×10^{-12} F/m)

ϵ_r constante diélectrique relative du matériau

A surface des plaques

d espace entre les plaques

Capacité d'un disque mince de rayon r :

$$C \cong 8 \epsilon_0 \epsilon_r r \quad (\text{Ex: } r = 1 \text{ mm}, \epsilon_r = 1 \Rightarrow C \cong 0.07 \text{ pF})$$

Capacité d'une sphère de rayon r :

$$C \cong 4\pi \epsilon_0 \epsilon_r r \quad (\text{Ex: } r = 1 \text{ mm}, \epsilon_r = 1 \Rightarrow C \cong 0.1 \text{ pF})$$

Matériau	ϵ_r	$E_{\max} (10^6 \text{ V/m})$ (champ électrique de «claquage»)
Vide	1	∞
Air	1.00054	0.8
Eau	78	-
Quartz	3.8	8
Pyrex	4.5	13
Téflon	2.1	60
TiO ₂	100	6
Méthanol	32	-
Polyimide	2.2 - 5	-

Condensateur plan

1. Variation de distance :

$$\frac{\partial C}{\partial d} = -\frac{\epsilon_r \epsilon_0 A}{d^2} \quad \rightarrow \text{non-linéaire}$$

2. Variation de surface :

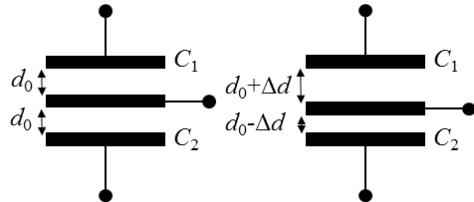
$$\frac{\partial C}{\partial A} = \frac{\epsilon_r \epsilon_0}{d} \quad \rightarrow \text{linéaire}$$

3. Variation de constante diélectrique :

$$\frac{\partial C}{\partial \epsilon_r} = \frac{\epsilon_0 A}{d} \quad \rightarrow \text{linéaire}$$

Variables pour capteurs capacitifs: d déplacement, déformation
 A déplacement, déformation
 ϵ_r matériau, température, humidité,..

Mesure différentielle «push-pull»



$$C_0 = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d_0}$$

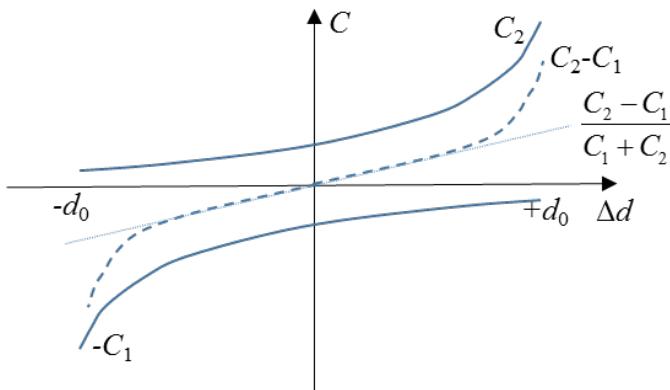
$$C_1 = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d_0 + \Delta d} = C_0 \left(1 - \frac{\Delta d}{d_0} + \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^2 - \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^3 + \dots \right)$$

$$C_2 = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d_0 - \Delta d} = C_0 \left(1 + \frac{\Delta d}{d_0} + \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^2 + \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^3 + \dots \right)$$

$$C_1 - C_2 = -\frac{\Delta d}{d_0} 2C_0 \left(1 + \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^2 + \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^4 + \dots \right) \quad (\text{pas de terme quadratique en } \Delta d)$$

$$C_1 + C_2 = 2C_0 \left(1 + \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^2 + \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^4 + \dots \right)$$

donc
$$\frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} = -\frac{\Delta d}{d_0}$$
 (linéaire en Δd)



Effet des capacités parasites :

$$C_1 \rightarrow C_1(\Delta d) + C_p$$

$$C_2 \rightarrow C_2(\Delta d) + C_p$$

- En présence de capacités parasites, le rapport potentiométrique n'est plus parfaitement linéaire

$$\frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2 + 2C_p} = \frac{\Delta d}{d_0} \frac{1}{1 + \frac{C_p}{C_0} \left(1 + \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^2 + \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^4 \right)^{-1}}$$

- La sensibilité change

$$S = \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2 + 2C_p} / \Delta d \cong \frac{1}{d_0} \left(\frac{1}{1 + C_p/C_0} \right)$$

si $C_p = 0.05 C_0$ on a 5% de décroissance de sensibilité

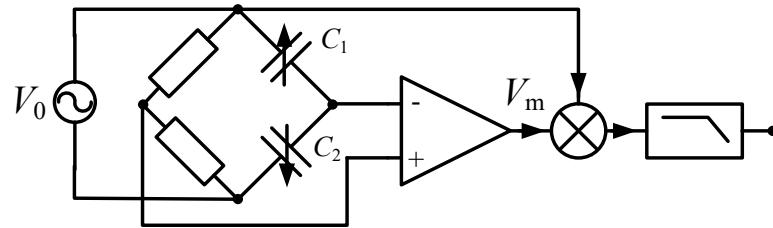
Illustration de l'effet de la mesure différentielle C_1-C_2 . C_1-C_2 est une fonction d'ordre impair de Δd qui passe par zéro (point d'infexion).

Le terme quadratique en Δd est supprimé mais le terme cubique en Δd est encore présent (linéarisation partielle autour de zéro).

Une linéarisation complète en Δd est possible si on mesure $(C_1-C_2)/(C_1+C_2)$ (par exemple avec montage en pont de Sauty).

Circuits de mesure des capacités

(a) Pont de Sauty (avec démodulation synchrone)



$$|V_m| = \frac{|V_0|}{2} \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2}$$

Le montage en pont avec deux capteurs capacitifs en push-pull permet d'obtenir la différence divisé par la somme, et donc une sortie en tension linéaire en Δd .

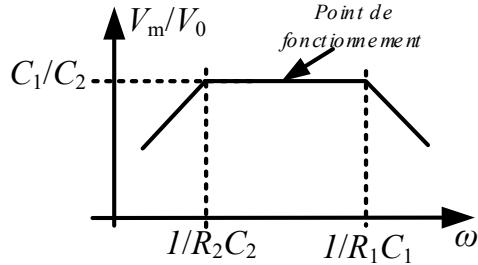
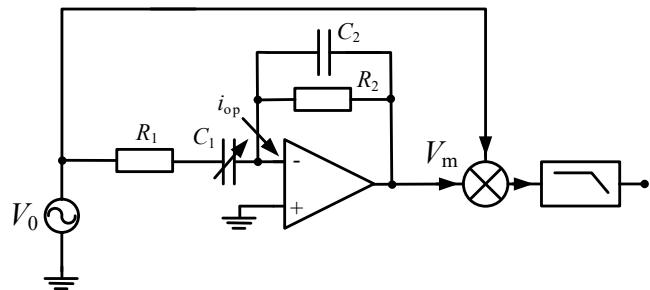
Avec deux capteurs capacitifs C_1 et C_2 montés en «push-pull» :

$$|V_m| = \frac{|V_0|}{2} \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} = \frac{|V_0|}{2} \frac{\Delta d}{d} \rightarrow \text{sortie linéaire en } \Delta d$$

Avec des capacités parasites dans le montage «push-pull»:

$$|V_m| = \frac{|V_0|}{2} \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2 + 2C_p} = \frac{|V_0|}{2} \frac{\Delta d}{d} \frac{1}{1 + (C_p / C_0)} \rightarrow \text{sensibilité réduite.}$$

(b) Ampli AC (avec démodulation synchrone)



Amplificateur opérationnel idéal (courant d'entrée $i_{op}=0$) $\rightarrow \frac{V_0}{Z_1} = -\frac{V_m}{Z_2} \rightarrow V_m = -\frac{Z_2}{Z_1} V_0$

où $Z_1 = \frac{1 + j\omega R_1 C_1}{j\omega C_1}$ et $Z_2 = \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2}$

$$\rightarrow V_m = \frac{-j\omega R_2 C_1}{(1 + j\omega R_1 C_1)(1 + j\omega R_2 C_2)} V_0$$

Pour une fréquence de modulation comprise entre $\omega_2 = 1/R_2 C_2$ et $\omega_1 = 1/R_1 C_1$

$\rightarrow |V_m| \approx |V_0| \frac{C_1}{C_2}$ (étant donné que la capacité C_2 et la tension V_0 sont connues, on peut déterminer la capacité C_1)

(c) Oscillateurs

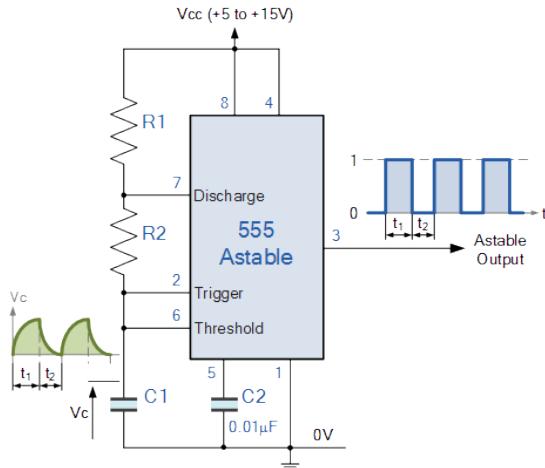
Principe: Utiliser un oscillateur RC ou LC. La fréquence de sortie dépend de la capacité à mesurer. L'information sur la valeur de la capacité est «codée» en fréquence (i.e., pas en tension ou en courant). Le signal «codée» en fréquence est, en général, plus «robuste» (i.e., le rapport signal/bruit est moins détérioré par les interférences et les atténuations).

Exemple: Oscillateur RC avec circuit IC555.

$$t_1 = 0.693(R_1 + R_2)C_1 \quad t_2 = 0.693R_2C_1$$

Période d'oscillation: $T = t_1 + t_2 = 0.693(R_1 + 2R_2)C_1$

Fréquence d'oscillation: $f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_1 + 2R_2)C_1} \propto \frac{1}{C_1}$



Oscillateur RC avec IC555 pour mesurer la capacité C_1 .

(d) Circuits à capacité commutée («switched capacitor circuit»)

Principe: mesure séquentielle d'une capacité (C_1) par mesure de sa charge. La capacité C_1 est chargée par la tension de référence V_0 , puis sa charge est "lue" par un intégrateur ("transfert de charge").

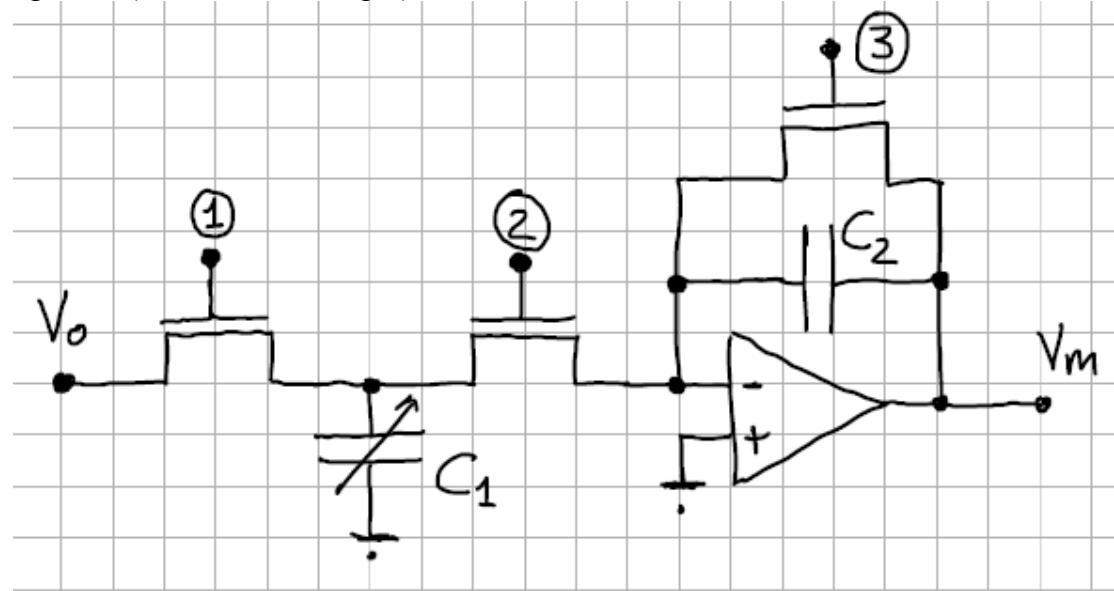


Schéma (simplifié) du circuit à capacité commutée

V_0 : source de tension DC

1 et 2: interrupteurs (ouverts alternativement)

3: interrupteur (pour mise à zéro de l'intégrateur)

Cycle de commutation

Par convention : « fermé » = transistor qui conduit , « ouvert » = transistor bloqué

Phase 1: 1 et 3 fermés, 2 ouvert \Rightarrow charge de C_1
et décharge de C_2 (reset de l'intégrateur)

$$Q_{1,i} = 0 \rightarrow Q_{1,f} = C_1 V_0$$

$$Q_{2,i} = C_2 V_m \rightarrow Q_{2,f} = 0$$

Phase 2: 1 et 3 ouverts, 2 fermé \Rightarrow transfert de charge de C_1 à C_2

$$\begin{cases} Q_{1,i} = C_1 V_0 \rightarrow Q_{1,f} = 0 \\ Q_{2,i} = 0 \rightarrow Q_{2,f} = C_2 V_m \end{cases}$$

Pendant la phase 2, la charge initialement présente sur la capacité C_1 est transférée sur la capacité C_2 , donc :

$$Q_{1,i} = Q_{2,f} \Rightarrow C_1 V_0 = C_2 V_m$$

$$V_m = \frac{C_1}{C_2} V_0$$

et donc

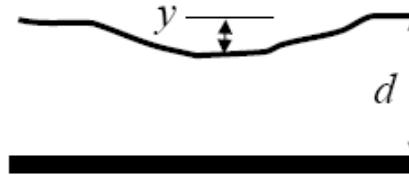
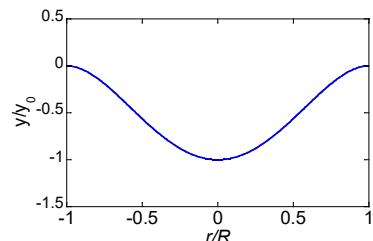


- Typiquement utilise des commutateurs MOS comme interrupteurs (résistance interne R_{mos})
- Les temps de charge/décharge sont $\tau_1 = R_{mos} C_1$ et $\tau_2 = R_{mos} C_2$
- Fréquences de 1 kHz à 1 GHz (limité par le temps de charge/décharge τ_1 et τ_1).

Capteur de pression

$$\Delta p \rightarrow \Delta d \rightarrow \Delta C$$

Déformation de la membrane :



Profil de déformation pour une membrane mince circulaire:

$$y(r) = y_0 \left(1 - \frac{r^2}{R^2}\right)^2 \quad \text{avec } y_0 = \frac{3(1-\mu^2)R^4}{16Eh^3} p$$

y : déformation

R : rayon de la membrane

y_0 : déformation au centre de la membrane

p : pression

h : épaisseur de la membrane

r : distance du centre de la membrane

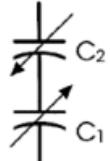
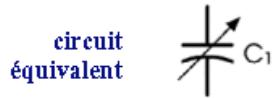
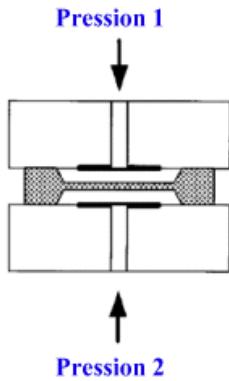
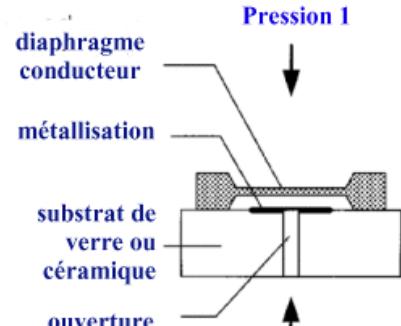
μ : coefficient de Poisson

E : module élastique

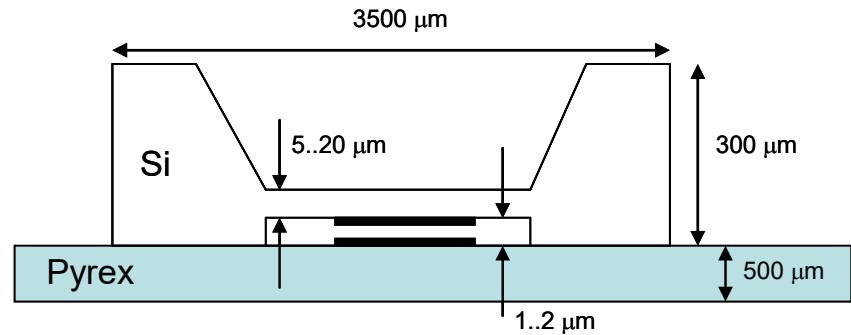
$$\text{Pour } (y_0 \ll d) \rightarrow \frac{\Delta C}{C}(p) \approx \frac{y_0}{d} = \frac{3(1-\mu^2)R^4}{16Edh^3} p \quad (\rightarrow \text{réponse approx. linéaire en } p)$$

- Pour une meilleure linéarité le diaphragme est renforcé au centre.
- Capteurs de pression capacitifs: haute résolution, adaptés pour la mesure absolue et différentielle, faible hystérésis, faible dépendance en température (et adapté pour hautes températures). En général, meilleurs que les capteurs piézorésistifs, mais plus chers.

Capteur de pression en silicium :



Capteur de pression capacitif: Absolu (gauche), différentiel (droite).



Capteur de pression capacitif: Dimensions typiques.

Capteur d'humidité (Hygromètre)

$$\Delta H_2O \rightarrow \Delta \epsilon_r \rightarrow \Delta C$$

Principe:

Polymère hygroscopique avec électrodes métalliques. Le polymère adsorbe les molécules d'eau → Variation de la constante diélectrique → Variation de la capacité.

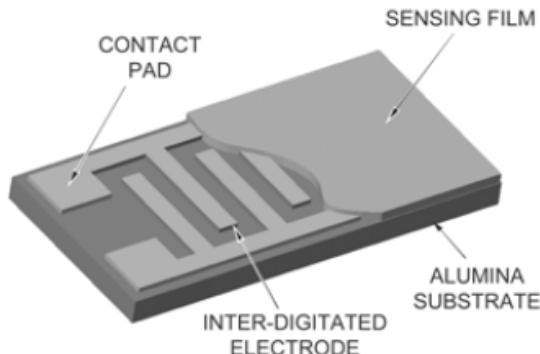


Figure 1. Interdigitated electrode design used in capacitive and resistive RH microsensors.

Humidité absolue:

masse de vapeur d'eau par unité de volume (kg/m³)

Humidité relative *RH*:

pression de vapeur sur pression de saturation (%)

$$RH = \frac{p_v}{p_{sat}(T)} \cdot 100 \quad (0\% \leq RH \leq 100\%)$$

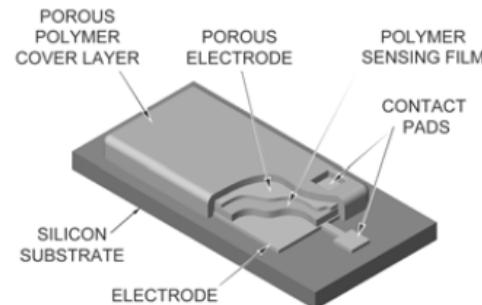
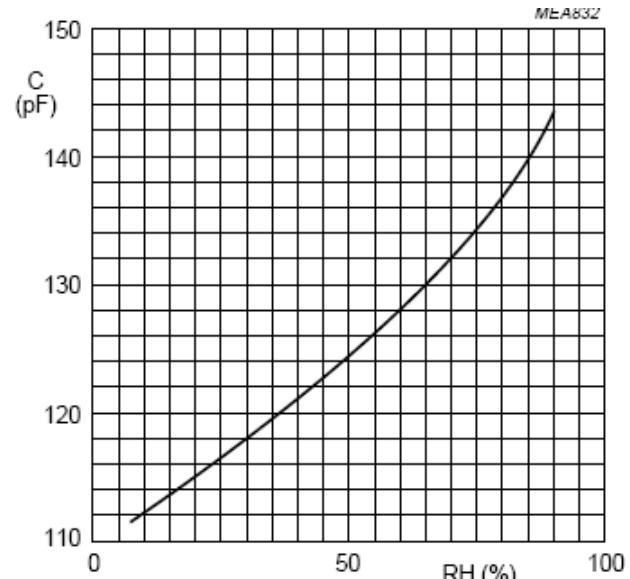


Figure 2. Parallel plate design for capacitive RH microsensors can include a porous polymer cover layer to exclude particulates.

- Electrodes inter-digitées ou planes
- Temps de réponse lent (typ. 1 à 100 s, dépendant du temps nécessaire aux molécules d'eau pour se diffuser à l'intérieur du polymère)
- Capacitance : 100-200 pF, Sensibilité : 0.2-0.5 pF/%RH
- Linéarité: 1-10 %, saturation au-delà de 90% RH
- Applications : confort, climatisation, séchoirs, monitoring de procédés industriels,...

Humidity range	10 to 90%
Capacitance at 25°C, 43% RH, 100 kHz	122 pF \pm 15%
Sensitivity between 12 and 75% RH	0.4 \pm 0.05 pF/%RH
Frequency range	1 to 1000 kHz
Temperature dependance	0.1 %RH/K
Response time (to 90% of indicated RH at 25 °C in circulating air)	
Between 10 and 43%	< 3 minutes
Between 43 and 90%	<5 minutes
Hysteresis (for RH excursion of 10 to 90 to 10%)	3%
Maximum AC and DC voltages	15 V
Storage humidity range	0 to 100% RH
Ambient temperature: Operating	0 to 85 °C
Storage	-25 to 85 °C



Autres principes pour capteur d'humidité:

Résistif, conductivité thermique, MEMS mécanique, à point de rosée,

Exemple: Hygromètre à point de rosée

Composants principaux :

E: Emetteur de lumière
(e.g., diode LED).

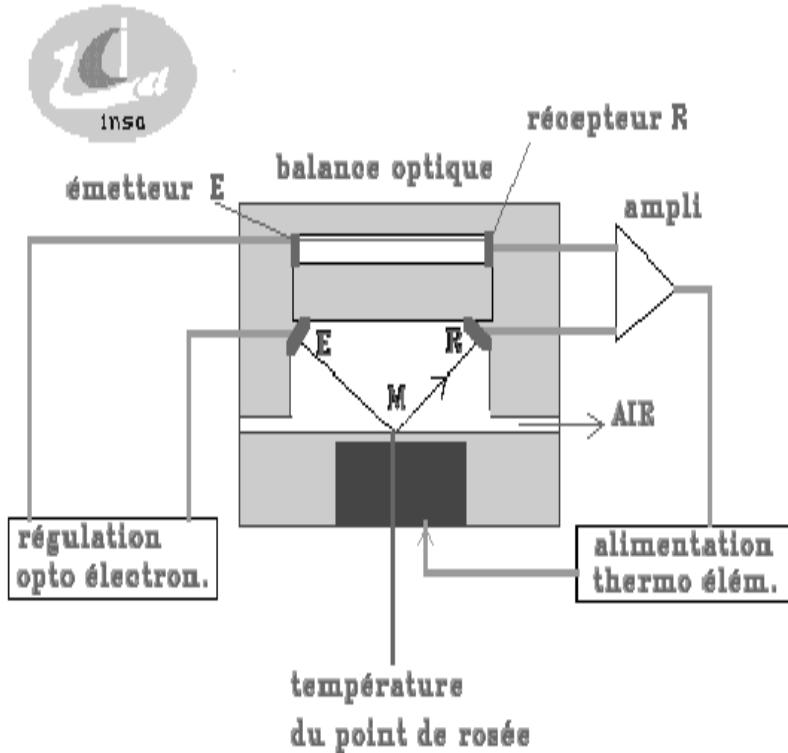
R: Récepteur (capteur) de lumière
(e.g., photodiode).

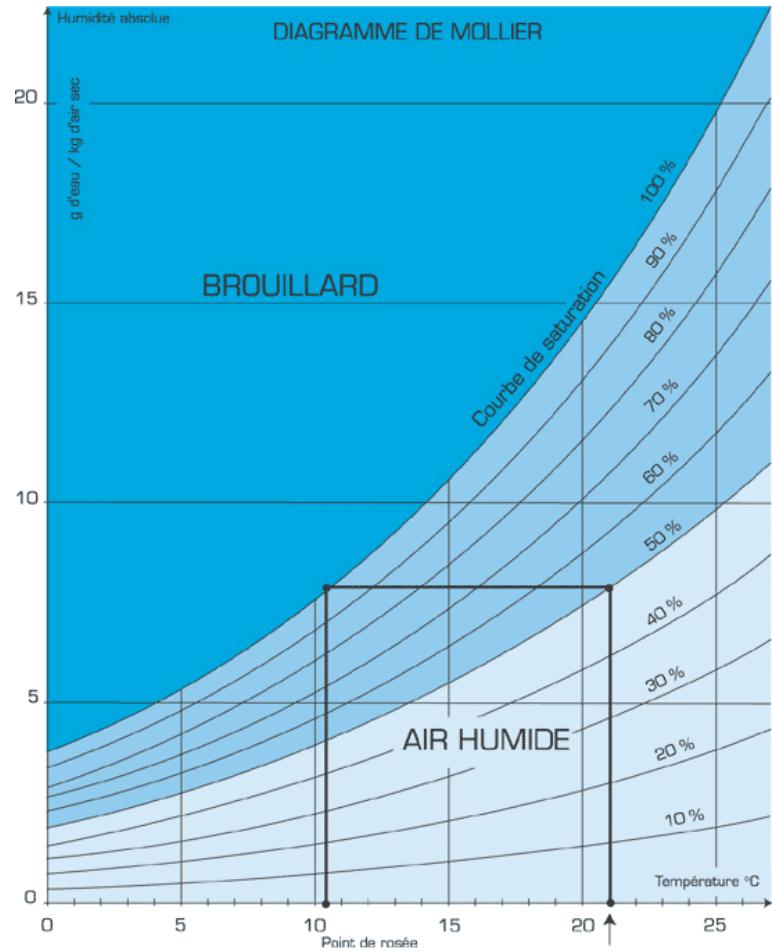
M: Miroir.

Elément Peltier pour refroidir/chauffer le miroir (thermo élément). L'objectif est de maintenir le miroir à la température du point de rosée.

Capteur de température (thermomètre) pour mesurer/réguler la température du miroir.

Capteur de température (thermomètre)
pour mesure de la température de l'air.





Principe d'un hygromètre dit à point de rosée. L'air à mesurer est en contact avec un miroir que l'on refroidit et dont on mesure la température. Lorsque celle-ci atteint le point de rosée l'eau se condense et le faisceau lumineux n'est plus réfléchi par le miroir. La mesure de la température du miroir à l'instant d'interruption du faisceau permet d'obtenir (avec le diagramme de Mollier et la mesure de la température de l'air) l'humidité relative de l'air.

Diagramme de Mollier :

Abscisse : Température (°C)

Ordonnée : Humidité absolue (g d'eau/kg d'air sec)

Dans l'exemple :

Point de rosée : 10.5 °C,

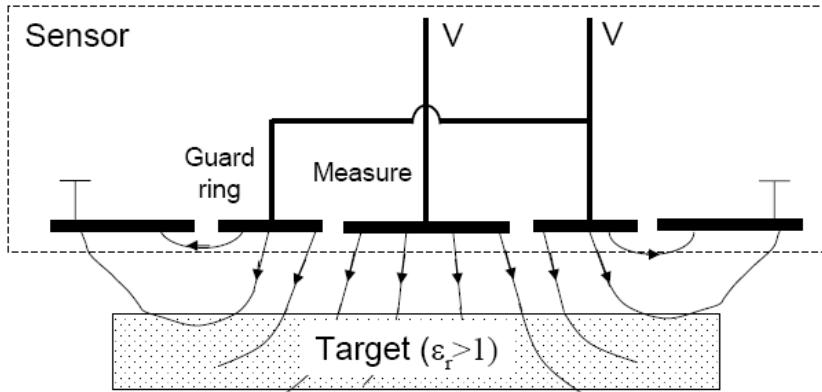
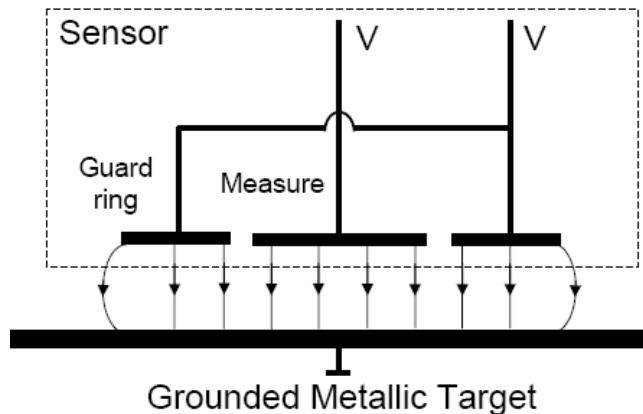
Température de l'air: 21 °C

Humidité rel.: 50%

Humidité abs.: 8 g d'eau/kg d'air sec

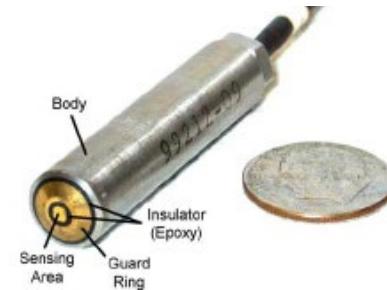
Capteur de proximité

$$\Delta d \rightarrow \Delta C$$

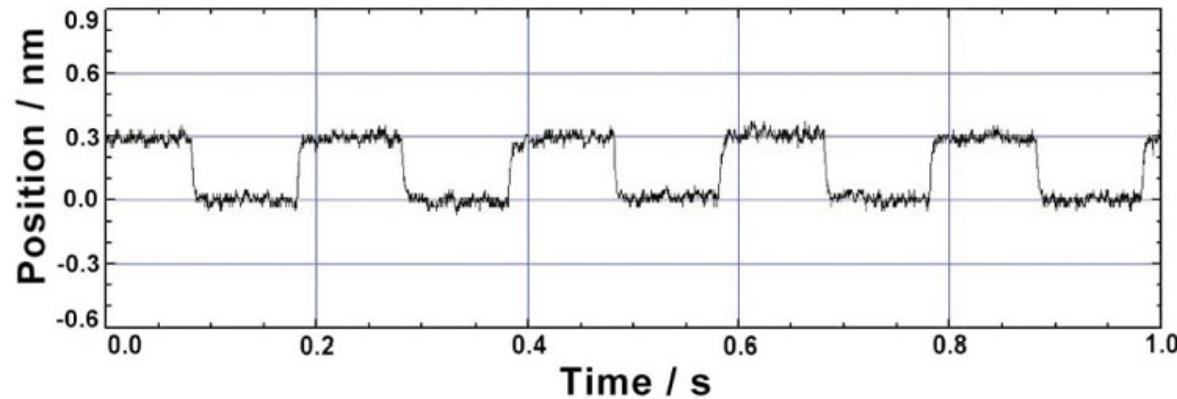


Capteur de proximité capacitif pour mesurer la distance d'une cible métallique (gauche) ou d'une cible diélectrique (droite).

- Dimension typique: diamètre de 1 mm à 2 cm
- Distance de travail typique: de 10 μm à 1 mm
- Résolution typique: de 0.1 nm à 2 μm
- Principe du «guard ring»: électrode de «garde» au même potentiel de l'électrode de mesure \rightarrow moins de problèmes de «franges» («fringing field»). Pour maintenir une relation simple entre distance et capacité, il est préférable que le champ électrique dans la zone de mesure soit linéairement dépendant de la distance, dirigée vers la cible et homogène. Ceci est possible grâce un "anneau de garde" à la même tension (amplitude et fréquence) que l'électrode de détection.



Exemples de capteurs de proximité capacitifs.



Capteur de proximité capacitif de Physik Instrumente (PI). La résolution est de $0.02 \text{ nm/Hz}^{1/2}$ ($0.2 \text{ nm}_{\text{rms}}$ avec bande passante de 100 Hz). Ces capteurs sont utilisés pour contrôler des systèmes de positionnement piézoélectriques avec résolution nanométrique et sub-nanométrique. Il est intéressant d'observer qu'avec un simple principe capacitif et une zone de détection de taille millimétrique, il est possible d'obtenir une résolution meilleure que la taille d'un atome.

Règle capacitive

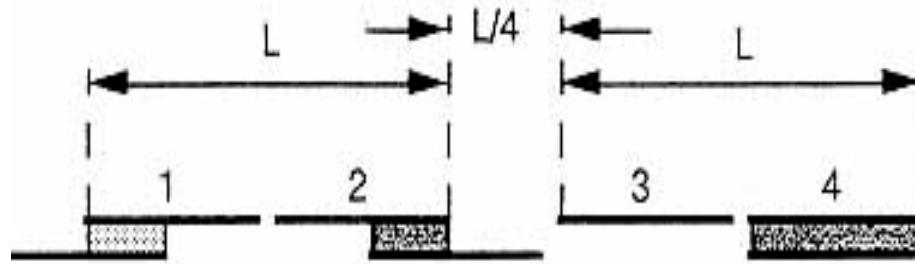
$$\Delta x \rightarrow \Delta S \rightarrow \Delta C$$

Principe : Règle formée d'électrodes régulièrement espacées (période L , longueur $L/2$)
Curseur formé de $2xN$ paires d'électrodes (décalées de $L/4$)
La capacité varie en fonction du déplacement latéral x du curseur sur la règle

Capacité pour une électrode en face de l'électrode de la règle:

$$C_0 = \epsilon_0 \frac{LW}{2d_0} \quad (W : \text{largeur}, L/2 : \text{longueur}, d_0 : \text{espacement})$$

Disposition des électrodes:



Pour les deux électrodes C_3 et C_4 :

$$(C_3 - C_4) = C_0 \left(\frac{4x}{L} - 1 \right) \quad \text{de } x=0 \quad \text{à } x=L/2$$

$$(C_3 - C_4) = C_0 \left(1 - \frac{4(x - L/2)}{L} \right) \quad \text{de } x=L/2 \quad \text{à } x=L$$

→ la sensibilité en déplacement pour les deux électrodes C_3 et C_4 est: $\frac{\partial(C_3 - C_4)}{\partial x} = 4 \frac{C_0}{L} = 2\epsilon_0 \frac{W}{d_0}$ indépendant de L

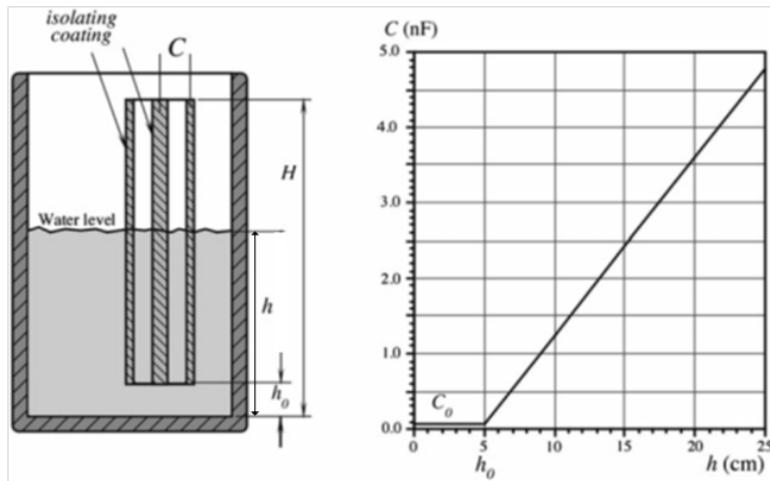
La sensibilité en déplacement pour N électrodes est : $\frac{\partial C}{\partial x} = 2N \frac{C_0}{L} = 2N\epsilon_0 \frac{W}{2d_0} = N\epsilon_0 \frac{W}{d_0}$ indépendant de L

Exemple : $l=5$ mm, $d_0=50$ µm, $N=10$ → $\frac{\partial C}{\partial x} = 8.8$ nF/m = 8.8 fF/µm



- Utilisé pour les pieds à coulisse (ou calibres à coulisse).
- Autres principes: optique, magnétique, inductif, ...

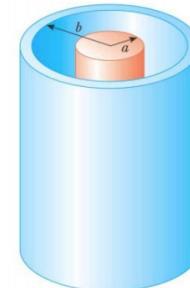
Capteur de niveau de liquide : $\Delta h \rightarrow \Delta \epsilon \rightarrow \Delta C$



Géométrie cylindrique :

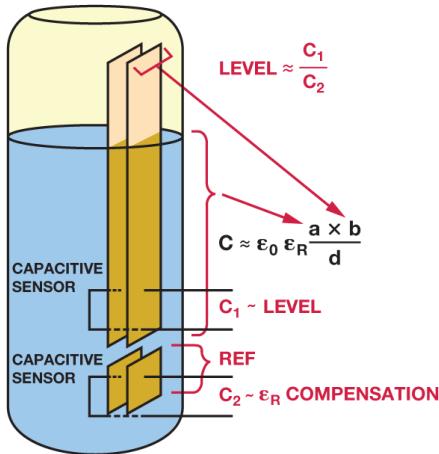
$$\text{Pour } h > h_0 : C = C_{\text{air}} + C_{\text{liquid}} = \frac{2\pi\epsilon_0(H-h)}{\ln(b/a)} + \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r(h-h_0)}{\ln(b/a)} = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln(b/a)}(H - \epsilon_r h_0 + h(\epsilon_r - 1))$$

$$\text{Pour } h < h_0 : C \equiv C_0 = \frac{2\pi\epsilon_0(H-h_0)}{\ln(b/a)}$$



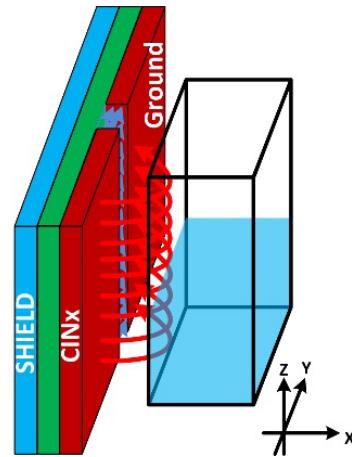
Autres géométries (planaire, latéral, ...):

Géométrie planaire:



Géométrie latérale:

Grâce à la géométrie latérale, il est possible de mesurer le niveau du liquide avec des électrodes à l'extérieur du contenant (qui, dans ce cas, doit être non métallique).



- Autres méthodes pour capteurs de niveau de liquide: mécanique (flotteur), ultrasons, pression différentielle.

Accéléromètre capacatif : $a \rightarrow \Delta d \rightarrow \Delta C$

Capacité en montage «push-pull»:

$$\frac{C_2 - C_1}{C_2 + C_1} = \frac{\Delta d}{d_0} = \frac{S_0}{d_0} a \quad (\text{à basse fréquence } S_0 \equiv \frac{m_{\text{eff}}}{k_{\text{eff}}}) \quad (a : \text{accélération})$$

Erreur (non-linéarité) provoquée par la force électrostatique :

Energie électrostatique: $W_{el} = \frac{1}{2} CV^2 = \frac{1}{2} \frac{Q^2}{C}$

$$Q = cst \quad \rightarrow \quad F_{el} = \frac{1}{2} Q^2 \frac{\partial}{\partial d} \left(\frac{1}{C} \right) = \frac{1}{2} Q^2 \frac{1}{\epsilon_0 A} \quad \rightarrow F = cst$$

Force électrostatique: $F_{el} = \frac{\partial W_{el}}{\partial d} \quad \rightarrow$

$$V = cst \quad \rightarrow \quad F_{el} = \frac{1}{2} V^2 \frac{\partial C}{\partial d} = -\frac{1}{2} V^2 \frac{\epsilon_0 A}{d^2} \quad \rightarrow F \neq cst$$

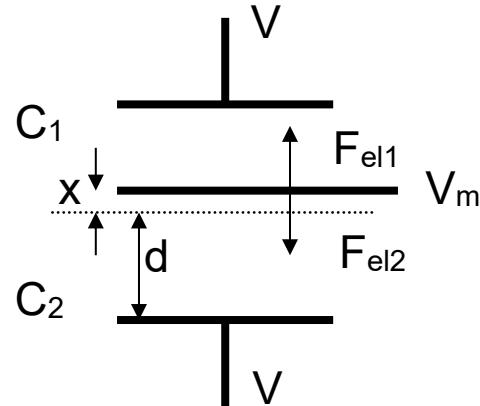
Si la charge Q est maintenu constante \rightarrow la force électrostatique est constante (i.e., indépendant de la distance d) \rightarrow la force électrostatique n'introduit pas de non-linéarités dans la mesure de l'accélération.

Pour un montage «push-pull» à tension constante :

$$F_{el} = \frac{\epsilon_0 A}{2} \left(\left(\frac{V - V_m}{d - x} \right)^2 - \left(\frac{V - V_m}{d + x} \right)^2 \right)$$

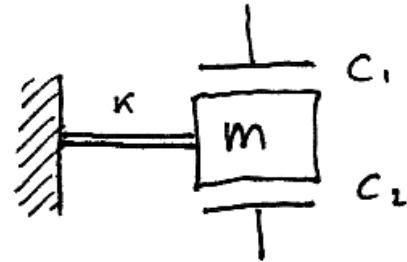
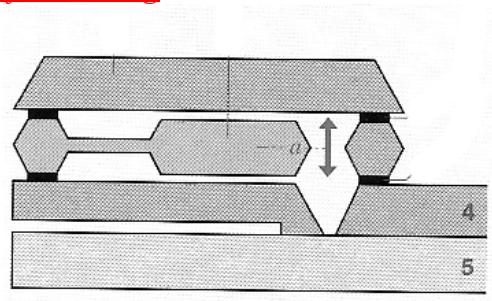
Déplacement effectif de la masse :

$$x = \frac{m_{eff} a}{k_{eff}} + \frac{F_{el}}{k_{eff}}$$

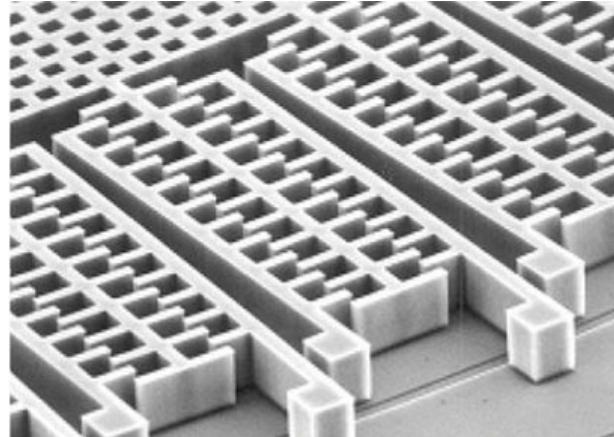
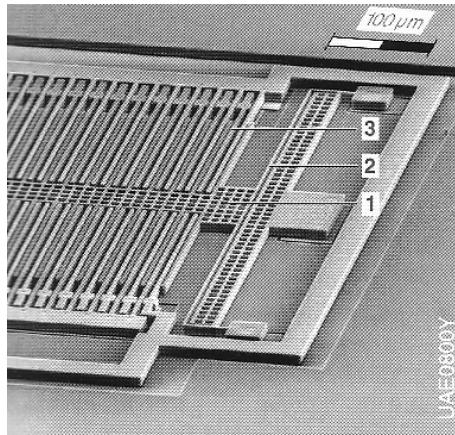


Technologies pour accéléromètre capacitif:

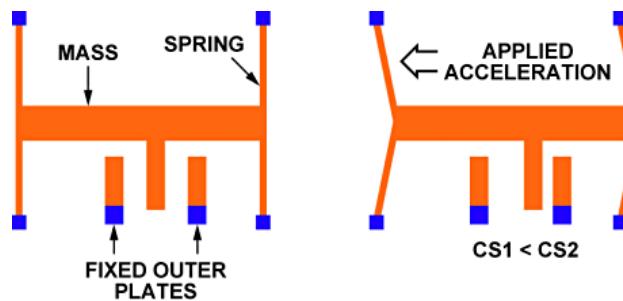
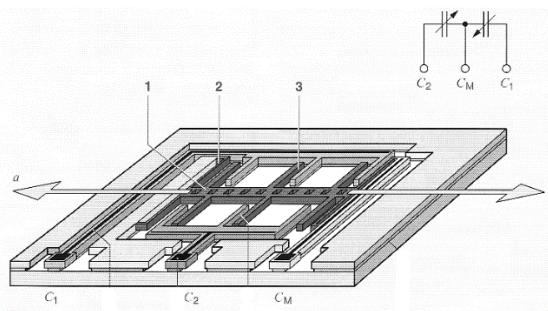
a. «bulk» silicium et wafer bonding



b. microfabrication de surface



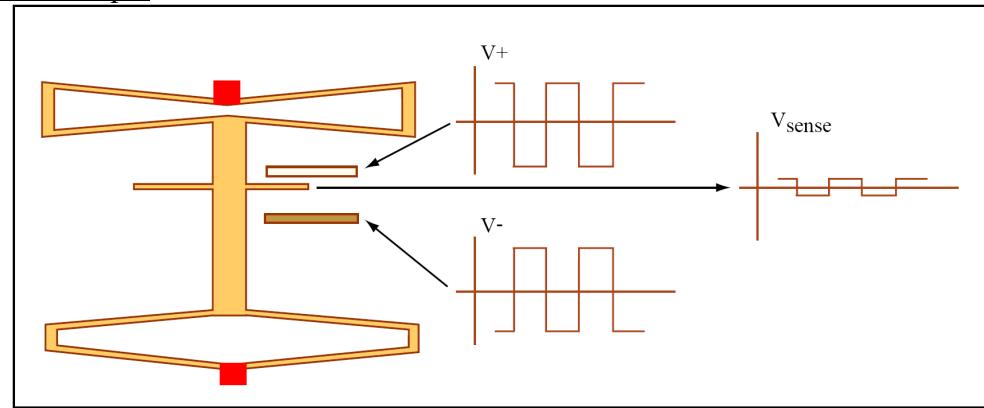
Micromachined polysilicon structure built on top of the silicon wafer. Polysilicon springs suspend the structure over the surface of the wafer. Deflection measured using a differential capacitor.



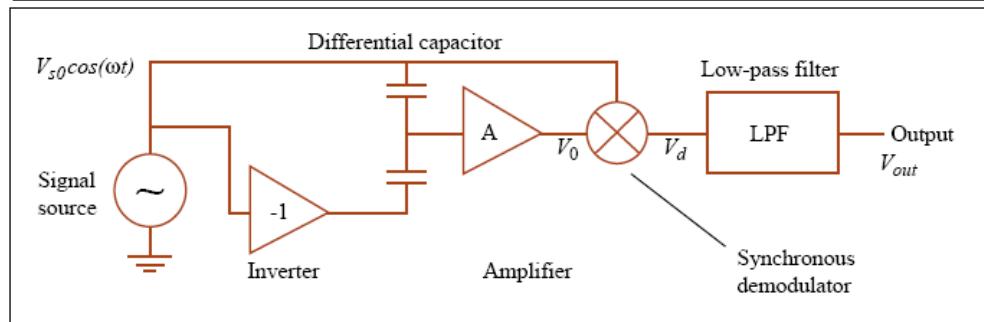
Circuits de mesure pour accéléromètres capacitifs

Standard: circuit à capacité commutée (voir pages précédentes).

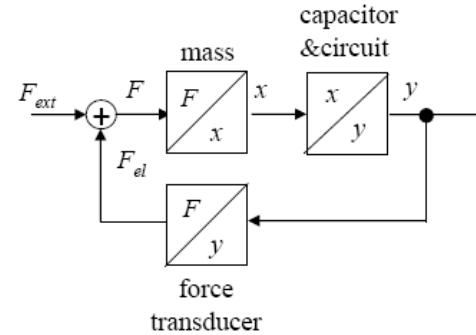
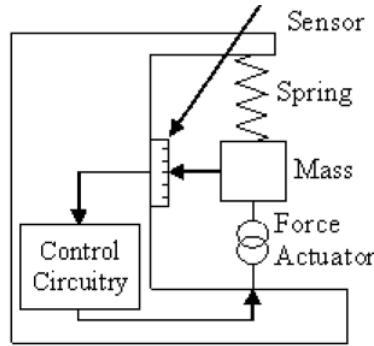
Variante simple :



Alimentation commutée à phases opposées sur les deux électrodes. Si les deux capacités sont égales (pas d'accélération), la tension sur l'électrode centrale est nulle. Sinon, tension non nulle.



Accéléromètre asservi



Fonction de transfert du système asservi :

$$y(\omega) = \frac{G(\omega)}{1 + G(\omega)H(\omega)} F_{ext}(\omega)$$

$y(\omega)$: Sortie du système (tension en V)

$F_{ext} = ma$: Force externe

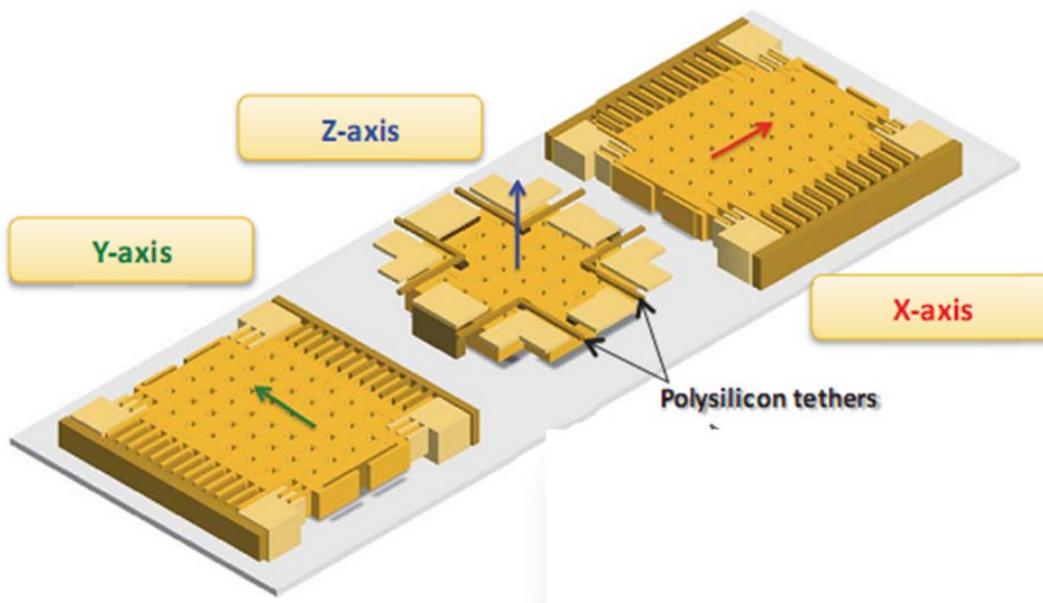
Si $GH \gg 1$

$$y(\omega) \approx \frac{1}{H(\omega)} ma$$

→ La sensibilité ne dépend pas de k (donc il ne dépend pas de la non-linéarité, variation en température, drift, etc. de k).

→ La bande passante et la sensibilité sont déterminée par la boucle de réaction $H(\omega)$.

Accéléromètres 3-axes



Accelerometer Analog Devices ADXL335 (3-axis)

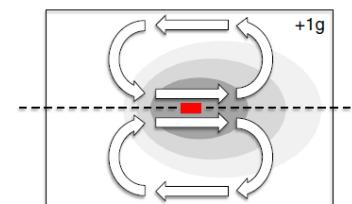
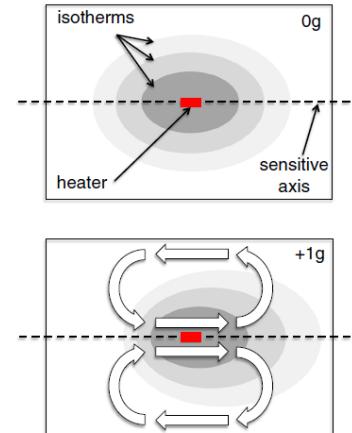
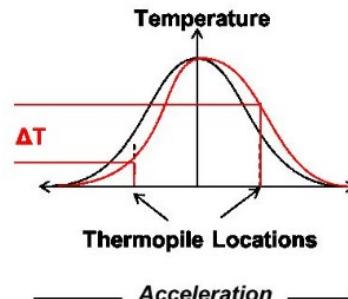
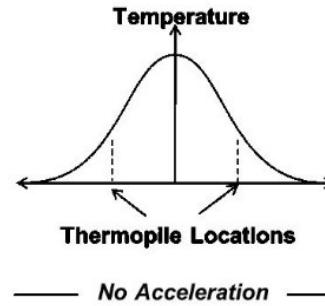
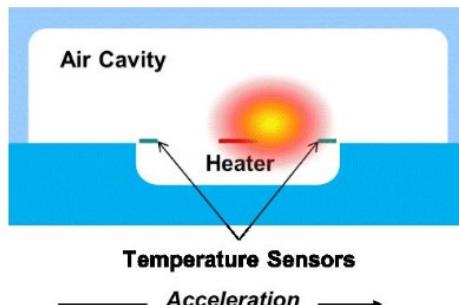
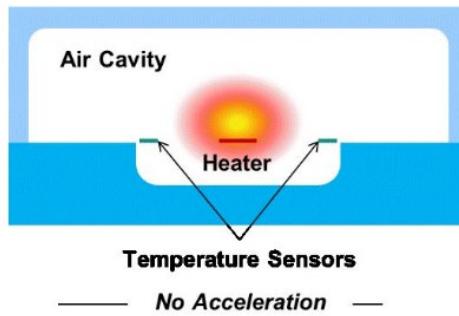
Technologies pour accéléromètres :

(Voir aussi: <http://en.wikipedia.org/wiki/Accelerometer>)

- Surface Micromachined Capacitive (Analog Devices, Freescale, Honeywell,)
- Bulk Micromachined Capacitive (VTI Technologies,)
- Piezo-film or piezoelectric sensor
- Bulk Micromachined Piezoresistive
- Thermal CMOS (MEMSIC,....)
- Strain gauge
- Magnetic induction
- Optical
- Surface Acoustic Wave (SAW)
- ...

Accéléromètre thermique

Accéléromètre MEMS thermique 2D. Le capteur, scellé hermétiquement dans un boîtier, comprend un élément chauffant et des thermopiles. Si l'accélération est non nulle, le «profil de température» devient «asymétrique» par rapport à l'élément chauffant. Ces capteurs n'ont pas de pièces flexibles ou mobiles, ce qui les rend plus «robustes» mécaniquement (il peut résister à des milliers de g d'accélération).

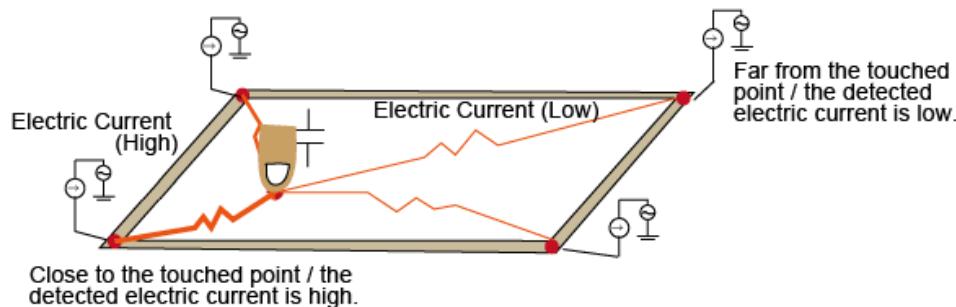


Lorsqu'une accélération est appliquée au dispositif, le fluide froid, qui est éloigné de l'élément chauffant et a une densité de masse plus élevée que le fluide chaud, va vers l'arrière de la cavité (c'est-à-dire dans la direction opposée à l'accélération), et le fluide chaud, qui se trouve autour du réchauffeur, est poussé vers l'avant dans la direction de l'accélération. Ensuite, un mouvement circulaire du fluide est induit dans les parties supérieure et inférieure de la cavité et déforme les isothermes.

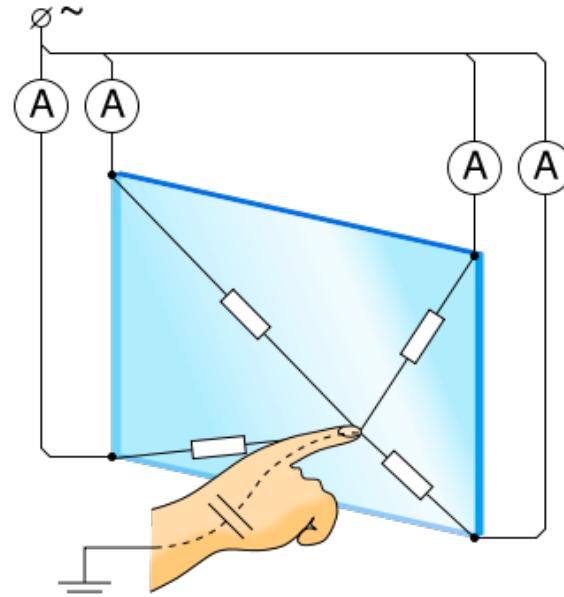
Ecran tactile capacitif

Deux technologies: "Surface capacitive" and "Projected capacitive".

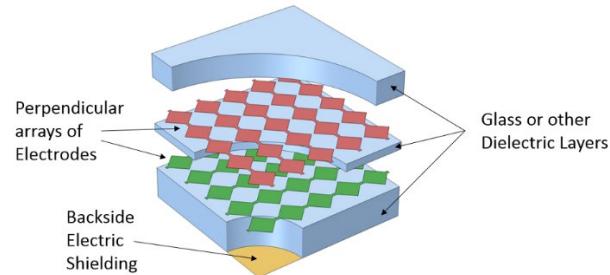
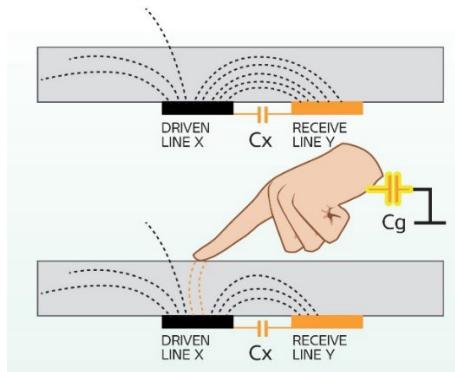
1) Surface capacitive



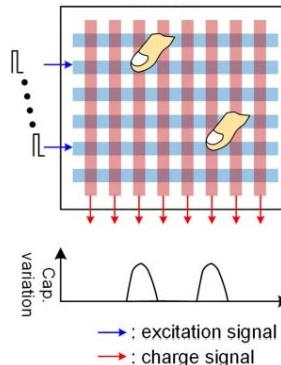
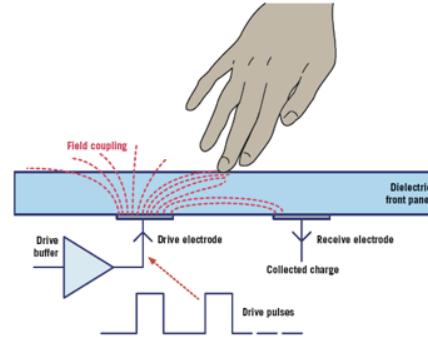
Même tension AC appliquée sur les 4 coins de la couche conductrice transparente (e.g., ITO). Lorsque l'utilisateur touche la plaque avec son doigt un courant passe. La mesure du courant dans chacun des 4 coins permet de déterminer les coordonnées du point de contact.



2) Projected capacitive



Technologie utilisée sur les iPhones, iPads, etc. Couches conductrices forment un réseau de lignes X-Y qui constituent une grille d'électrodes. Ces intersections X-Y sont ensuite balayées en continu. La technologie est capable de 2 à 10 «multi-touch» simultanément en fonction du contrôleur utilisé.



Ecran tactile résistif

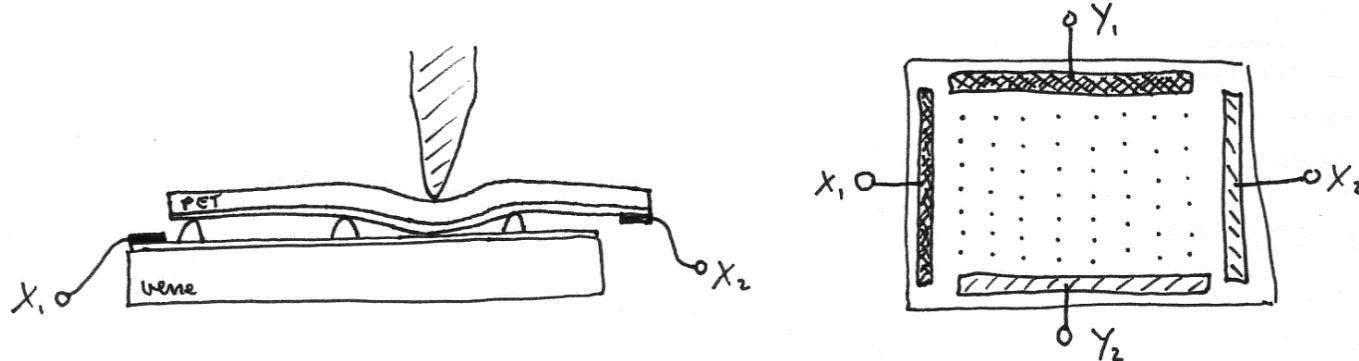
Constitué de deux films qui entrent en contact l'un avec l'autre quand on appuie dessus (avec un doigt ou avec un stylet).

- Plaque de verre recouverte de indium tin oxyde (ITO) (conducteur transparent)
- «Entretoises» régulièrement répartis (gouttes de polymère durci)
- Feuille souple en PET recouverte de ITO.

Deux variantes :

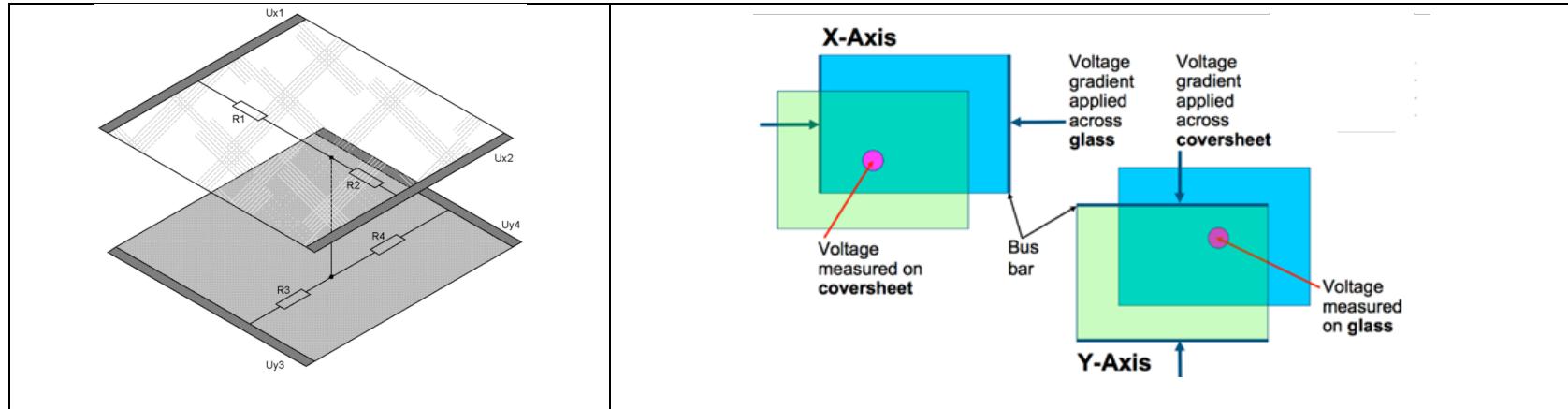
1) Mesure de résistance :

- La couche de ITO sur la feuille souple en PET est plus fine que celle sur la plaque de verre → plus résistive (Si les deux couches ont la même épaisseur et la même résistivité, la détection serait impossible parce que la résistance serait indépendante du point de contact).
- Mesure de R_x entre les électrodes x_1 et x_2 et calcul de position x
- Mesure de R_y entre les électrodes y_1 et y_2 et calcul de position y



2) Mesure de tension :

- Tension ou courant dans la direction x sur première plaque, mesure de la tension sur la deuxième plaque, et calcul de position x
- Tension ou courant dans la direction y sur la deuxième plaque, mesure de la tension sur la première plaque, et calcul de position y

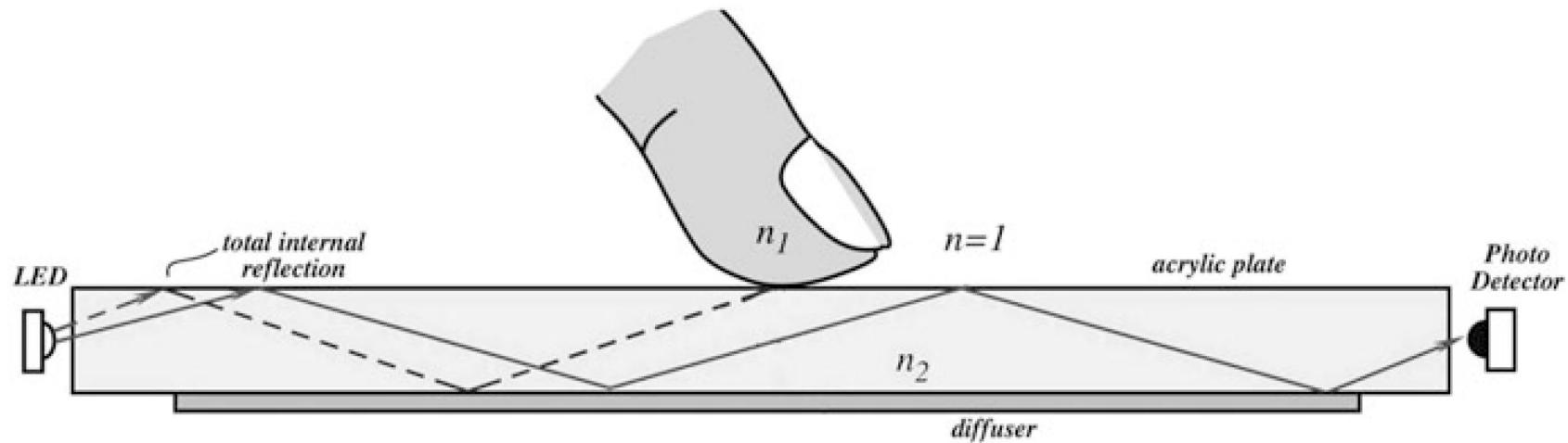


Autres technologies pour écrans tactiles

Deux technologies se côtoient sur le marché des écrans tactiles: écrans «résistifs» et écrans «capacitifs». Mais d'autres technologies existent aussi: ondes de surface, infrarouge, réflexion totale (FTIR), jauge de contrainte, ...

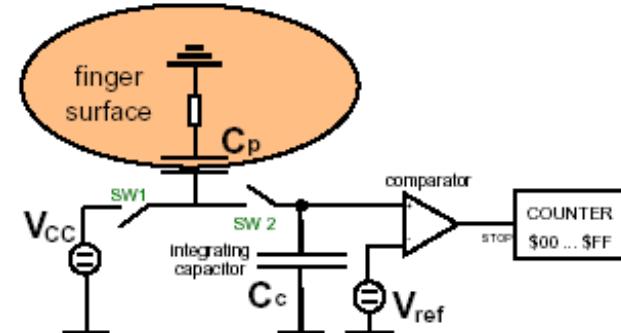
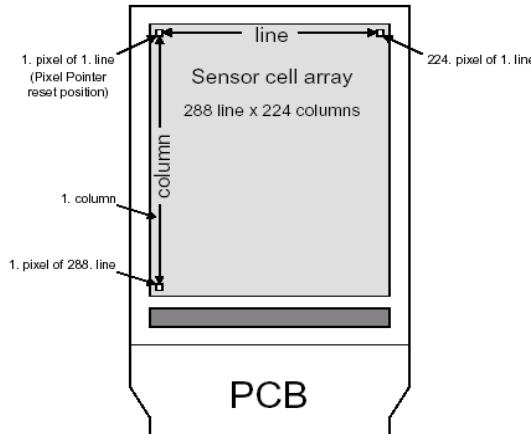
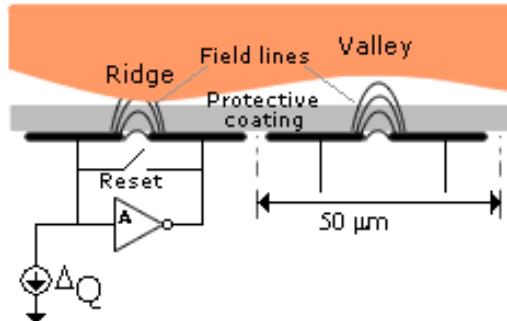
(voir:http://solutions.3m.com/wps/portal/3M/en_US/TouchTopics/Home/)

Ecran tactile optique (optical touch screen)



Il fonctionne sur la différence d'indice de réfraction entre la peau et l'air, qui détermine le passage de la condition de réflexion interne totale (avec l'air) à la condition de réfraction-réflexion (avec la peau). Cela détermine une variation de l'intensité du faisceau réfléchi, qui détermine ensuite une variation de l'intensité de la lumière atteignant le détecteur.

Capteur d'empreinte digitale capacitif (capacitive fingerprint sensor)



Exemple:

- Zone de mesure: 18.0 mm x 12.8 mm
- Pixels: 256 x 360 pixels
- Espacement entre les électrodes: 50 μm
- Résolution de l'image: 508 DPI (DPI=dots-per-inch)
- Bits: 8 bits grey-scale
- Capture rate: 10 à 30 fps typ. (fps=frames-per-second).

Applications:

- Contrôle d'accès: ordinateur, appareils portables, portes, serrures, coffre-fort, véhicules, cargo,....
- Médical: confidentialité des dossiers des patients
- Finances: transactions sécurisées,...

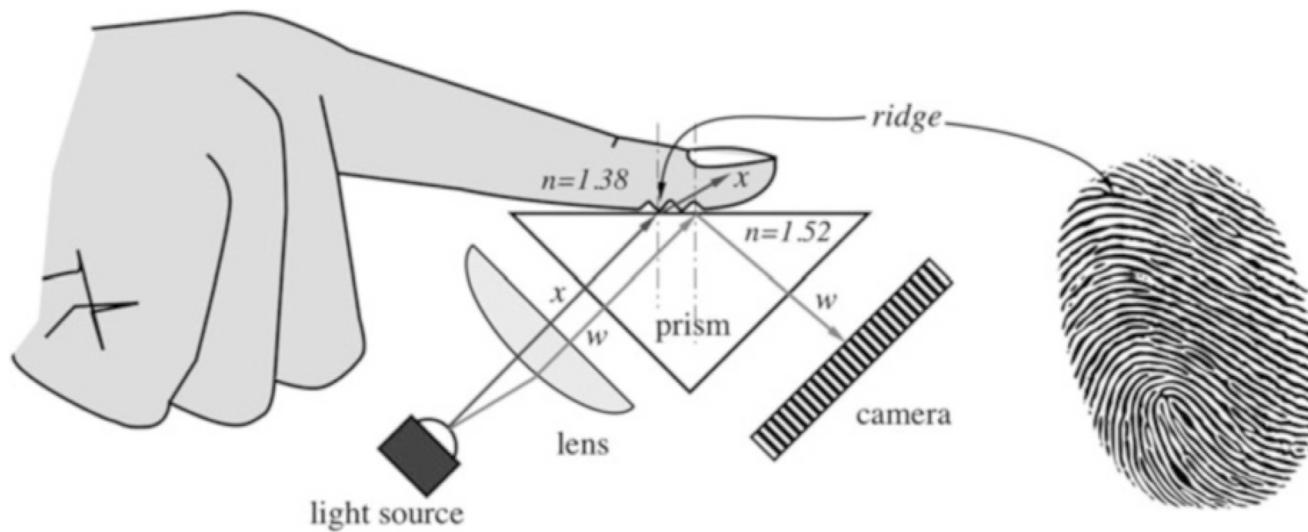


Fingerprint Sensors Comparison

	Optical	Capacitive	Ultrasound
Size	Relatively big and require camera	Can embed into small devices	Can embed into small devices
Method	Image capture	RF Field	RF Field
Cost	Middle	Low	High
Accuracy	May be affected by dirt or water	May be affected by dirt or water	Will not be affected by dirt or water
Working Current	120 mA	200 mA	6 μ A

Technologies : Optique, capacitif, ultrason, (résistif, thermique,.....)

Capteur d'empreinte digitale optique (optical fingerprint sensor)

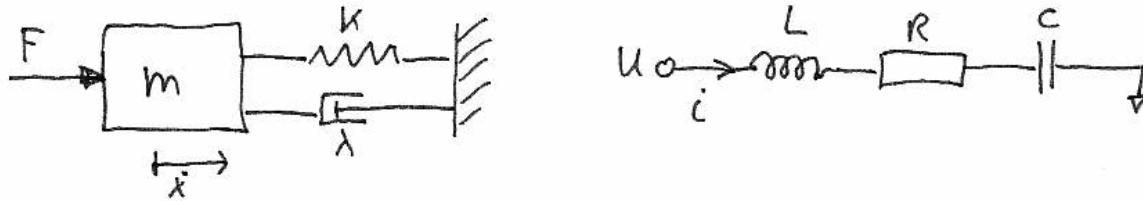


Comme l'écran tactile optique, il fonctionne sur la différence d'indice de réfraction entre la peau et l'air, qui détermine le passage de la condition de réflexion interne totale (avec l'air) à la condition de réfraction-réflexion (avec la peau). Cela détermine une variation de l'intensité du faisceau réfléchi, qui détermine ensuite une variation de l'intensité de la lumière atteignant le détecteur.

Analogie mécanique-électrique (force-tension)

Equation mécanique: $F = m\ddot{x} + \lambda\dot{x} + kx \Rightarrow F = m\frac{dv}{dt} + \lambda v + k \int v dt$

Equation électrique: $U = L\frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int idt$

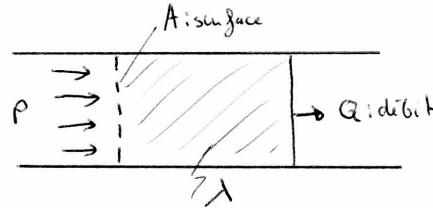
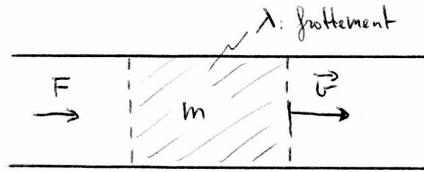


Analogie entre résonateur mécanique et résonateur électrique. Utile pour: (1) Meilleure compréhension (conservation de l'énergie, réponse en fréquence, ...) d'un système mécanique avec un système électrique (ou vice-versa), (2) Simulation d'un système mécanique à l'aide d'un simulateur électrique (par exemple, Spice).

Analogie:

Force	F	\rightarrow	U	Tension
Vitesse	v	\rightarrow	i	Courant
Masse	m	\rightarrow	L	Inductance
Amortissement	λ	\rightarrow	R	Résistance
Compliance	$c=1/k$	\rightarrow	C	Capacité

Analogie acoustique-électrique (pression-tension)



$$F = m \frac{dv}{dt} + \lambda v + \frac{1}{c} \int v dt \quad p = \frac{F}{A} \quad \text{et} \quad Q = vA \quad (Q: \text{débit, en m}^3/\text{s})$$

→

Equation acoustique : $p = \left(\frac{m}{A^2} \right) \frac{dQ}{dt} + \left(\frac{\lambda}{A^2} \right) Q + \frac{1}{cA^2} \int Q dt$

Equation électrique : $U = L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int i dt$

Analogie :

Pression acoustique	p	→	U	Tension
Débit	Q	→	i	Courant
Masse acoustique	m/A^2	→	L	Inductance
Résistance acoustique	λ/A^2	→	R	Résistance
Compliance acoustique	cA^2	→	C	Capacité

Microphone capacatif

$$\Delta p \rightarrow \Delta d \rightarrow \Delta C$$

Microphone: capteur qui «transforme» les ondes sonores (variation de pression qui se propage) en signal électrique.

Les ondes "mécaniques" dont la fréquence se situe dans la zone audible par l'oreille humaine (environ 20 Hz à 20 kHz) sont appelées ondes sonores.

Vitesse de propagation des ondes sonores:

$$v_s \equiv \sqrt{\frac{\gamma RT}{M}} = \sqrt{\frac{\gamma p}{\rho}}$$

γ : constante adiabatique p : pression [Pa]

$$(pV=nRT \rightarrow RT=pV/n) \quad \rho: \text{densité} [\text{kg/m}^3]$$

$$(\rho=Mn/V \rightarrow M=\rho V/n) \quad R: \text{constante des gaz} [8.314 \text{ J/(mol K)}]$$

$$T: \text{température absolue} [\text{K}] \quad M: \text{mass moléculaire} [\text{kg/mol}]$$

$$n: \text{nombre de moles} \quad V: \text{volume} [\text{m}^3]$$

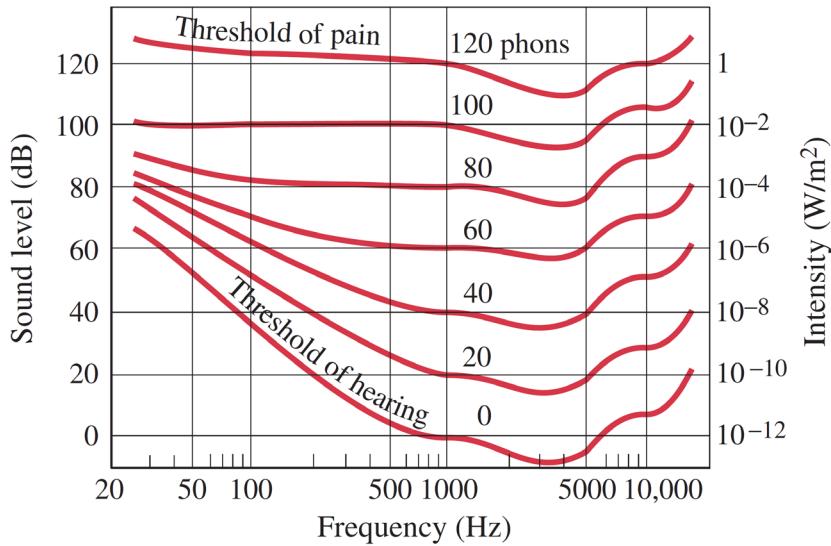
Air sec: $\gamma=1.4$, $M=0.029 \text{ kg/mol}$

$$\Rightarrow \quad v_s \equiv 20 \frac{\text{m}}{\text{s}\sqrt{\text{K}}} \sqrt{T}$$

$$\rightarrow \quad \text{à } 20 \text{ }^{\circ}\text{C}: v_s = 344 \text{ m/s}$$

Intensité acoustique (dB) :

$$I_a = 20 \log \left(\frac{p}{p_{ref}} \right) \quad p_{ref} = 20 \times 10^{-6} \text{ Pa}$$



Seuil de douleur (1000 Hz):

$$120 \text{ dB} \quad P_d = 20 \text{ Pa} \quad I_d = 1 \text{ W/m}^2$$

Seuil d'audibilité (1000 Hz):

$$0 \text{ dB} \quad P_0 = 20 \times 10^{-6} \text{ Pa} \quad I_0 = 10^{-12} \text{ W/m}^2$$

$$I[\text{dB}] = 10 \log (I / I_0) = 20 \log (P / P_0)$$

Pression atmosphérique (standard):

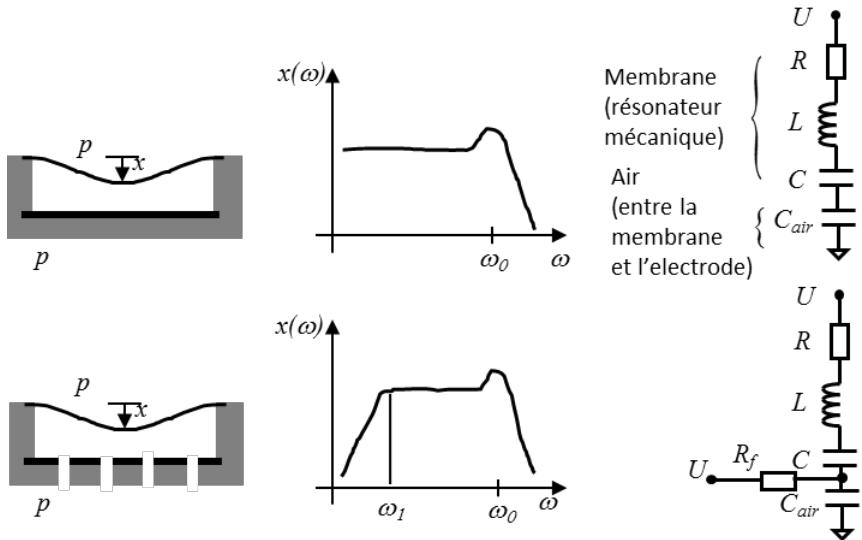
Variations de la pression atmosphérique

101325 Pa

max. 20000 Pa

Note: La pression atmosphérique (et aussi ses variations) est bien plus grande que la pression acoustique au seuil de la douleur (mais elle varie très lentement). L'oreille possède un petit trou qui relie l'intérieur à l'extérieur, de sorte que la différence de pression sur les côtés de la membrane tend vers zéro pour les changements de pression lents (< 20 Hz).

Modélisation du microphone capacitif

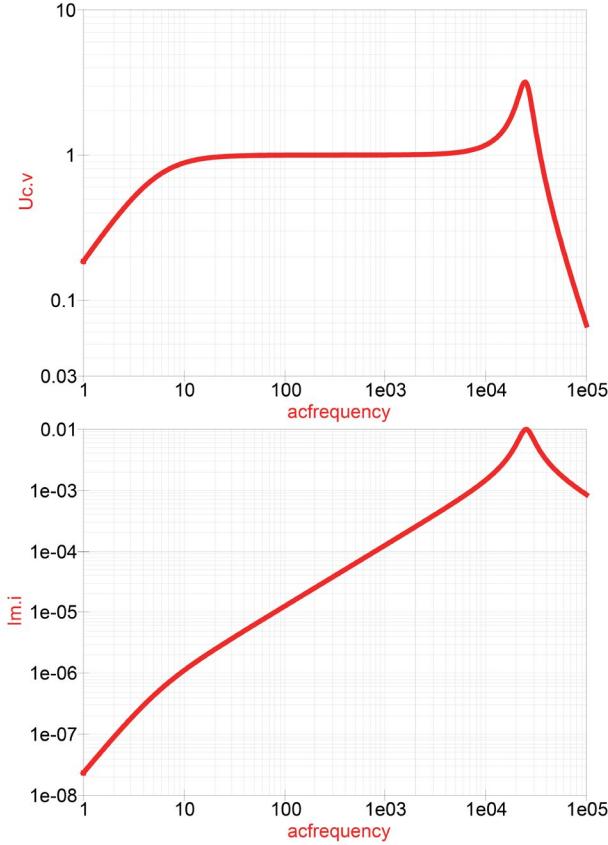
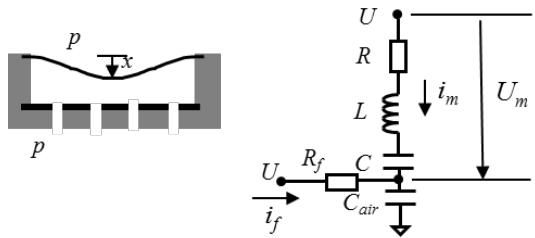
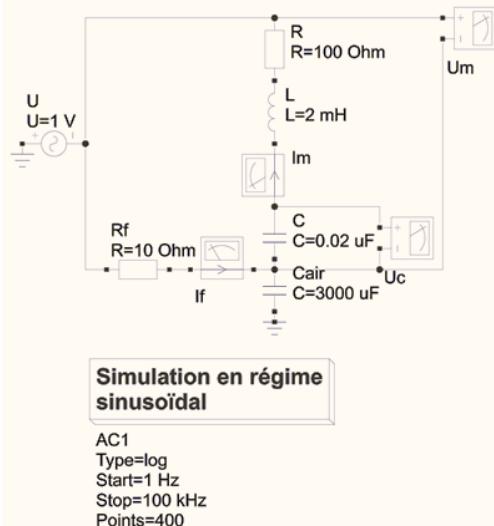


Microphone avec et sans fuite: Construction, courbe de réponse en fréquence, et schéma équivalente. ($\omega_1 \cong 5$ Hz, $\omega_0 \cong 20$ kHz)

Microphone sans trous de fuite: la membrane doit être épaisse (donc sensibilité faible) pour éviter sa destruction à cause des variations de pression atmosphériques (grande intensité: 20000 Pa, «basse» fréquence: << 5Hz).

Microphone avec trous de fuite: la membrane peut être fine (donc sensibilité élevé). Les trous de fuite permet d'équilibrer les variations forts mais lentes de la pression atmosphérique des deux côtés de la membrane. Les ondes acoustiques (faible intensité : 20 μ Pa à 1 Pa, «haute» fréquence: 5 Hz à 20 kHz) provoquent les mouvements de la membrane.

Simulations (avec Quasi-Universal-Circuits-Simulator (QUCS), programme gratuit)



$$\omega_l = \frac{k_{air}}{\lambda_f}, \quad \omega_0 \cong \sqrt{\frac{k}{m}}, \quad Q \cong \frac{\omega_0 m}{\lambda} \quad \leftrightarrow \quad \omega_l = \frac{1}{R_f C_{air}}, \quad \omega_0 \cong \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad Q \cong \frac{\omega_0 L}{R}$$

Pression différentielle sur la membrane:

$$p_m \leftrightarrow U_m$$

Vitesse de la membrane:

$$v \leftrightarrow i_m$$

Fonction de transfert pression-vitesse :

$$v \leftrightarrow i_m, \quad p \leftrightarrow U$$

$$\left| \frac{v}{p} \right| \leftrightarrow \left| \frac{i_m}{U} \right|$$

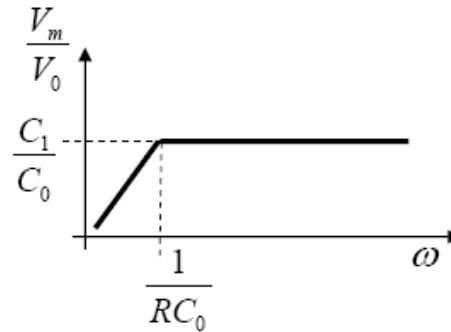
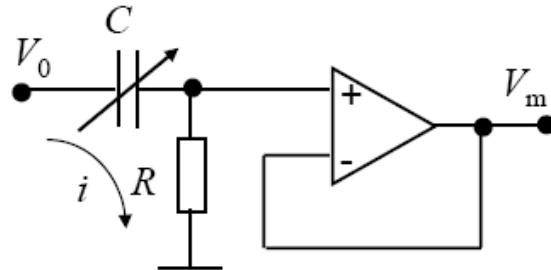
Fonction de transfert pression-position :

$$x = \int v dt \leftrightarrow \int i dt = Q = U_c C, \quad p \leftrightarrow U$$

$$\left| \frac{x}{p} \right| \leftrightarrow \frac{1}{\omega} \left| \frac{i_m}{U} \right| \leftrightarrow \left| \frac{U_c}{U} \right| C$$

- Réponse «plate» (i.e., pas de distorsion harmonique) entre les deux fréquences de coupure. ($\omega_l \sim 10$ Hz, $\omega_0 \sim 20$ kHz), correspondant aux fréquences audibles.
- Avec $Q \cong \frac{\omega_0 L}{R} \leq 1$: pas de distorsion harmonique proche de ω_0 .
- R_f grand (fuite petite) pour une coupure à plus basse fréquence.
- Sensibilité élevée pour C grand \rightarrow compromis avec la fréquence de coupure à haute fréquence.

Circuit de mesure avec polarisation DC (seulement pour mesures dynamiques)



$$C(t) = C_0 + C_1(t) \quad \text{avec} \quad C_0 = \frac{\epsilon_0 S}{d_0}$$

$$i = \frac{V_m}{R} \quad \text{et} \quad i = \frac{dQ}{dt} = \frac{d(C(V_0 - V_m))}{dt} = V_0 \frac{dC}{dt} - C \frac{dV_m}{dt} - V_m \frac{dC}{dt}$$

$$\text{Donc :} \quad \frac{V_m}{R} = V_0 \frac{dC}{dt} - C \frac{dV_m}{dt} - V_m \frac{dC}{dt} = V_0 \frac{dC_1}{dt} - (C_0 + C_1) \frac{dV_m}{dt} - V_m \frac{dC_1}{dt}$$

Réponse harmonique :

$$\frac{V_m}{R} = V_0 \frac{dC_1}{dt} - (C_0 + C_1) \frac{dV_m}{dt} - V_m \frac{dC_1}{dt} \quad \Rightarrow \quad \frac{V_m}{R} = V_0 j \omega C_1 - (C_0 + C_1) j \omega V_m - V_m j \omega C_1 \rightarrow$$

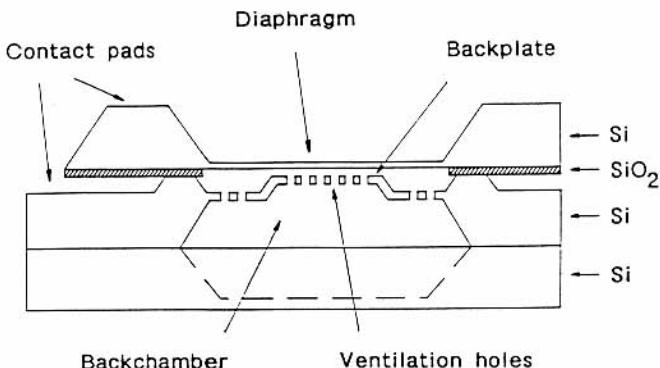
$$\frac{V_m}{V_0} = \frac{j\omega C_1 R}{1 - j\omega R(C_0 - 2C_1)} \cong \frac{j\omega C_1 R}{1 - j\omega C_0 R} \quad (\text{pour } 2C_1 \ll C_0)$$

$$\rightarrow \left| \frac{V_m}{V_0} \right| \cong \frac{\omega C_1 R}{\sqrt{1 + \omega^2 C_0^2 R^2}} \quad \rightarrow \quad \left| \frac{V_m}{V_0} (\omega = 0) \right| = 0 \quad \text{et} \quad \left| \frac{V_m}{V_0} (\omega \gg \frac{1}{RC_0}) \right| \cong \frac{C_1}{C_0}$$

Note 1: Le circuit permet la mesure de la variation de la capacité (pas de la valeur de la capacité elle-même). Pour un microphone, la variation de la capacité (qui est liée à la variation de la pression) est la quantité pertinente.

Note 2: Avec l'amplificateur opérationnel utilisé comme suiveur, les courants et les tensions dans le circuit RC sont indépendants de l'impédance du circuit en aval. Le suiveur de tension permet de "découpler" le circuit RC du capteur du circuit qui suivra (long cable, amplificateur, ADC,....).

Construction d'un microphone capacitif



Coupe d'un microphone capacitif en silicium (CSEM). La membrane a une surface de $2 \times 2 \text{ mm}^2$ et une épaisseur de 2 à 5 μm .

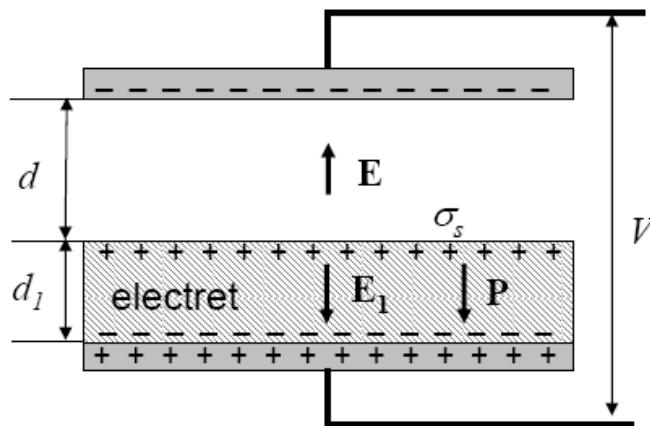
Microphone à électret

$$\Delta p \rightarrow \Delta d \rightarrow \Delta C \rightarrow \Delta V$$

Electret:

On peut distinguer deux types de distributions de charges conduisant à l'effet électret:

- 1) dipôles électriques de certaines molécules que l'on a pu orienter stablement (matériau diélectrique polarisé électriquement, polarisation quasi-permanente, > 10 ans).
- 2) charges qui ont été insérées puis piégées dans des substances à très faible conductivité (polymères comme le Téflon avec une couche d'électrons injectée par décharge corona ou bombardement électronique).



Modèle d'un capteur à électret. L'électrode supérieure représente la membrane du microphone (métal). La zone inférieure représente l'électrode de base recouverte de la couche diélectrique polarisée (électret). La présence de l'électret permet une variation de capacité plus grande pour la même variation de distance entre les plaques de la capacité (meilleure sensibilité).

Charges liées de surface: $\sigma_s = P$ $\left[\text{C/m}^2 \right]$

Champ électrique de déplacement \mathbf{D} : en général : $\mathbf{D} = \epsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P}$ air : $D = \epsilon_0 E$ diélectrique : $D = \epsilon_0 E_1 + \sigma_s$

Continuité de D_{\perp} à l'interface: $\epsilon_0 E = \epsilon_0 E_1 + \sigma_s \rightarrow E_1 = E - \frac{\sigma_s}{\epsilon_0}$

Théorème de Gauss : $E = \frac{\sigma}{\epsilon_0}$

Tension aux électrodes : $V = E_1 d_1 + E d = E(d + d_1) - \frac{\sigma_s}{\epsilon_0} d_1 \Rightarrow E = \left(V + \frac{\sigma_s}{\epsilon_0} d_1 \right) \frac{1}{d_1 + d}$

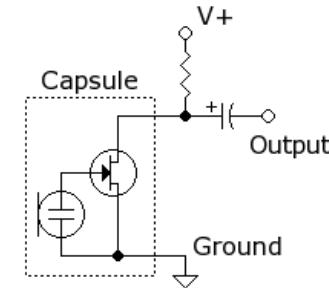
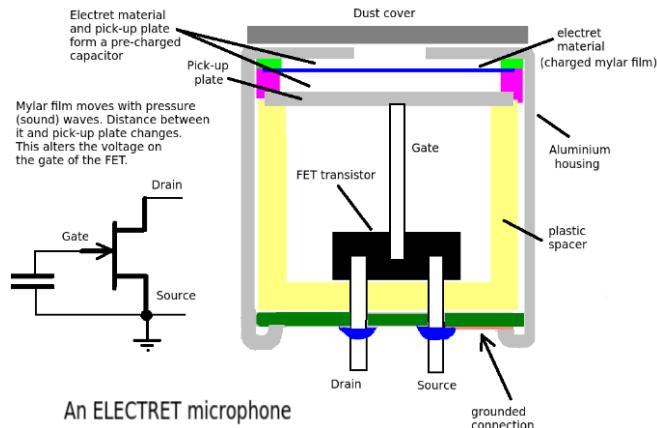
pour $d_1 \ll d \rightarrow E \approx \left(V + \frac{\sigma_s d_1}{\epsilon_0} \right) \frac{1}{d}$ mais typiquement $V \ll \frac{\sigma_s}{\epsilon_0} d_1 \rightarrow E \approx \frac{\sigma_s d_1}{\epsilon_0} \frac{1}{d}$

$(V^* = \frac{\sigma_s d_1}{\epsilon_0}$: tension de polarisation «équivalente», tension qui créerait le même champ électrique dans un condensateur sans électret)

Sensibilité en tension avec charge constante (en V/m):

$$E = \frac{\sigma}{\epsilon_0}; \text{ donc pour } \sigma = \text{const} \Rightarrow \frac{\partial E}{\partial d} = \frac{\partial E_1}{\partial d} = 0 \Rightarrow$$

$$\frac{\partial V}{\partial d} = d_1 \frac{\partial E_1}{\partial d} + E_1 \frac{\partial d_1}{\partial d} + d \frac{\partial E}{\partial d} + E \frac{\partial d}{\partial d} = E \approx \frac{\sigma_s d_1}{\epsilon_0} \frac{1}{d} \Rightarrow \frac{\partial V}{\partial d} \approx \frac{\sigma_s d_1}{\epsilon_0} \frac{1}{d}$$



Même si les microphones électret viennent «pré-chargés» (et «pre-polarisé» en tension) et n'ont pas besoin de tension pour les recharger, ils ont encore besoin d'une tension pour fonctionner. La tension ne charge pas la capacité comme des microphones à capacité standard, mais la tension est nécessaire pour alimenter l'amplificateur (la plupart des microphones électret ont un petit amplificateur FET intégré dans leurs étuis). Cet amplificateur nécessite une alimentation électrique (quelques Volts) Cette tension est introduite dans le microphone par une résistance (quelques $k\Omega$). A la sortie du capteur (Output), la tension est dépendant de à la variation de la pression.

- Sensibilité typ.: 20 mV/Pa, Fréquence max typ.: 15 kHz
- Faible coût (0.50 CHF typiquement)
- Avantages : Possibilité de miniaturisation extrême, haut sensibilité.
- Inconvénients : amoindrissement de la sensibilité au fil du temps (perte de polarisation ou de charges).
- Quelques modèles de références : AKG Acoustic, Rode Videomic, Sony ECM.
- Circuit spécial pour les microphones électret : voir MAXIM MAX9810