

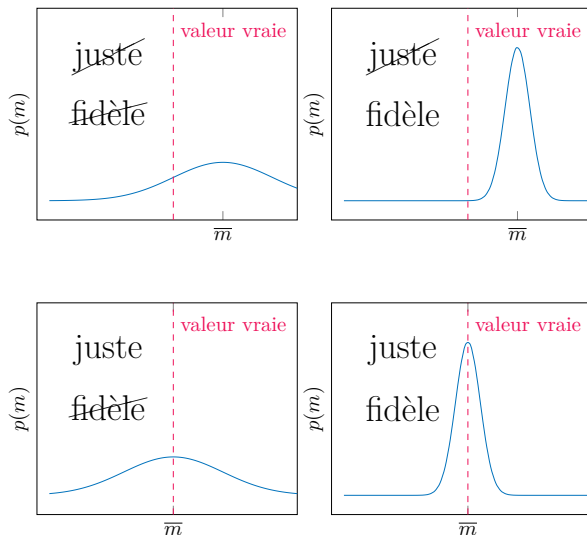
1 Vocabulaire

Sensibilité	Changement de la sortie par rapport au changement sur le mesurande
Linéarité	Erreur relative maximale entre la droite de régression et la caractéristique réelle
Résolution	Plus petite variation du mesurande qu'on est capable de mesurer (ne pas confondre avec précision)
Rapidité	Bande de fréquence jusqu'à une perte de 3dB

Pour la rapidité

$$T_{\text{réponse}} \approx 3\tau = \frac{3}{2\pi f_c}$$

1.1 Justesse / Fidélité



2 Sensibilité

Sensibilité d'un système

$$Y = f(X)$$

$$S = \frac{dY}{dX}$$

On peut également écrire

$$S = \frac{\Delta Y}{\Delta X}$$

Avec X la valeur d'entrée du système et Y la sortie

$$Y = f(X) \Rightarrow \frac{dY}{dX} = \frac{df(X)}{dX} = S$$

3 Types de capteurs

3.1 Potentiomètre

-	+
Usure	Coût réduit
Frottements	
Vitesse limitée	
Impact de la température	
bruit	
résolution limitée	

3.2 Écrans tactiles

3.2.1 Capacitifs

-	+
Fragile	très bonne résolution
	Réactif
	plusieurs doigts

3.2.2 Résistifs

-	+
moins polyvalent	résistant

3.3 Sondes de température

$$\alpha = 0.385 \cdot 10^{-2} [^{\circ}\text{C}^{-1}]$$

$$R(t) = R_0(1 + \alpha T)$$

Type de capteur	Caractéristiques
Sondes platines (-200 °C...650 °C)	-sensible mais +linéaire
PT100	100 Ω à 0 °C
PT1000	1000 Ω à 0 °C
Sondes à semi-conducteurs (-55 °C...150 °C)	+sensible mais -linéaire
CTN / NTC	Coef. de température négatif
PTC / CTP	Coef. de température positif
RTC / CTR	Coef. de température à seuil

3.4 Jauge de contrainte

$$\sigma = \frac{F}{A}$$

$$\frac{\Delta l}{l} = \frac{1}{E} \frac{F}{A} = \frac{\sigma}{E}$$

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} + \frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta A}{A}$$

$$\frac{\Delta A}{A} = -2\nu \frac{\Delta l}{l}$$

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta l}{l} k$$

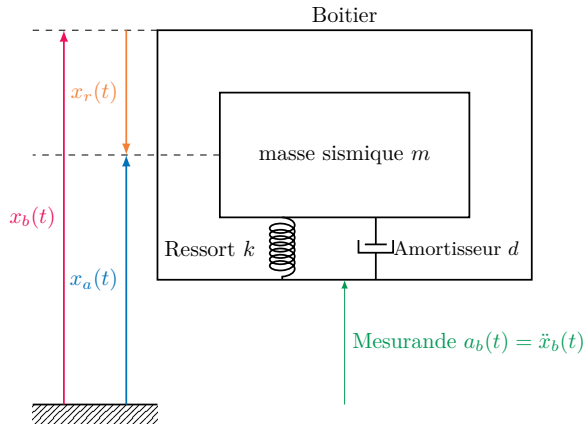
Avec k le facteur de jauge

$$k = 1 + 2\nu + C - 2C\nu$$

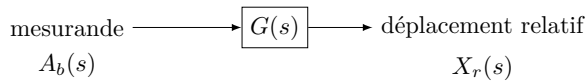
La zone élastique est typiquement de 2 % pour les métaux

	métallique	semiconducteur
Plage de mesure	$1 \times 10^{-7} \dots 0.04$	$1 \times 10^{-9} \dots 0.003$
Facteur de jauge	1.8...2.35	50...200
Résistance	120 Ω...5000 Ω	1000 Ω...5000 Ω
Tolérance de la résistance	0.1 %...0.2 %	1 %...2 %
Taille	0.4 mm...150 mm	

3.5 Accéléromètre



On recherche la fonction de transfert entre le mesurande (l'entrée) et le déplacement relatif.



$$x_a(t) = x_b(t) - x_r(t)$$

$$\ddot{x}_a = \ddot{x}_b - \ddot{x}_r$$

On utilise la loi de Newton ($ma = \sum F$)

$$m\ddot{x}_a = kx_r + d\dot{x}_r$$

$$ma_b = m\ddot{x}_r + d\dot{x}_r + kx_r$$

On applique la transformée de Laplace

$$X_r(s)(ms^2 + ds + k) = mA_b(s)$$

On cherche à connaître X_r , on divise par la parenthèse

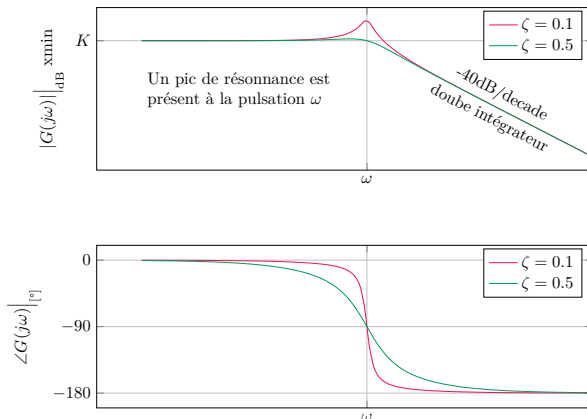
$$X_r = \frac{m}{ms^2 + ds + k} A_b$$

$$G(s) = \frac{X_r(s)}{A_b(s)} = \frac{m}{ms^2 + ds + k}$$

on écrit sous forme de Bode $\left(\frac{K}{1 + 2\zeta \frac{j\omega}{\omega_0} + \frac{(j\omega)^2}{\omega_0^2}} \right)$

$$G(j\omega) = \frac{m}{1 + \frac{d}{k}j\omega + \frac{m}{k}(j\omega)^2}$$

Avec $K = \frac{m}{k}$, $\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}}$, $\zeta = \frac{d}{2}\sqrt{\frac{1}{km}}$ Diagramme de Bode de la fonction de transfert



Si on cherche à avoir un ω_0 élevé, alors on doit diminuer la masse et augmenter la valeur de k . La sensibilité est diminuée. L'inverse est également valable.

$$\omega_0 \uparrow \Rightarrow K \downarrow$$

$$K \uparrow \Rightarrow \omega_0 \downarrow$$

Dans l'idéal, on va chercher à avoir un ζ entre 0.7 et 1.

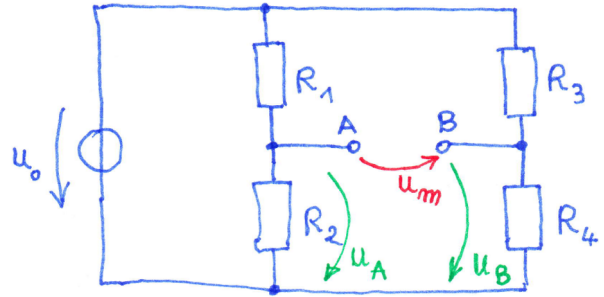
3.6 Pont diviseur résistif

La valeur optimale de R_0 (la résistance qui alimente la résistance qui varie $R(x)$) est

$$R_o = R_{nom}$$

Avec $R(x) = R_{nom}(1 + ax)$. C'est la même règle que pour dissiper le maximum de puissance.

3.7 Pont de Wheatstone



Pont équilibré lorsque

$$R_1 R_4 = R_2 R_3 \iff u_m = 0$$

-	+
faible bande passante	Indépendant de la tension d'alimentation U_0
Uniquement pour des mesures statiques	Indépendant de la précision de mesure U_m , il faut juste pouvoir détecter précisément "zéro"
	Indépendant du courant

3.7.1 Mode 1/4

Une des résistances varie (toutes les valeurs sont R_0 à part celle qui varie autour de R_0)

$$R = R_0 + \Delta R$$

$$u_m(\Delta R) = \frac{\Delta R}{4R_0 + 2\Delta R} U_0$$

Expression non-linéaire !

$$S_{cond} = \frac{U_0}{4R_0}$$

3.7.2 Mode 2/4 "Push-pull"

Une résistance augmente, une résistance diminue

$$R_1 = R_0 + \Delta R$$

$$R_2 = R_0 - \Delta R$$

$$u_m(\Delta R) = \frac{U_0}{2R_0} \Delta R$$

L'expression est linéaire !

$$S_{\text{cond}} = \frac{U_0}{2R_0}$$

La sensibilité est doublée comparé au mode 1/4

3.7.3 Mode 4/4

$$R_1 = R_0 - \Delta R$$

$$R_2 = R_0 + \Delta R$$

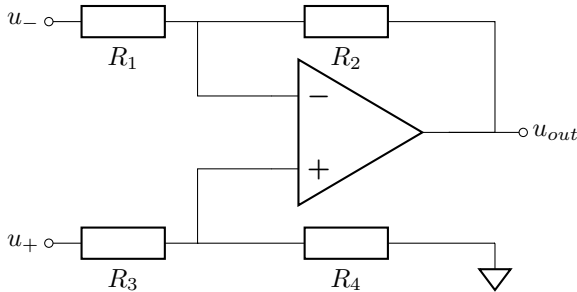
$$R_3 = R_0 + \Delta R$$

$$R_4 = R_0 - \Delta R$$

Le conditionneur est linéaire et la sensibilité est encore doublée comparé au mode 2/4

4 Amplificateurs

4.1 Amplificateur différentiel simple



$$u_{out} = -\frac{R_2}{R_1} u_- + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} u_+$$

$$G_c = \frac{R_4 R_1 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)}$$

$$G_d = \frac{1}{2} \left(\frac{R_2}{R_1} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right)$$

Si $R_4 = R_2$ et $R_1 = R_3$

$$G_d = \frac{R_2}{R_1}$$

$$G_c = 0$$

4.1.1 CMRR

$$\text{CMRR} = \frac{G_d}{G_c}$$

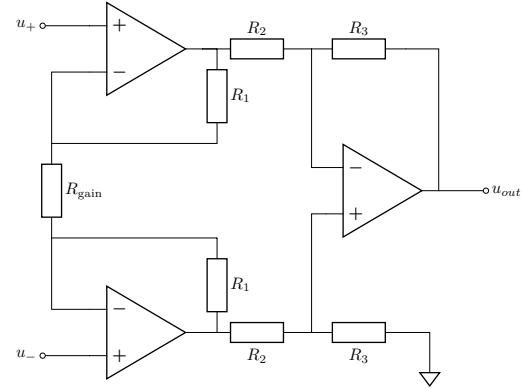
$$\text{CMRR}_{\text{dB}} = 20 \log_{10} (\text{CMRR})$$

Pour obtenir le **pire** CMRR, on va chercher à avoir

$$\frac{R_2}{R_1} \max \quad \frac{R_4}{R_3} \min$$

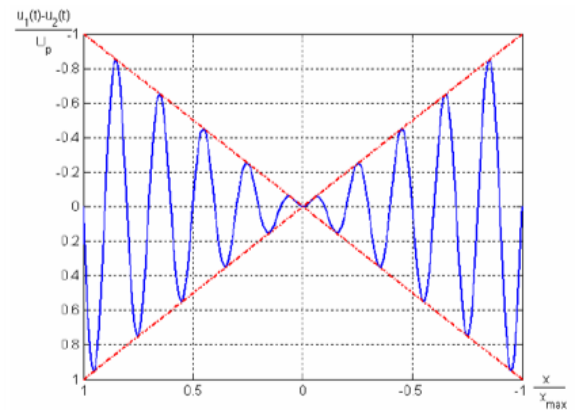
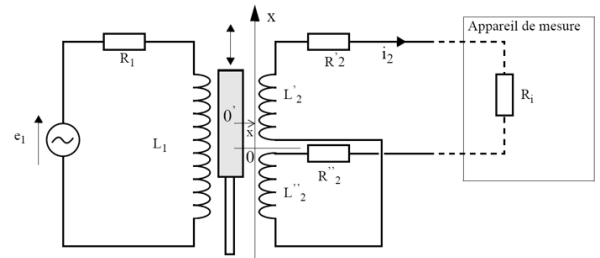
4.2 Amplificateur à instrumentation

1. Résistances découpées au laser (très précises)
2. CMRR élevé ($> 80 \text{ dB}$)
3. Gain différentiel programmable
4. Impédance d'entrée très élevée



$$G_d = \left(1 + \frac{2R_1}{R_{\text{gain}}}\right) \frac{R_3}{R_2} \quad \text{à vérifier}$$

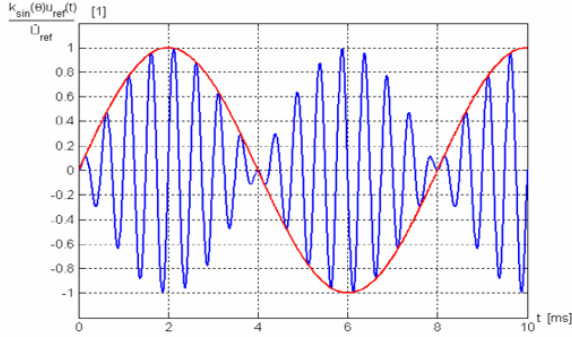
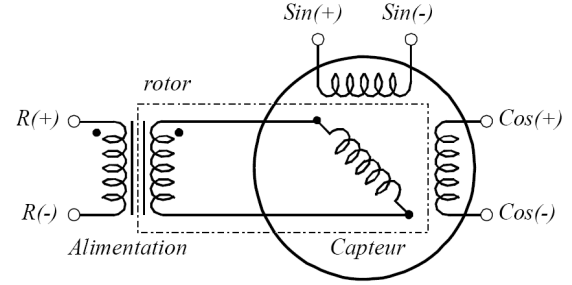
5 LVDT



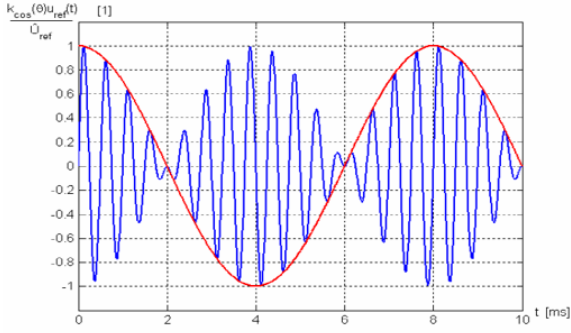
(d) différence entre les deux secondaires

Il faut regarder l'amplitude et la phase du signal pour déterminer où se trouve le système.

6 RVDT



(b) sortie sinus et enveloppe



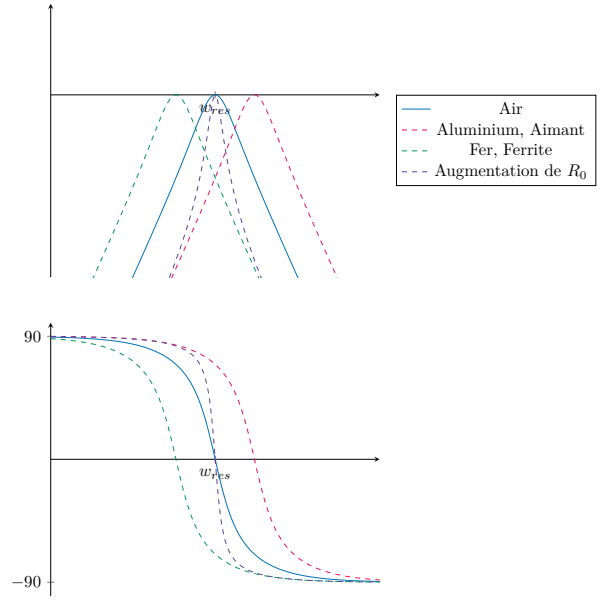
(c) sortie cosinus et enveloppe

7 Bobine de résonance

Couplage :

$$k = \sqrt{\frac{L_{12}^2}{L_1 L_2}}$$

Avec $k = 1$, on a un transformateur idéal



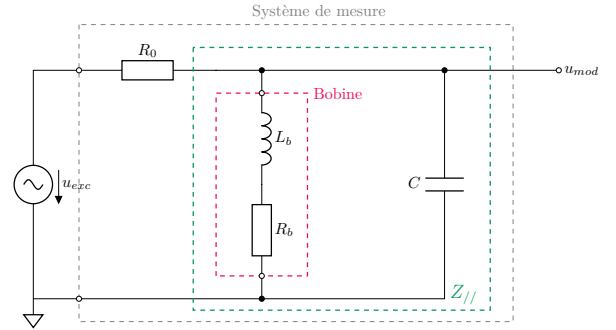
Effet lorsque la cible **s'approche** (fréquence faible)

Type de cible	Effet
Cible conductrice	$R_b \uparrow$ Foucault
Cible ferromagnétique	$L_b \uparrow$ Réluctance
Cible non ferromagnétique	$L_b \downarrow$

Effet lorsque la fréquence **augmente**

Type de cible	Effet
Cible conductrice	$R_b \uparrow$ et $L_b \downarrow$ Foucault

7.1 Circuit



$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{1}{L_b C} - \frac{R_b^2}{L_b^2}}$$

$$Z_{//} = \frac{(R_b + j\omega L_b) \frac{1}{j\omega C}}{(R_b + j\omega L_b) + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R_b + j\omega L_b}{(R_b + j\omega L_b)j\omega C + 1}$$

$$Z_{//} = \frac{R_b + j\omega L_b}{1 + j\omega R_b C + (j\omega)^2 L_b C}$$

$$\underline{H} = \frac{\underline{Z}_{//}}{\underline{Z}_{//} + R_0}$$

Si $R_0 \uparrow$ alors $\zeta \downarrow$

$$\zeta = \frac{L_b}{2R_0 \sqrt{L_b C}}$$

ω_r à ne pas confondre avec la résonance.

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_b C}}$$

Lorsque $\omega \ll \omega_r$:
 Asymptote +20dB/dec et +90°
 Lorsque $\omega = \omega_r$:
 $\underline{H} = 1$
 Lorsque $\omega \gg \omega_r$:
 Asymptote -20dB/dec et -90°

Valeur optimale de R_0

$$R_{0,opt} = R_{//res} = \frac{L_b}{R_b C}$$

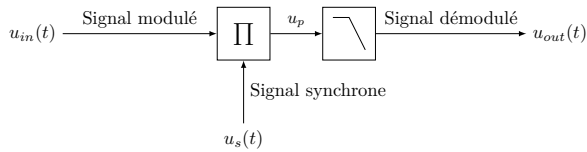
Lorsqu'on varie R_b , on varie l'amplitude du pic de résonance

7.1.1 Möbius

$$\underline{H}_{\text{Möbius}}(\underline{Z}_b) = \frac{a\underline{Z}_b + b}{c\underline{Z}_b + d}$$

$$\begin{cases} a = 1 \\ b = 0 \\ c = 1 + j\omega R_0 C \\ d = R_0 \end{cases}$$

8 Démodulateur synchrone



$$u_{in}(t) = A \sin(\omega t + \varphi(t))$$

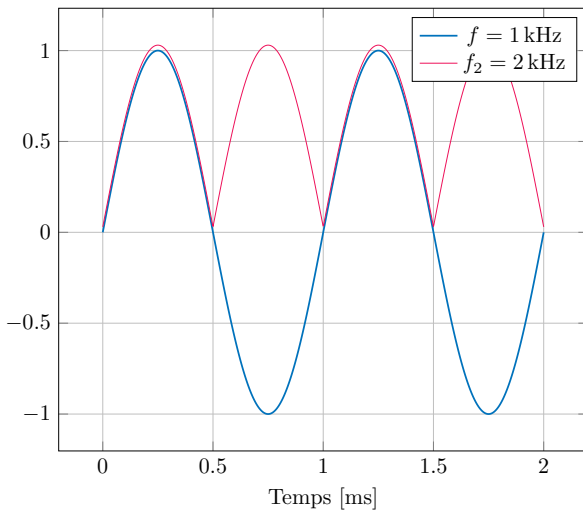
$$u_s(t) = \sin(\omega t + \varphi_s)$$

Démodulation avec un sinus

$$u_{out}(t) = \frac{1}{2} \text{Re}(\underline{u}_{in}(t)e^{-j\varphi_s}) = \frac{1}{2} A(t) \cos(\varphi(t) - \varphi_s)$$

Démodulation avec un carré

$$u_{out}(t) = \frac{1}{2} \frac{4}{\pi} \text{Re}(\underline{u}_{in}(t)e^{-j\varphi_s}) = \frac{1}{2} \frac{4}{\pi} A(t) \cos(\varphi(t) - \varphi_s)$$



Lorsqu'on fait une démodulation, la fréquence **double** !

1. Signal modulé uniquement en amplitude : angle de démodulation de 0°
2. Signal modulé uniquement en phase : angle de démodulation de 90°

8.1 Rappel trigo

$$\sin \alpha \sin \beta = \frac{1}{2} (\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta))$$

$$\sin \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} (\sin(\alpha - \beta) + \sin(\alpha + \beta))$$

8.2 Démodulateur capacitif

1. Compensation de l'offset
2. Plus dynamique
3. Augmentation de la résolution A/D (sur-échantillonnage)

9 Capteur capacitif

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{d} = \frac{\varepsilon A}{d}$$

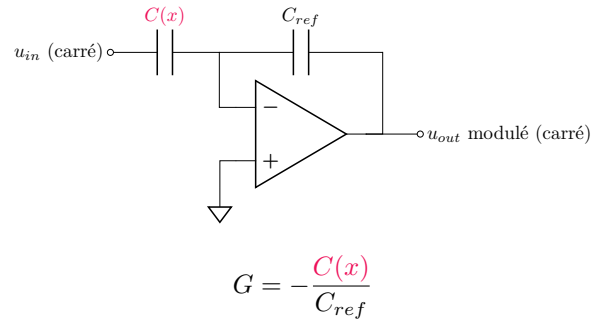
Avec A la surface des plaques et d la distance qui les sépare

$$E = \frac{1}{2} C U^2$$

En réalité, la valeur de capacité sera souvent plus élevée à cause des effets de bords et des capacités parasites.

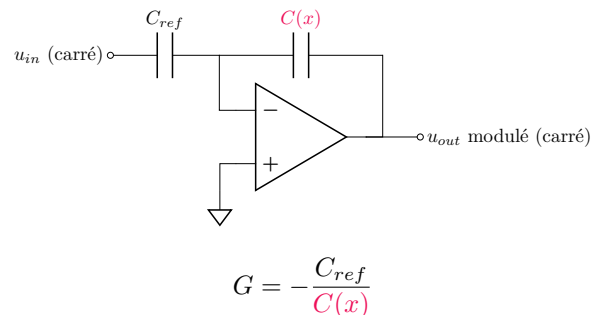
9.1 Circuit 1

Linéaire en $C(x)$ mais pas en x



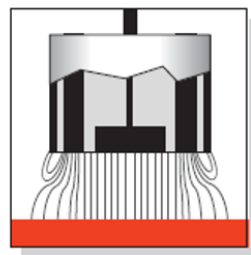
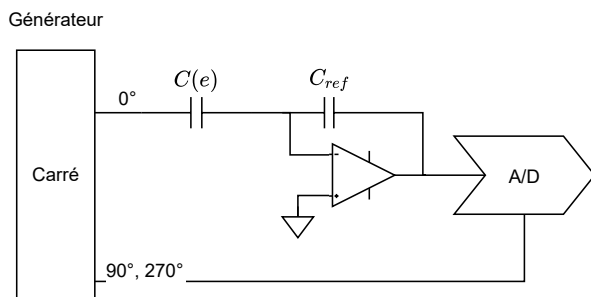
9.2 Circuit 2

Linéaire en x



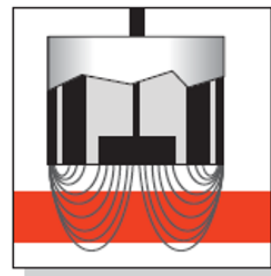
9.3 Conditionneur

Suiveur capacitif et démodulateur à échantillonnage synchrone



Electrical conductor

Indépendant des propriétés électriques / magnétiques de la cible

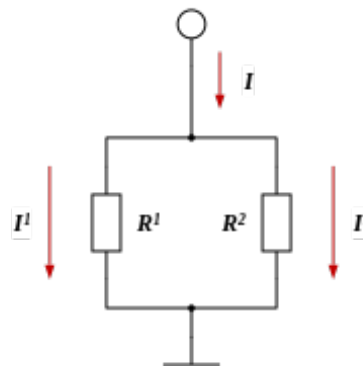


Insulator

Dépend de la constante diélectrique de la cible

10 Autres

10.1 Diviseur de courant



$$I_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} I$$

9.4 Spot

Zone de la cible qui influence la mesure. Un spot size plus petit permet d'améliorer la précision de la mesure.

L'anneau de garde permet de réduire la taille du spot. L'anneau de garde va absorber les effets de bords.

L'anneau de garde doit être connecté au même potentiel que l'électrode mais ne doit pas être connecté directement.

L'électrode doit avoir un pré-amplificateur pour la rendre insensible au câble utilisé