

CHAPITRE 3

CAPTEURS INDUCTIFS

Principes fondamentaux

(Self) Inductance: définition «géométrique»:

Equations générales pour la détermination de l'inductance d'un conducteur (équivalents):

$$L = \frac{1}{\mu_0} \int_V \frac{1}{\mu_r(\mathbf{x})} |\mathbf{B}_u(\mathbf{x})|^2 d\mathbf{x}^3$$
$$L = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{V_c} d\mathbf{x}'^3 \int_{V_c} \mu_r(\mathbf{x}) \frac{\mathbf{J}_u(\mathbf{x}') \cdot \mathbf{J}_u(\mathbf{x})}{|\mathbf{x}' - \mathbf{x}|} d\mathbf{x}^3$$

$\mathbf{B}_u(\mathbf{x})$: induction magn. produit par un courant unitaire ($i=1$ A) dans le conducteur.

$\mathbf{J}_u(\mathbf{x})$: densité de courant produit par un courant unitaire ($i=1$ A) dans le conducteur.

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

V_c : volume du conducteur.

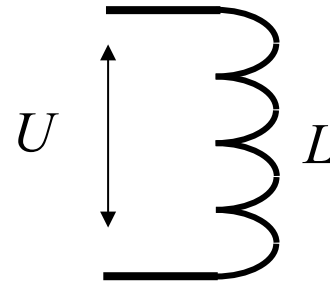
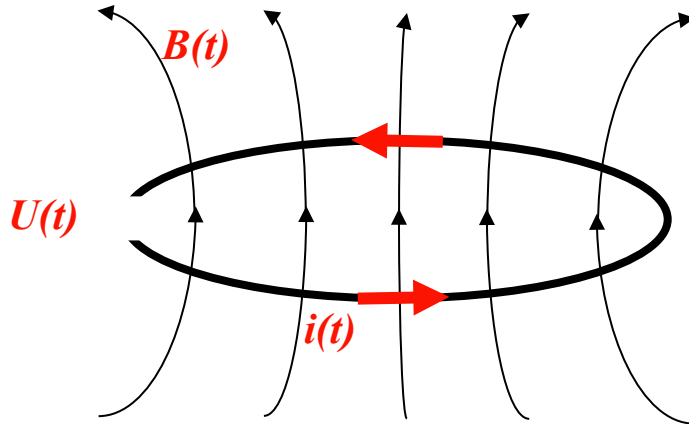
Exemples :

- Solénoïde (longueur l , no. de spires N , rayon R) :
$$L \cong \mu_0 \mu_r \frac{N^2}{l} \pi R^2 \quad (\text{pour } l \gg R)$$
- Bobine plane (rayon int. R_i , rayon ext. R_e , no. de spires N) :
$$L \cong 1.12 \mu_0 N^2 \frac{(R_e + R_i)^2}{2.14 R_e - R_i}$$
- Fil à section circulaire (longueur l , rayon R , $l \gg R$) :
$$L \cong 0.16 \mu_0 l [\ln(2l/R) - 1]$$

(Self) Inductance: définition avec courant et tension:

$$U(t) \equiv L \frac{di}{dt}$$

L : inductance [H] i : courant [A] U : tension [V]



Inductance mutuelle L_{12} : definition «geometrique»:

$$L_{12} \equiv \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{V_{c2}} d\mathbf{x}'^3 \int_{V_{c1}} \frac{\mathbf{J}_u(\mathbf{x}') \cdot \mathbf{J}_u(\mathbf{x})}{|\mathbf{x}' - \mathbf{x}|} d\mathbf{x}^3$$

Inductance mutuelle L_{12} : définition avec courant et tension:

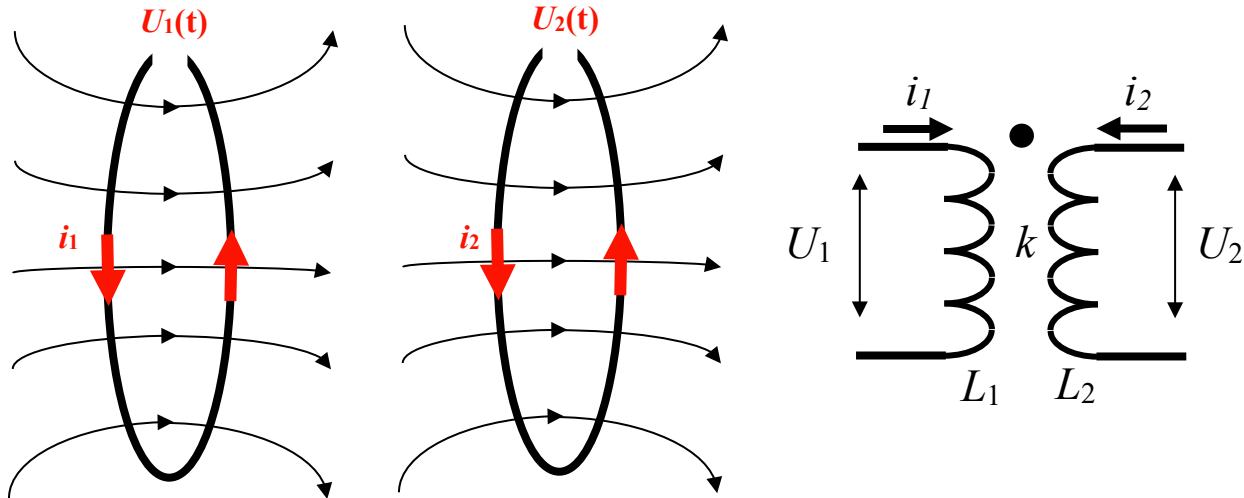
$$U_1(t) \equiv L_1 \frac{di_1}{dt} + L_{12} \frac{di_2}{dt} \quad U_2(t) = L_2 \frac{di_2}{dt} + L_{21} \frac{di_1}{dt} \quad L_{21} = L_{12}$$

Facteur de couplage k :

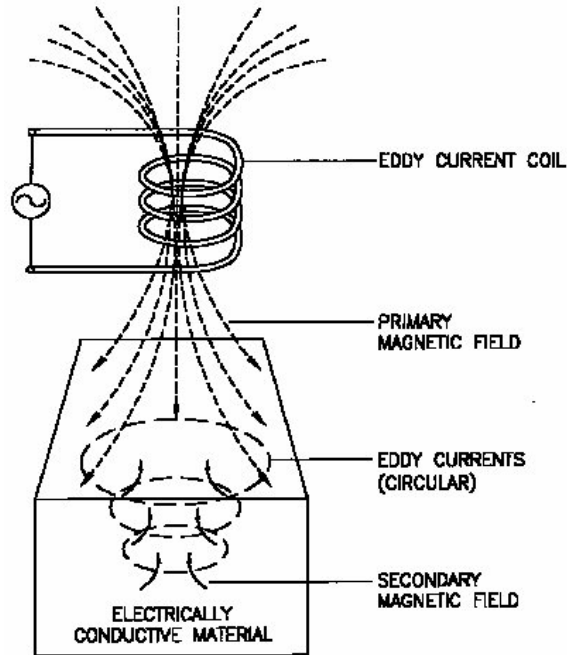
$$k = \sqrt{\frac{L_{12}^2}{L_1 \cdot L_2}}$$

$k=0$ couplage nul

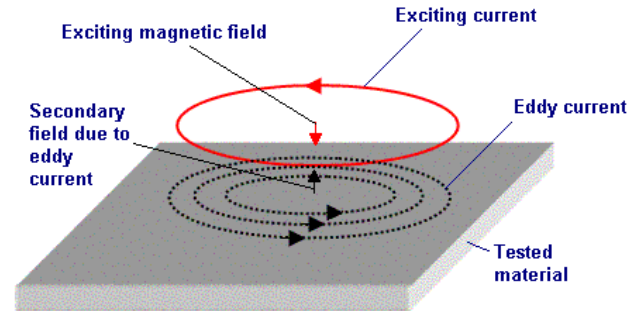
$k=1$ couplage parfait



Courants de Foucault (eddy currents)



Explication intuitive et approx.: Le champ magnétique alternatif B produit par le courant d'excitation induit des forces électromotrices dans la cible. Les forces électromotrices produisent des courants $i \approx U / Z$ où Z est l'impédance de la cible.



Profondeur de pénétration: $\delta = 1 / \sqrt{\pi f \mu \sigma}$,

σ : conductivité de la cible, μ : perméabilité de la cible $\mu = \mu_r \mu_0$, f : fréquence du courant d'excitation.

Capteur de proximité à courants de Foucault

$$\Delta x \rightarrow \Delta L \text{ et } \Delta R$$

Principe : Variation d'impédance (résistance et inductance) d'une bobine placée à proximité d'une surface conductrice. Courants de Foucault induits dans le matériau conducteur.

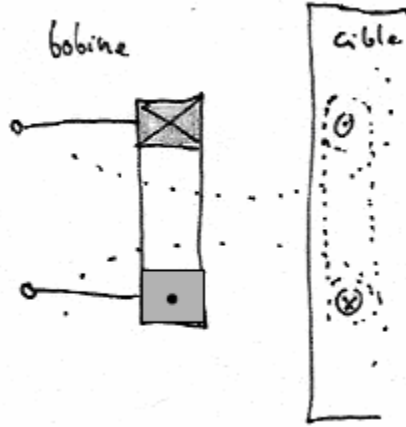
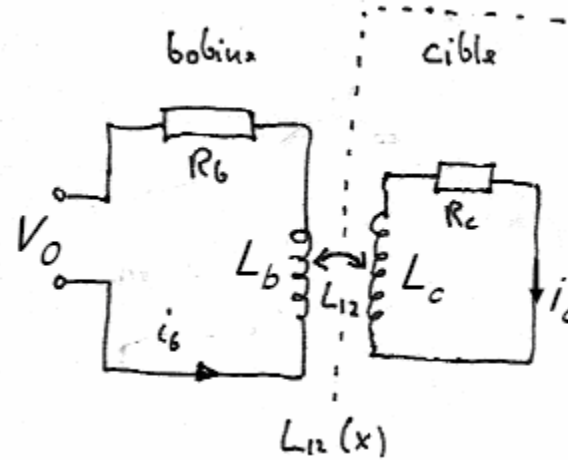


Illustration de l'induction des courants de Foucault dans une cible conductrice par une bobine parcourue par un courant alternatif. Le courant alternatif dans la bobine excitatrice i_b produit un champ magnétique alternatif qui produit des courants de Foucault (circulant en sens inverse) dans la cible.



La cible est modélisée par une bobine d'inductance L_c couplée à la bobine d'excitation L_b par une inductance mutuelle L_{12} qui dépend de la distance x entre la bobine et la cible. R_c représente les pertes résistives dans la cible.

Inductance mutuelle: $L_{12}(x) = k(x)\sqrt{L_b L_c}$

L_b : inductance de la bobine

L_c : inductance "équivalente" de la cible

k est une fonction de x (compliquée)

$k \rightarrow 0$ lorsque $x \rightarrow \infty$

Modèle (2 équations)

Bobine: $V_0 = R_b i_b + j\omega L_b i_b + j\omega L_{12} i_c$

Cible: $0 = R_c i_c + j\omega L_c i_c + j\omega L_{12} i_b$

\rightarrow

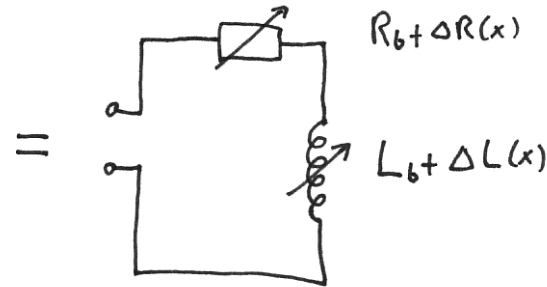
$$V_0 = \left[R_b + \underbrace{\frac{\omega^2 L_{12}^2}{R_c^2 + \omega^2 L_c^2} R_c}_{\Delta R(x)} + j\omega \left(L_b - \underbrace{\frac{\omega^2 L_{12}^2}{R_c^2 + \omega^2 L_c^2} L_c}_{\Delta L(x)} \right) \right] i_b$$

Si la cible est constituée d'un bon conducteur électrique (i.e., faible résistivité): $R_c^2 \ll \omega^2 L_c^2$

$$\Delta R \cong \frac{L_{12}^2}{L_c^2} R_c = k^2 \frac{L_b}{L_c} R_c \quad \rightarrow \quad \Delta R > 0$$

$$\Delta L \cong -\frac{L_{12}^2}{L_c} = -k^2 L_b \quad \rightarrow \quad \Delta L < 0$$

$k = k(x)$, k augmente lorsque x diminue



Le déplacement de la bobine excitatrice vers la surface conductrice (cible) induit :

1. une diminution de la self inductance équivalente : $L_{equiv} = L_b + \Delta L(x) \cong L_b(1 - k^2)$

Explication physique intuitive: le champ magnétique produit par i_c est opposé au champ magnétique produit par $i_b \rightarrow$ le champ magnétique total dans la bobine excitatrice est plus faible \rightarrow l'inductance totale plus est faible

$$(L = \frac{1}{\mu_0} \int_V \frac{1}{\mu_r(\mathbf{x})} |\mathbf{B}_u(\mathbf{x})|^2 d\mathbf{x}^3)$$

2. une augmentation de la résistance équivalente: $R_{equiv} = R_b + \Delta R(x) = R_b + k^2(L_b/L_c)R_c$

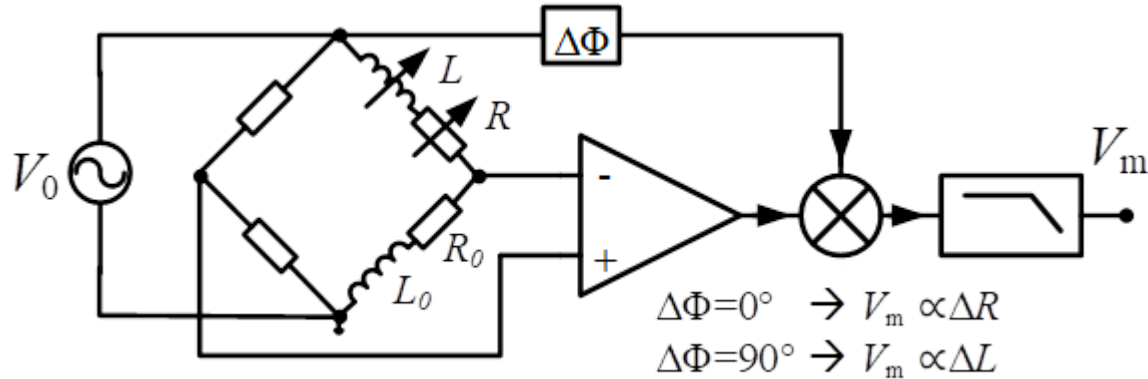
Explication physique intuitive: la présence de la cible augmente les pertes du système.

Notes :

1) Avantage du capteur de proximité inductif par rapport au capteur de proximité capacitif: moins sensible à l'humidité, aux huiles, et à la poussière (plus généralement, à tous les matériaux qui ont de «grandes» constantes diélectriques mais une faible perméabilité magnétique et une faible conductivité).

2) Les capteurs inductifs «utilisent» un champ magnétique. Les capteurs capacitifs «utilisent» un champ électrique. Pour être détecté par un capteur inductif, la cible doit être conductrice et/ou avec susceptibilité magnétique suffisamment élevée. Pour être détecté par un capteur capacitif, la cible doit être conductrice ou avec constante diélectrique suffisamment élevée.

Circuit de mesure en demi-pont et démodulation synchrone:



Signal en phase :

$$|V_m|^0 = \frac{1}{2} |V_0| \left[\frac{\Delta R}{R_b} \right] = \frac{1}{2} |V_0| k^2 \frac{L_b}{L_c} \frac{R_c}{R_b}$$

Signal à 90° :

$$|V_m|^{90} = \frac{1}{2} |V_0| \left[\frac{\Delta L}{L_b} \right] = -\frac{1}{2} |V_0| k^2$$

- Selon le déphasage $\Delta\Phi$, on mesure $\Delta R(x)$ ou $\Delta L(x)$ (variation non-linéaire avec la distance x).
- Fréquence d'alimentation : typ. de 1 kHz à 1 GHz.
- Etendue de mesure : selon le diamètre de la bobine (typ. 0.1 mm à 5000 mm).
- Application : capteur de proximité (mesure de distance), détection de fermeture de porte, détection de présence de véhicules sur la route avec bobine de grande taille, détection de fissures,
- La mesure peut aussi être faite avec un oscillateur LC (variation de $L \rightarrow$ variation de la fréquence d'oscillation).

Influence de la fréquence d'excitation:

Pénétration du courant alternatif dans la cible :

$$I(z) = I_0 e^{-z\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad \text{distance de pénétration caractéristique :} \quad \delta = 1/\sqrt{\pi f \mu \sigma}$$

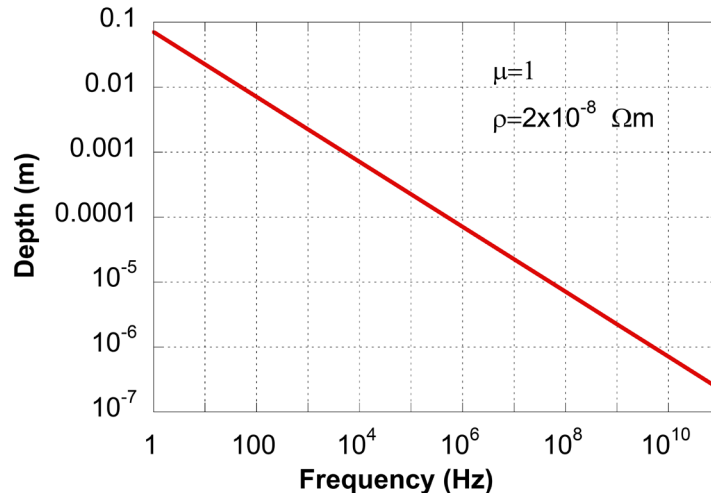
σ : conductivité de la cible

μ : perméabilité de la cible

f : fréquence

(cible non magnétique: $\mu = \mu_0$)

L'effet de «peau» tend à diminuer la pénétration du courant et donc à mesurer essentiellement l'effet de la surface de la cible (capteur insensible à l'épaisseur de la cible h si $h \gg \delta$)



Effet de peau pour les bons conducteurs (Al, Cu, Au, Ag) avec

$$\rho = 1/\sigma \cong 2 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m} :$$

à 100 Hz, $\delta \sim 8 \text{ mm}$

à 1 kHz, $\delta \sim 2 \text{ mm}$

à 1 MHz, $\delta \sim 80 \mu\text{m}$

à 1 GHz, $\delta \sim 2 \mu\text{m}$

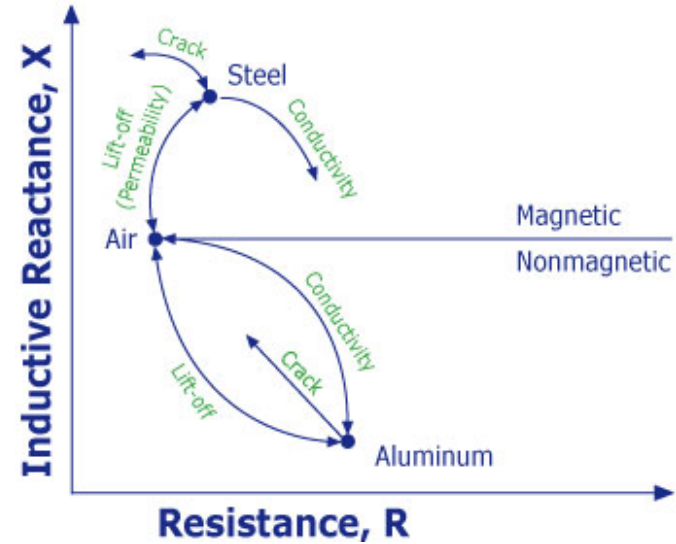
à 10 GHz, $\delta \sim 800 \text{ nm}$

à 100 GHz, $\delta \sim 200 \text{ nm}$

à 1 THz, $\delta \sim 80 \text{ nm}$

Influence de la conductivité et de la perméabilité de la cible sur la variation de l'inductance:

Cible conductrice ?	Cible ferromagnétique ?	ΔL
NO	NO	0
NO	OUI, DUR	0
NO	OUI, DOUX	> 0
OUI	NO	< 0
OUI	OUI, DUR	< 0
OUI	OUI, DOUX	$> 0, 0, < 0$ (selon le rapport σ / μ)

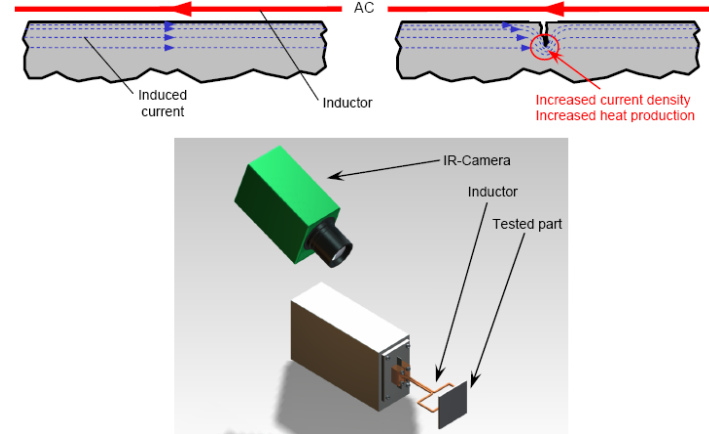
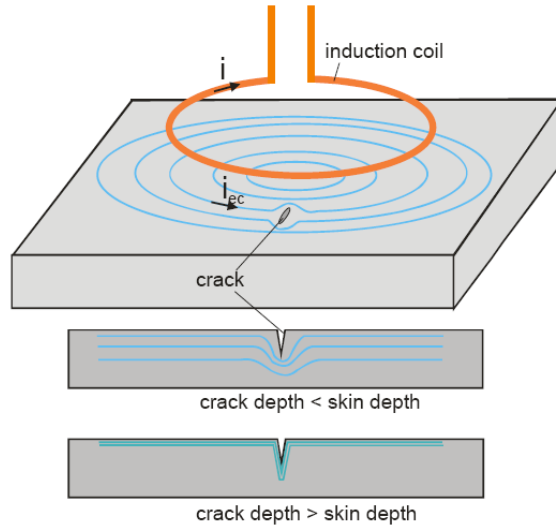


Si la cible est non-conductrice et ferromagnétique doux:

- L'inductance L augmente en se rapprochant de la cible.
- La sensibilité est, en général, plus grande qu'avec une cible conductrice non- magnétique.

Note: Les matériaux ferromagnétiques peuvent être des conducteurs électriques (NiFe, Fe, Co,...) ou des isolants électriques (Fe_2O_3 , YIG, $\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$, ...).

Autre application des courant de Foucault: Détection des fissures (cracks detection)



Utilisation d'un capteur à courants de Foucault pour la détection de fissures dans les pièces métalliques. La fissure détermine une variation du parcours des courants de Foucault. Cette variation détermine une variation d'impédance de la bobine excitatrice. Une variation locale de la température de l'objet est aussi mesurable (induction thermography).

Capteurs de proximité inductif. Les capteurs avec un diamètre plus grand ont une bobine de diamètre plus grand et permettent de mesurer des distances plus grandes.



Capteurs de proximité basés sur différents principes physiques.

Proximity sensors



Photoelectric Sensor



Inductive Sensor

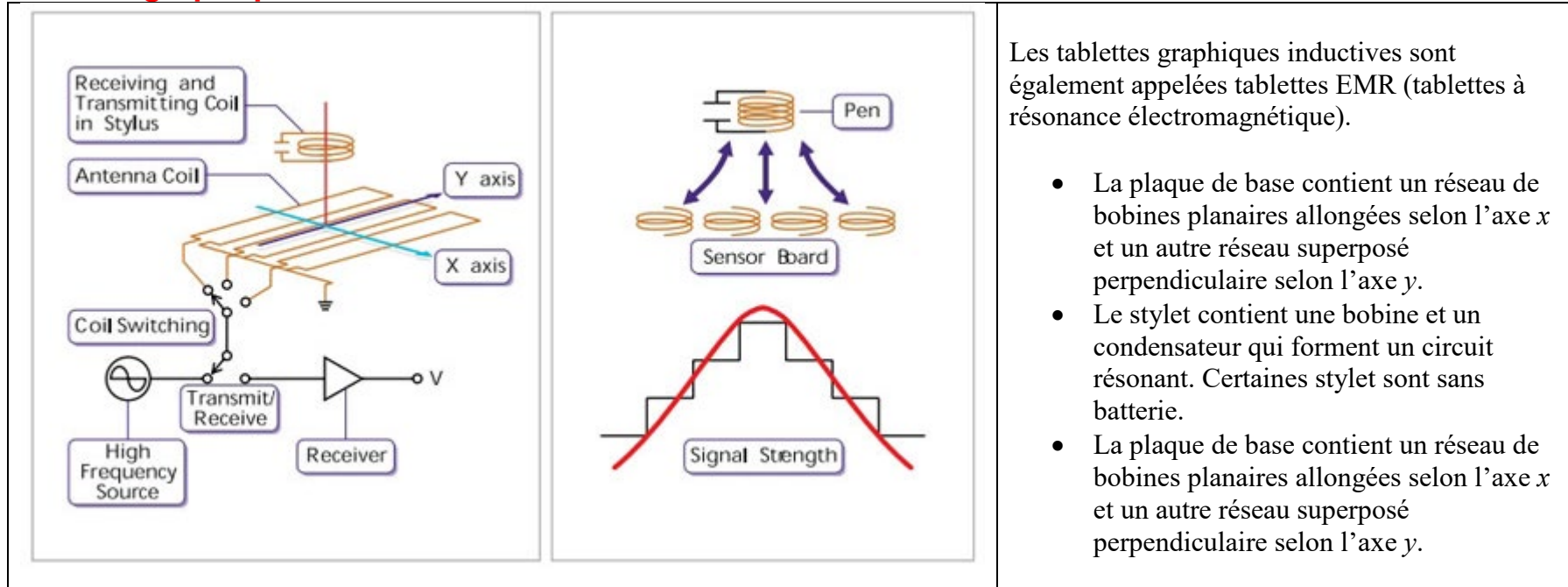


Capacitive Sensor



Ultrasonic Sensor

Tablette graphique inductive



- L'activation de la bobine du stylet provoque une variation d'impédance des bobines de la plaque de base (et une variation du signal «de retour» induit par la bobine du stylet dans les bobines de la plaque de base). La position du stylet est déterminée par scan et interpolation des bobines de la plaque de base.

- Moins sensible à la «saleté» par rapport à la tablette capacitif (typiquement la «saleté» change la constant diélectrique bien plus que la conductivité électrique ou la perméabilité magnétique).
- Fabricants de stylos et de tablettes EMR : Wacom, Motion, Samsung, XPpen, Huion, Lamy, Onyx, Staedtler, Lenovo, HP,



Wacom EMR tablet, Lamy EMR stylus



XPPen EMR tablet, XPPEN EMR stylus

Capteurs de proximité à réluctance variable

$$\Delta x \rightarrow \Delta \mathcal{R} \rightarrow \Delta L$$

Principe : Mesure de proximité par la variation de la réluctance d'un circuit magnétique.

Réluctance d'un circuit magnétique ouvert (entrefer = x_0) :

$$\mathcal{R} = \sum \frac{l_i}{\mu_r \mu_0 A} = \int \frac{dl}{\mu_r \mu_0 A}$$

Inductance d'une bobine avec N spires placée dans un circuit magnétique:

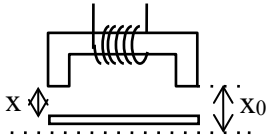
$$L = \frac{N^2}{\mathcal{R}}$$

Paramètres

Surface A Entrefer x Perméabilité magnétique μ_r

Réluctance du circuit magnétique (avec $\mu_{r,i} \gg \mu_{r,\text{air}} \cong 1$) :

$$\mathcal{R} = \sum_{i=1}^n \frac{l_i}{\mu_{r,i} \mu_0 A_i} + 2 \frac{x}{\mu_{r,\text{air}} \mu_0 A} \cong \frac{2x}{\mu_0 A}$$



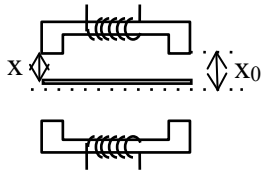
$$L = \frac{N^2}{\mathcal{R}} \cong \frac{N^2 \mu_0 A}{2x} \rightarrow \text{L'inductance augmente si on se rapproche de la cible.}$$

Note : $L \propto \frac{1}{x}$, même problèmes qu'avec capacités ($C \propto \frac{1}{x}$, avec x distance entre les armatures)

Non-linéarité autour de x_0 :

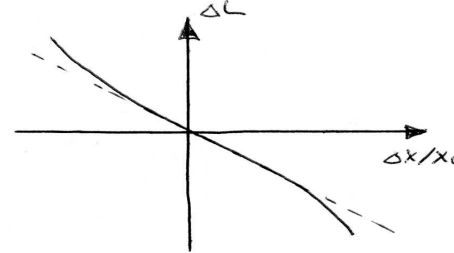
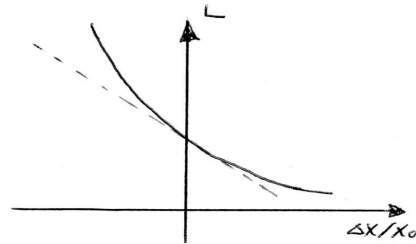
$$L(x_0 + \Delta x) = \frac{N^2 \mu_0 A}{2x_0} \left[1 - \frac{\Delta x}{x_0} + \left(\frac{\Delta x}{x_0} \right)^2 - \left(\frac{\Delta x}{x_0} \right)^3 + \dots \right] \rightarrow \text{terme quadratique présent}$$

Mesure différentielle « push-pull » (pour éliminer les non-linéarités d'ordre 2)



$$\begin{aligned} L_2 - L_1 &= \frac{N^2 \mu_0 A}{2x_0} \left[1 + \frac{\Delta x}{x_0} + \left(\frac{\Delta x}{x_0} \right)^2 + \left(\frac{\Delta x}{x_0} \right)^3 + \dots - 1 + \frac{\Delta x}{x_0} - \left(\frac{\Delta x}{x_0} \right)^2 + \left(\frac{\Delta x}{x_0} \right)^3 - \dots \right] \\ &\cong \frac{N^2 \mu_0 A}{2x_0} \left[\frac{\Delta x}{x_0} + \left(\frac{\Delta x}{x_0} \right)^3 + \dots \right] \end{aligned}$$

\rightarrow terme quadratique nul \rightarrow meilleure linéarité

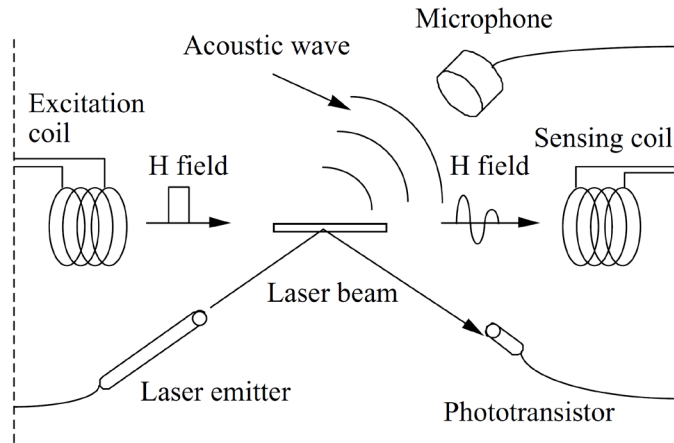


Applications : Capteur de proximité, capteur de position angulaire avec roue cible dentée, système ABS,...

Matériaux magnétostrictif/magnétoélastiques

Magnétostriction: propriété des matériaux ferromagnétiques

(1) déformation mécanique sous l'effet d'un champ magnétique
(effet magnétostrictif direct).



Le matériau est excité avec une impulsion de champ magnétique produite par une bobine d'excitation.

Les déformations du matériau (oscillations) peuvent être détectées:

- 1) par induction avec une bobine
- ou
- 2) acoustiquement par un microphone
- ou
- 3) optiquement par un laser et un phototransistor

(2) modification de la perméabilité magnétique μ_r et magnétisation M sous l'effet d'une contrainte mécanique
(effet magnétostrictif inverse ou effet magnétoélastique).

Applications: capteur de force, élément de sécurité antivol,...

Capteur de force magnétoélastique

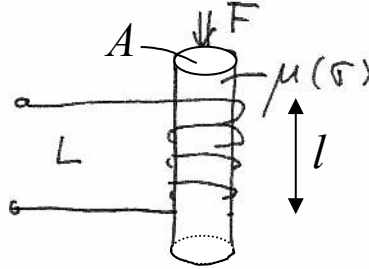
$$F \rightarrow \sigma \rightarrow \Delta\mu \rightarrow \Delta L$$

Principe: Une contrainte mécanique dans un matériau magnétostrictif provoque une variation de la perméabilité magnétique. Mesure par la variation d'inductance.

$$S_\sigma = \frac{1}{\sigma} \frac{\Delta\mu}{\mu}$$

$$(\text{ex : FeNi, } S_\sigma = 2 \cdot 10^{-9} \text{ m}^2 / \text{N})$$

$$\sigma: \text{ contrainte mécanique [N/m}^2\text{]}$$



$\mu = \mu_0 \mu_r$: perméabilité magnétique [H/m]

Inductance (solénoïde avec $l^2 \gg A$) :

$$L = \frac{N^2 \mu A}{l} \rightarrow \frac{\Delta L}{L} = \frac{\Delta\mu}{\mu} + \frac{\Delta A}{A} - \frac{\Delta l}{l}$$

Rappel: $A = f(B, C, D, \dots) \Rightarrow \Delta A = \frac{\partial f}{\partial B} \Delta B + \frac{\partial f}{\partial C} \Delta C + \frac{\partial f}{\partial D} \Delta D + \dots \Rightarrow \Delta L = \frac{\partial}{\partial N} \left(\frac{N^2 \mu A}{l} \right) \Delta N + \frac{\partial}{\partial \mu} \left(\frac{N^2 \mu A}{l} \right) \Delta \mu + \frac{\partial}{\partial A} \left(\frac{N^2 \mu A}{l} \right) \Delta A + \frac{\partial}{\partial l} \left(\frac{N^2 \mu A}{l} \right) \Delta l$

$\Delta N = 0 \Rightarrow \Delta L = \frac{N^2 A}{l} \Delta \mu + \frac{N^2 \mu}{l} \Delta A + \frac{N^2 \mu A}{l^2} \Delta l \Rightarrow \frac{\Delta L}{L} = \frac{l}{N^2 \mu A} \left(\frac{N^2 A}{l} \Delta \mu + \frac{N^2 \mu}{l} \Delta A - \frac{N^2 \mu A}{l^2} \Delta l \right) \Rightarrow \frac{\Delta L}{L} = \frac{\Delta \mu}{\mu} + \frac{\Delta A}{A} - \frac{\Delta l}{l}$

Si $\frac{\Delta\mu}{\mu} \gg \frac{\Delta l}{l}$ et $\frac{\Delta A}{A}$ $\rightarrow \frac{\Delta L}{L} \cong \frac{\Delta\mu}{\mu} = S_\sigma \sigma$ et $\Delta L \cong \frac{N^2 \mu A}{l} S_\sigma \sigma$

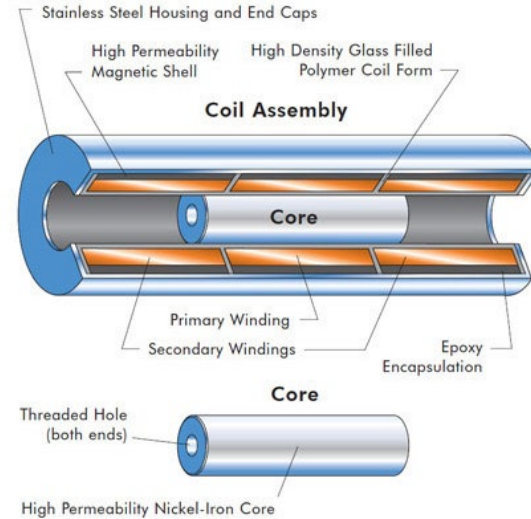
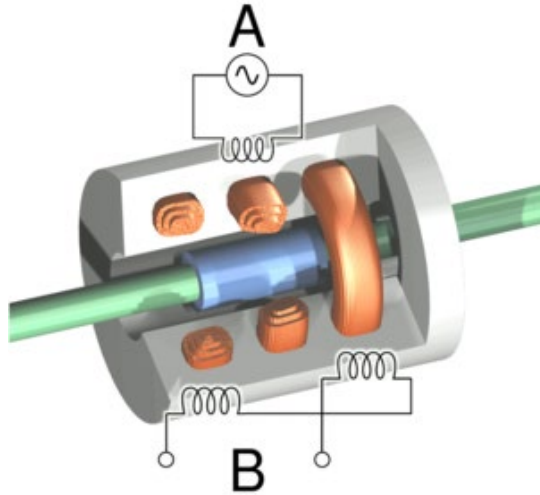
mais $\sigma = \frac{F}{A}$ $\rightarrow \frac{\Delta L}{L} \cong \frac{1}{A} S_\sigma F$ et $\Delta L \cong \frac{N^2 \mu A}{l} S_\sigma \frac{F}{A} = \frac{N^2 \mu}{l} S_\sigma F$

Capteur de position à LVDT

LVDT : Linear variable differential transformer

Construction du LVDT

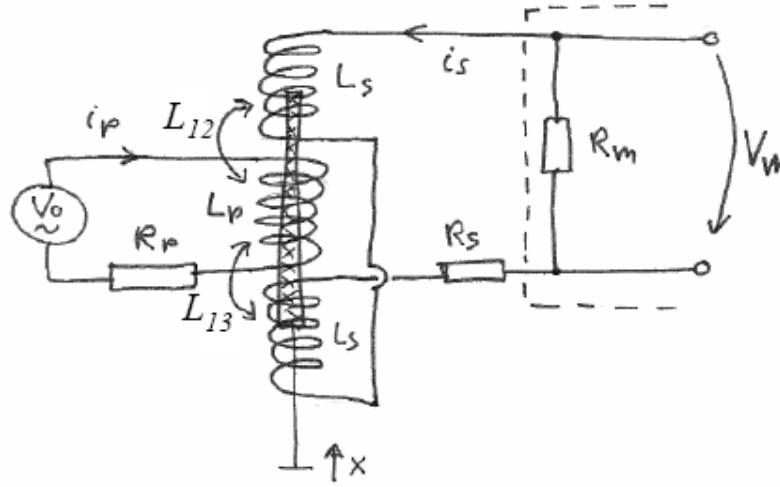
$$\Delta x \rightarrow \Delta L_{12} \rightarrow \Delta V_{\text{ind}}$$



n

- Une bobine primaire excitatrice (A), deux bobines secondaire détectrices en série enroulées en sens opposé (B) pour mesure différentielle (push-pull) → double la sensibilité et enlève l' «offset AC» par rapport à une seule bobine secondaire.
- Noyau plongeur magnétique doux.
- Réponse linéaire autour de $x=0$ (si la tige magnétique doux est placée symétriquement, bien à l'intérieure des deux bobines de détection).

Schéma équivalent:



Primaire: $V_0 = R_p i_p + j\omega L_p \cdot i_p + j\omega(L_{12} - L_{13}) \cdot i_s$

Secondaire: $0 = R_s i_s + 2j\omega L_s \cdot i_s + j\omega(L_{12} - L_{13}) \cdot i_p + V_m$ avec $V_m = R_m i_s$

Solution:
$$V_m = \frac{j\omega R_m [L_{13}(x) - L_{12}(x)]}{R_p(R_s + R_m) + j\omega[2L_s R_p + L_p(R_s + R_m)] - \omega^2[L_p L_s + (L_{12}(x) - L_{13}(x))^2]} V_0$$

Si $R_m \rightarrow \infty$ (appareil de mesure avec haute impédance d'entrée) \rightarrow

$$V_m \cong \frac{j\omega[L_{13}(x) - L_{12}(x)]}{R_p + j\omega L_p} V_0$$

Pour les petits déplacements :

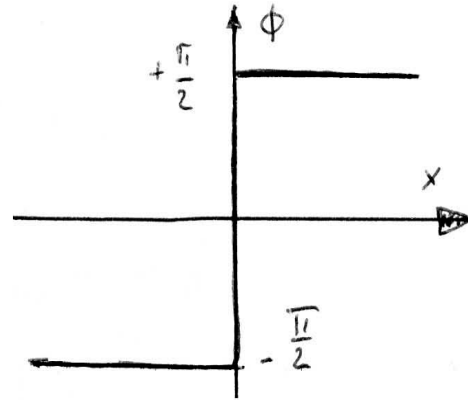
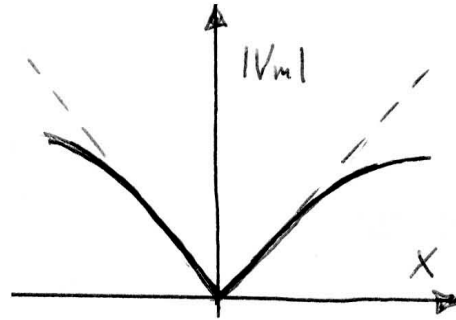
$$L_{12}(x) = L_{12}(0) + Ax + Bx^2 + \dots \quad L_{13}(x) = L_{13}(0) - Ax + Bx^2 - \dots$$

Pour $x \rightarrow 0$:

$$L_{12}(x) - L_{13}(x) = 2Ax \quad V_m \cong V_0 \frac{-2j\omega A}{R_p + j\omega L_p} x$$

Si $j\omega L_p \gg R_p$

Amplitude $|V_m| = V_0 \frac{2A}{L_p} |x|$ Phase $\Phi_m = \frac{\pi}{2} \frac{x}{|x|}$



Amplitude et phase du signal de sortie d'un LVDT en fonction du déplacement x du noyau. La réponse en amplitude est linéaire autour de zéro et le déphasage passe de $-\pi/2$ à $\pi/2$. La démodulation synchrone doit être utilisée pour discriminer le signe du déplacement (l'amplitude du signal V_m ne dépend pas de la direction du déplacement x).

Démodulation synchrone pour le LVDT

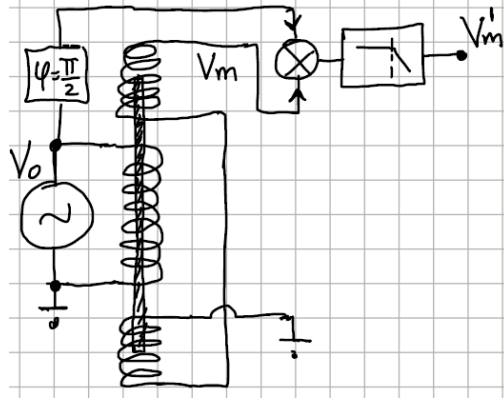
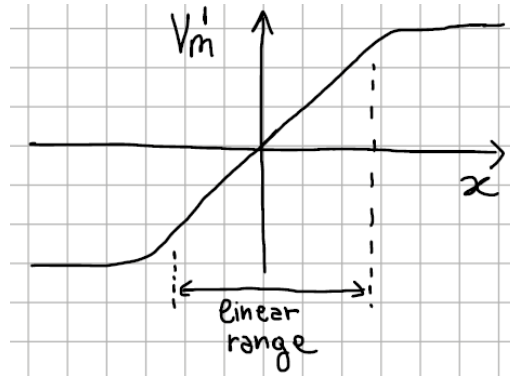


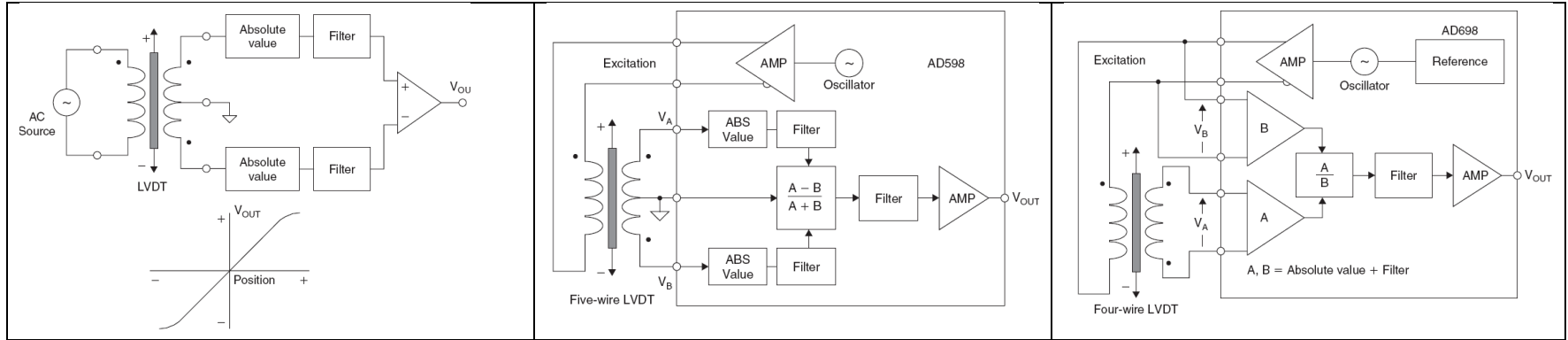
Schéma de principe de la démodulation synchrone appliquée au LVDT. Le signal de sortie est multiplié par la référence de l'oscillateur (déphasée de $\pi/2$ pour compenser la phase du transformateur). A la sortie du filtre passe-bas on a un signal proportionnel à l'amplitude et au signe du déplacement.

Signal après la démodulation synchrone :

$$V_m' = V_0 \frac{2A}{L_p} x$$



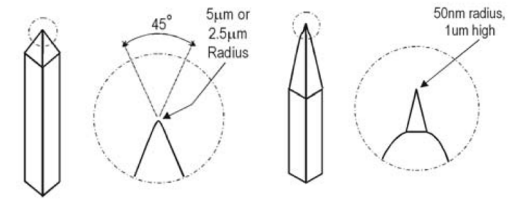
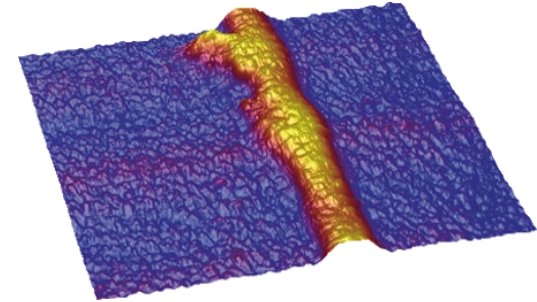
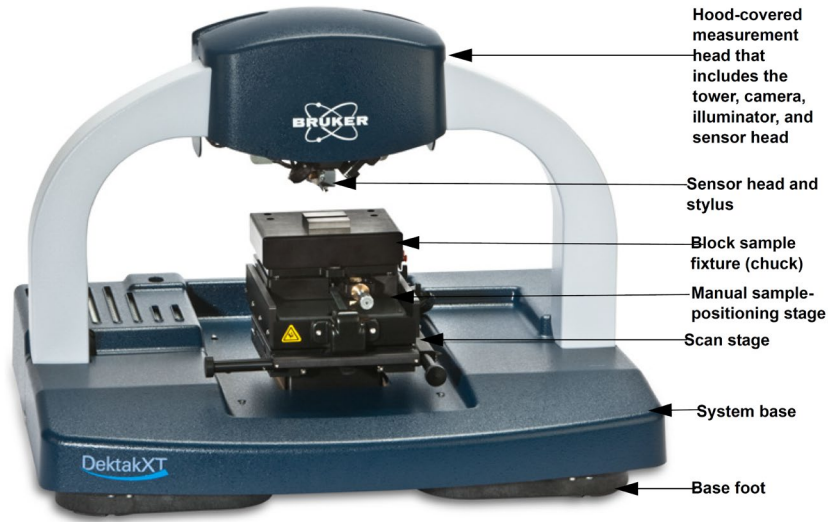
Alternatives à la démodulation synchrone pour le LVDT:



Caractéristiques des LVDT:

- Longue durée de vie et fiabilité
- Linéarité: typ. 0.25% (possible jusqu'à 0.05%)
- Etendue de mesure: 100 μm jusqu'à 10 cm selon les modèles
- Fréquence d'excitation: entre 1 kHz et 50 kHz
- Il existe des circuits d'interface (ASIC) adaptés (e.g., NE5520/1, AD2S54/6)
- Il existe des versions très haute température (600°C) et basses température (-250°C)
- Peut travailler dans de environnement sévères (corrosif, radioactif, pression,...)
- Applications: Mesure de déplacement et de force. «Profilometer» (mesure de la «topographie» d'une surface en contact mécanique, comme un microscope à force atomique (AFM) mais avec résolution latérale et verticale moins bonne).

Exemple de «profilometer» avec stylus LVDT (Bruker DektakXT)



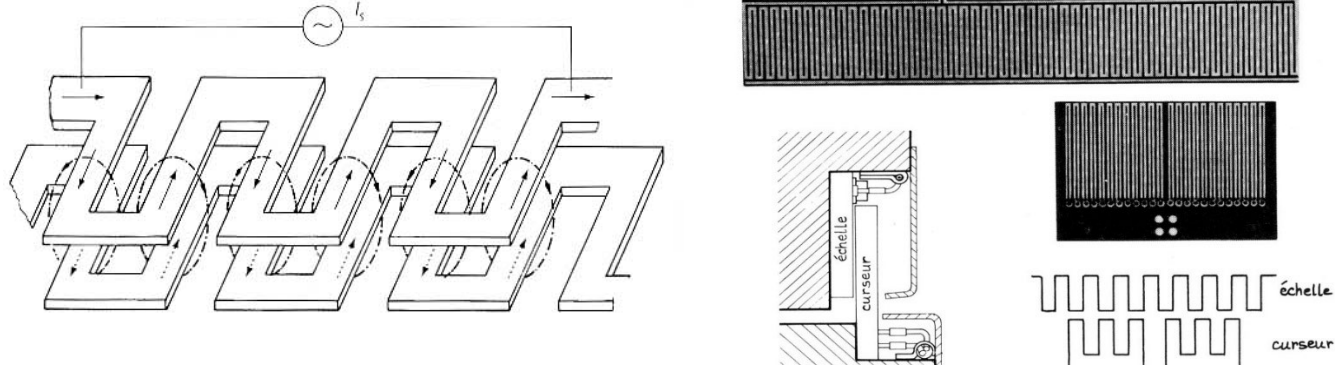
Some key-features:

Step Height Repeatability:	< 0.5 nm (on nominal 100 nm vertical step height standard)
Sensor Type:	Thermally stable LVDT sensor with up to 0.1 nm vertical resolution.
Single Sensor Design:	All-in-one sensor that enables scans at large vertical range (up to 1 mm) and low force (down to 0.03 mg) simultaneously.
Stylus Sizes:	Diamond tip stylus from 0.025 mm to 50 nm radius, as well as high aspect ratio tips.
Scan Length:	Up to 200 mm with automatic scan stitching.
Vertical Range:	Up to 1 mm vertical measurement range.
Stylus force:	1-15 mg (down to 0.03 mg optional).
Sample Stage:	200 mm diameter vacuum chuck with wafer alignment pins.
X-Y Sample Positioning:	Motorized/Programmable 150 mm x 150 mm X-Y translation with automated capabilities at an unlimited number of locations.

Capteur de position «Inductosyn»

$$\Delta x \rightarrow \Delta L_{12} \rightarrow \Delta V_{\text{ind}}$$

Principe : transformateur variable incrémental basé sur le déplacement d'un méandre conducteur (curseur) au dessus d'une même structure (règle). L'inductance mutuelle (et donc aussi le couplage, le flux, et la tension induit) varie selon la position.



Inductance mutuelle en fonction de la position (en première approximation):

$$x = 0 : L_{12} = +k$$

k : facteur de couplage 'aligné'

$$x = p/4 : L_{12} = 0$$

p : période du méandre

$$x = p/2 : L_{12} = -k$$

Donc :

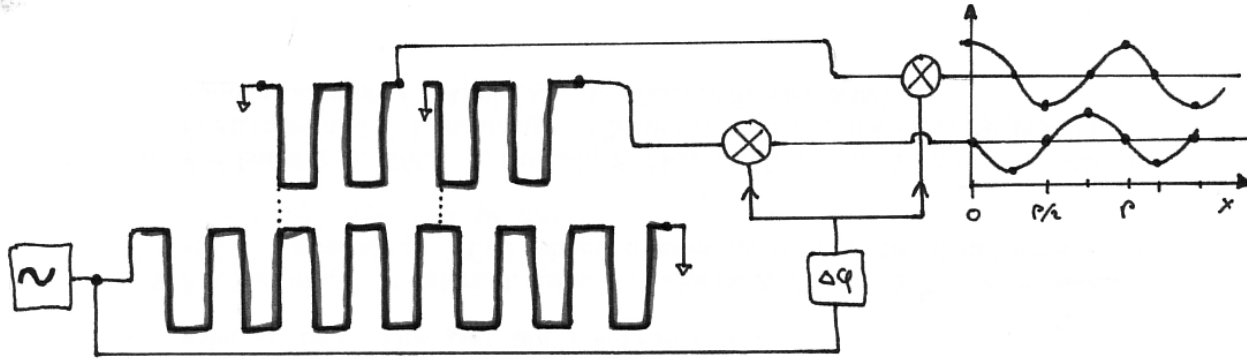
$$L_{12}(x) = k \cos\left(2\pi \frac{x}{p}\right)$$

Montage 1: Alimentation sur la règle, lecture séparée des deux curseurs (démodulation synchrone pour lire V_1 et V_2)

Alim. sur la règle : $V_0 = A \cos \omega t$

Mesure sur les curseurs : $V_1 = kA \cos(\omega t + \phi) \cos \frac{2\pi x}{p}$

$$V_2 = kA \cos(\omega t + \phi) \cos \frac{2\pi(x + p/4)}{p}$$



Montage 2: Alimentation sur les deux curseurs avec signaux déphasés de $\pi/2$, lecture de la règle.

Montage 3: Alimentation sur les deux curseurs, signaux d'amplitudes différentes, lecture de la règle.

Capteur de position angulaire/potentiomètre inductif $\Delta\theta \rightarrow \Delta L_{12} \rightarrow \Delta V_{ind}$

Principe : Variation d'inductance mutuelle en fonction de la position angulaire de deux bobine (pas de noyau ferromagnétique). C'est un transformateur variable. Un champ magnétique sinusoïdale est produit par un courant sinusoïdale dans le stator (ou dans le rotor).

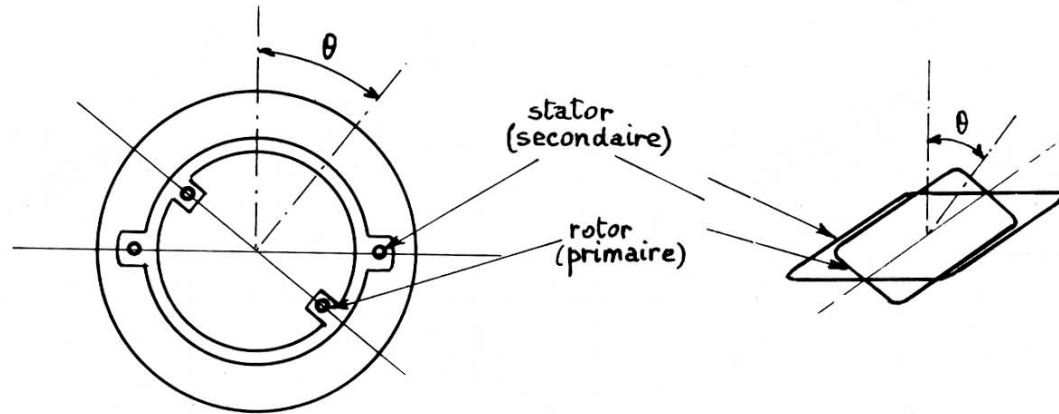


Fig. 7.21. Principe de la constitution du potentiomètre inductif.

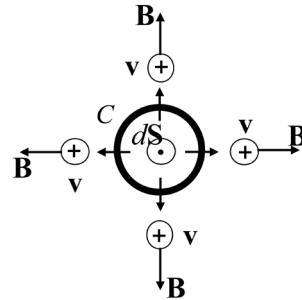
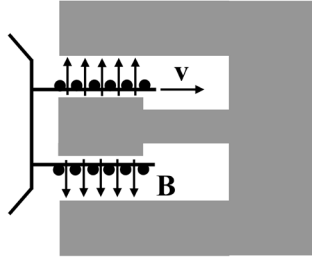
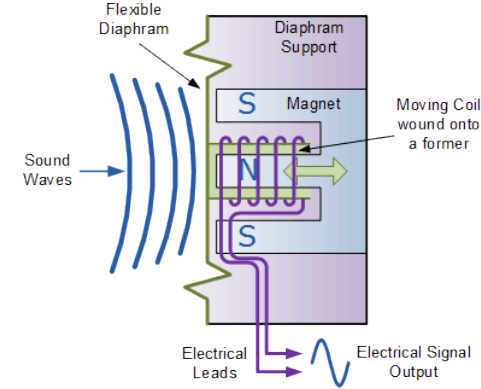
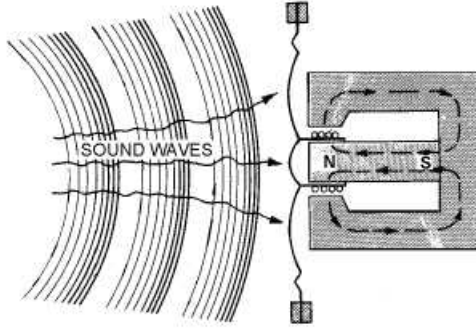
$$V_{ind} = -\frac{d}{dt} \Phi_B \quad \text{et} \quad \Phi_B = B(t) A \cos \theta = B \cos(\omega t) A \cos \theta \Rightarrow$$
$$V_{ind} = \omega A \cos \theta B \sin(\omega t)$$

$\theta = \pi/2$: Couplage minimum (zero), $\theta = 0$: Couplage maximum

Microphone électrodynamique (ou dynamique)

$$\Delta x \rightarrow V_{coil}$$

Principe: Les ondes sonores exercent une force sur la membrane. Par conséquent, la membrane se déplace. Une bobine est attachée à la membrane. La bobine se déplace dans un champ magnétique statique. Par conséquent, une force électromotrice est induite dans la bobine.



Note 1: La bobine solénoïdale est solidaire de la membrane.

Note 2: Le principe de fonctionnement du microphone électrodynamique (capteur qui détecte les ondes acoustiques) est l'inverse de celui du haut-parleur électrodynamique (actuateur qui produit des ondes acoustiques).

Force électromotrice induite dans la bobine en mouvement à vitesse \mathbf{v} parallèle à $d\mathbf{S}$ et champ \mathbf{B} perpendiculaire à $d\mathbf{S}$ (voir page 5a.31):

$$\mathcal{E} = -\frac{d}{dt} \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = \int_C (\mathbf{v} \times \mathbf{B}) \cdot d\mathbf{l} = Bvl \quad (\text{note : } \frac{d}{dt} \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} \neq \int_S \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \cdot d\mathbf{S} = 0 \text{ si } S \text{ est en mouvement})$$

(l : longueur d'une spire)

Pour N spires : $\mathcal{E} = NBvl$

Tension induite aux bornes de la bobine : $V_{coil} = \mathcal{E} = NBvl$

Amplitude de déplacement de la membrane pour une pression $p(t) = p \cos(\omega t)$:

$$x(t) = \frac{F(t)}{k_{eff}} = \frac{A}{k_{eff}} p(t) = \frac{A}{k_{eff}} p \cos(\omega t)$$

(k_{eff} et m_{eff} : rigidité et masse équivalente de la membrane)

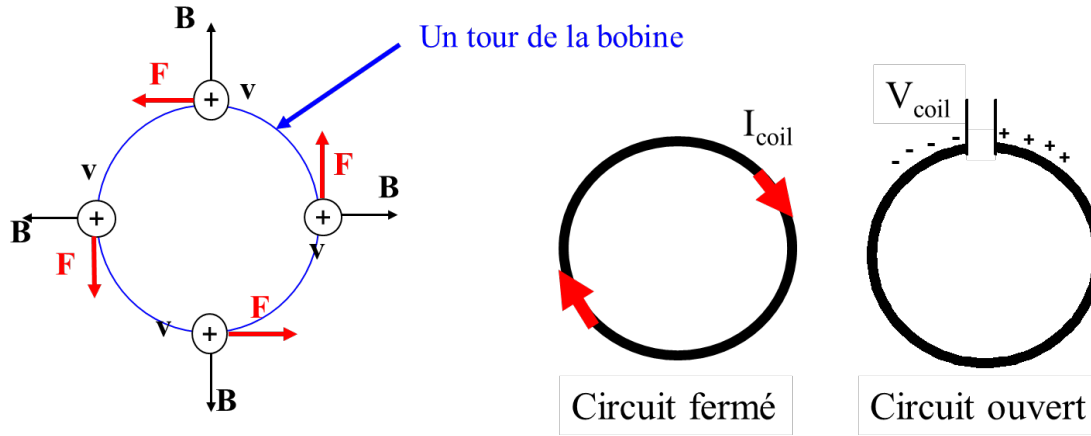
Vitesse de déplacement de la membrane: $v(t) = \dot{x}(t) = -\frac{\omega A}{k_{eff}} p \sin(\omega t)$

$$V_{coil}(t) = NBvl(t) = -NBl \frac{\omega A}{k_{eff}} p \sin(\omega t) = -NBl \frac{\omega A}{m_{eff} \omega_0^2} p \sin(\omega t)$$

Et donc :

$$(\omega_0 = \sqrt{k_{eff} / m_{eff}} : \text{fréquence de resonance de la membrane})$$

Explication intuitive: Force de Lorentz sur les électrons.



- circuit fermé : courant électrique non-nul.
- circuit ouvert : différence de tension non-nul.

Explication en détail:

Par la loi expérimentale de Faraday, la force électromotrice est:

$$\mathcal{E} = -\frac{d}{dt} \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S}$$

Donc :

(1) Si le champ \mathbf{B} sur la surface S varie avec le temps

et/ou

$$\rightarrow \mathcal{E} \neq 0$$

(2) Si la surface S varie (en forme et/ou position) avec le temps

Plus en détails, la force électromotrice est aussi:

$$\mathcal{E} = \int_C (\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B}) \cdot d\mathbf{l}$$

(valable pour tous les contours C en mouvement avec vitesse \mathbf{v} par rapport au référentiel fixe, \mathbf{E} et \mathbf{B} dans le référentiel fixe).

Dans notre cas $\mathbf{E} = 0 \Rightarrow$

$$\mathcal{E} = \int_C (\mathbf{v} \times \mathbf{B}) \cdot d\mathbf{l} = NvBl$$

Capteurs à effet Wiegand

Construction: fil ferromagnétique doux («noyau») recouvert d'une couche ferromagnétique dur («manteau»). Une bobine de détection coaxiale entoure le fil.



Fil Wiegand entouré du bobinage de détection.

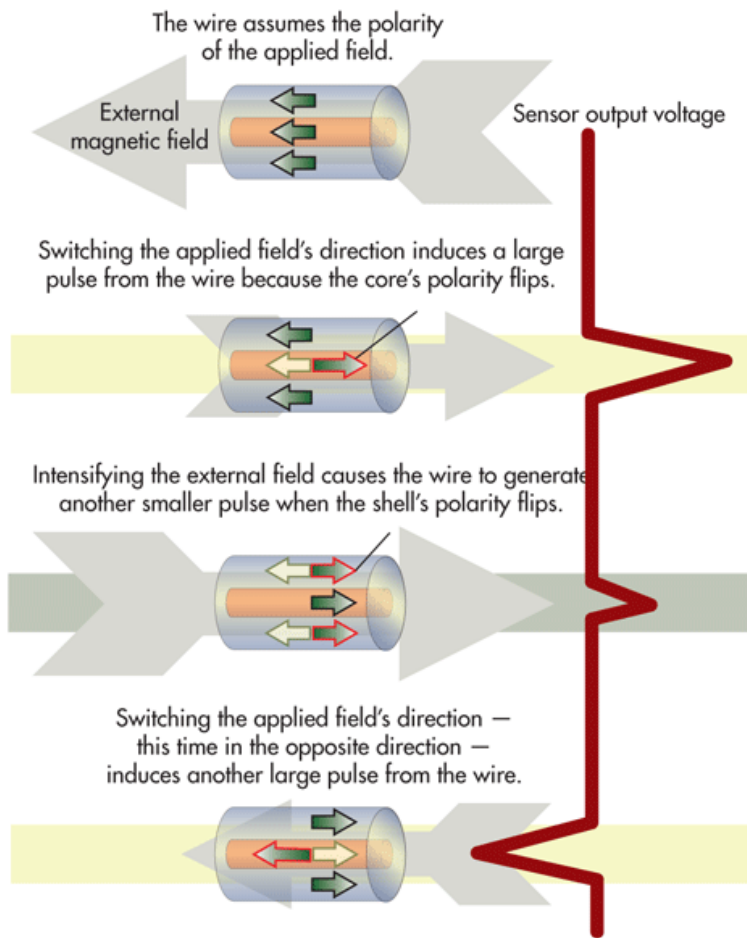
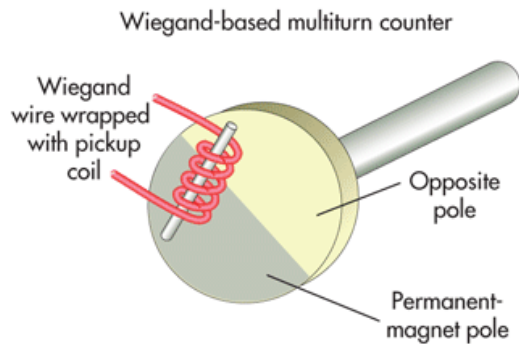
Principe: Les deux régions magnétiques réagissent différemment lorsqu'un champ magnétique est appliqué. Le «manteau» nécessite d'un champ magnétique puissant pour inverser sa polarité magnétique, alors que le «noyau» inverse sa polarité dans un champ plus faible. Lorsque le «manteau» ou le «noyau» change polarité (i.e., la magnétisation change de direction), une variation de champ magnétique est produite et, donc, par induction, une impulsion de tension est mesurable aux bornes de la bobine de détection.

Les champs d'inversion et les intensités des impulsions sont dépendantes des détails géométrique et magnétiques du fil (diamètre du «noyau», épaisseur du «manteau», susceptibilité et champ coercitif du «noyau» et du «manteau»).

En raison de cette réponse très difficile à reproduire sans une connaissance très détaillée des processus de production et des matériaux employés, le fil de Wiegand est une des technologies de contrôle d'accès les plus sûres.

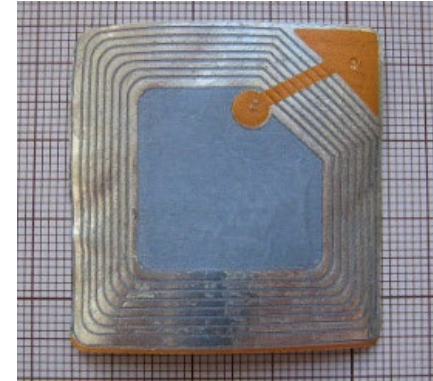
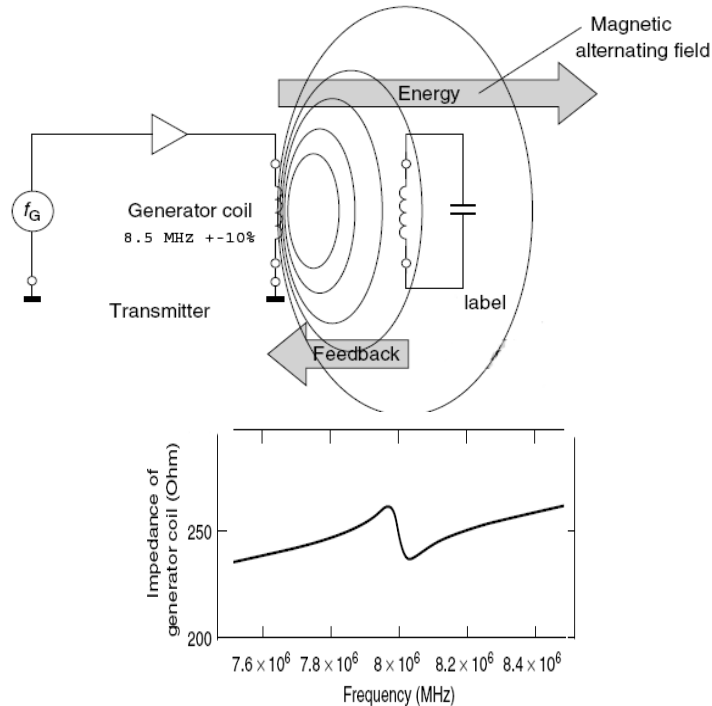
Signal de sortie : impulsions de tension de plusieurs volts.

Application: carte pour le contrôle d'accès, wheel speed sensors,



Tags RF

Le tag RF est constitué d'une bobine et d'une capacité qui forment un circuit LC qui résonne (donc absorbe de l'énergie RF) à une fréquence donnée. Sont souvent conçus pour empêcher le vol dans les magasins.



$$\text{Fréquence de résonance du tag: } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{tag}}C_{\text{tag}}}}$$

Variation important de l'impédance

$$Z_{\text{gen}} = (V_{\text{gen}} / I_{\text{gen}}) \text{ pour } f \cong f_0.$$

(essayer simulation QUCS)

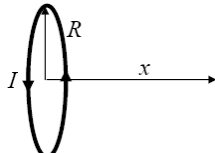
- La présence du tag RF est détectée en mesurant l'impédance de la bobine génératrice autour de la fréquence de résonance du tag.
- Fréquences standards: entre 2 MHz et 8 MHz.
- Le tag peut être désactivé par une impulsion RF de haute intensité qui génère une tension élevée sur le tag et détruit la capacité.

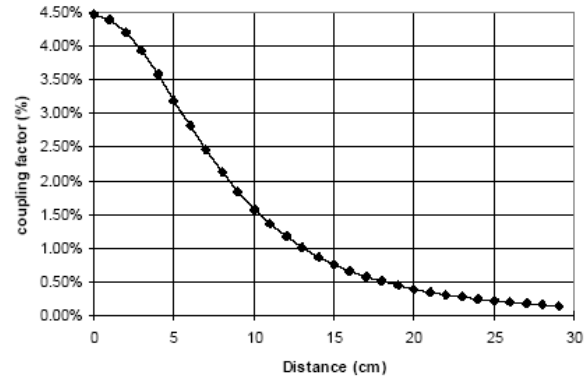
$$V_{gen} = j\omega L_{gen} I_{gen} + j\omega L_{12} I_{tag} \quad V_{tag} = L_{12} \frac{dI_{gen}}{dt} + L_2 \frac{dI_{tag}}{dt} + I_{tag} R_{tag} + \frac{1}{C_{tag}} \int I_{tag} dt \quad Z_{gen} = \frac{V_{gen}}{I_{gen}}$$

$$L_{12} = k \sqrt{L_{gen} L_{tag}} \quad \text{avec} \quad k(x) \cong \frac{(r_{gen} r_{tag})^{3/2}}{(x^2 + r_{gen}^2)^{3/2}}$$

r_{gen} : rayon bobine génératrice r_{tag} : rayon bobine du tag x : distance bobine génératrice – tag.

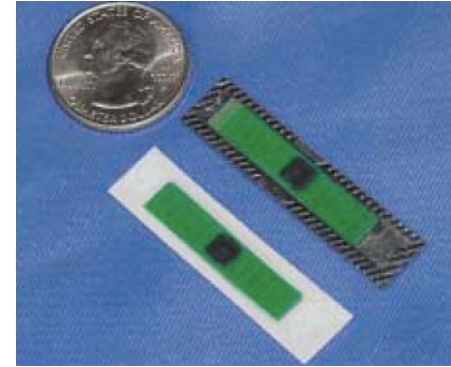
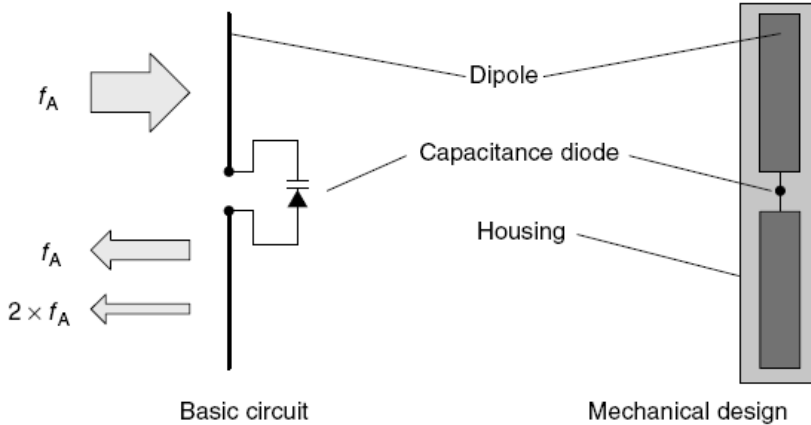
Champ produit par une bobine planaire
(sur l'axe) :

$$B(x) \cong \frac{\mu_0 I R^2}{2\sqrt{(R^2 + x^2)^3}}$$


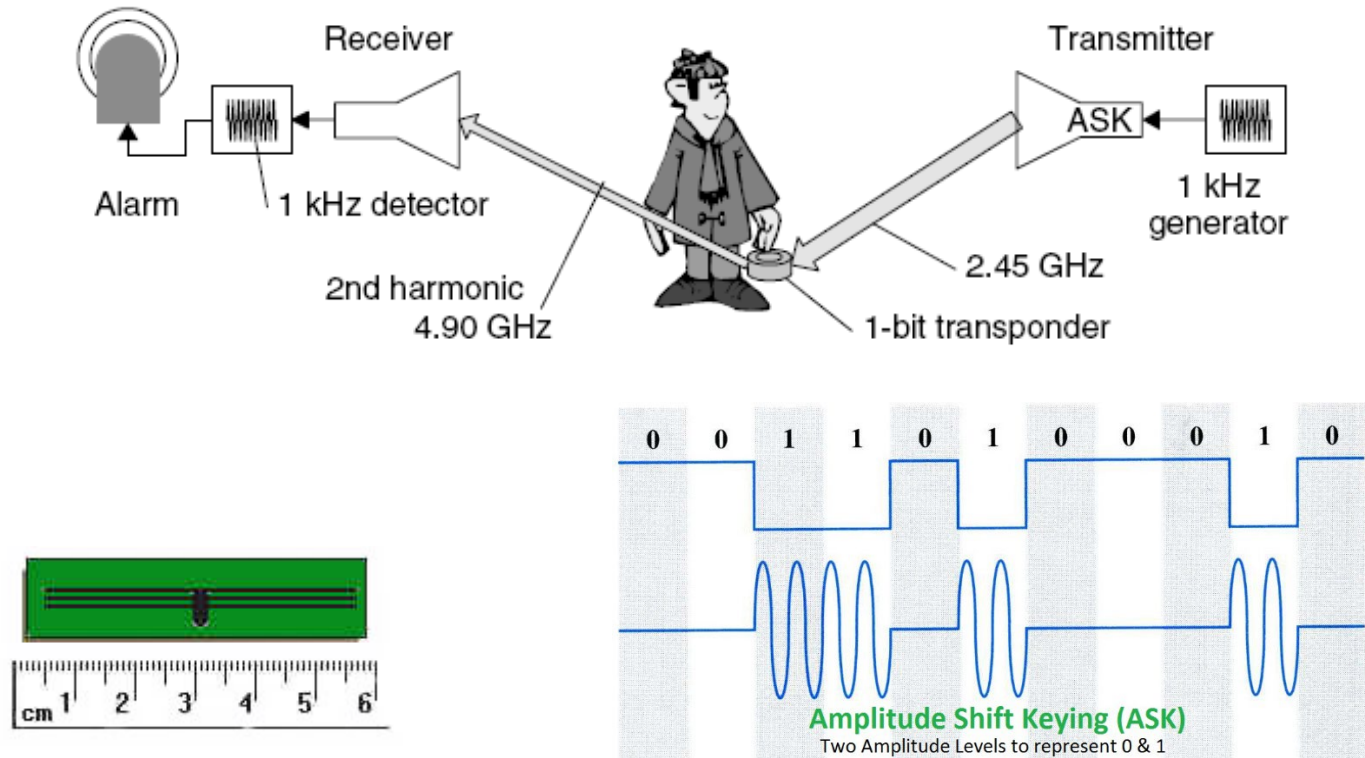


Tags micro-ondes

Le tag micro-onde est constitué d'une antenne dipolaire résonante (typ. 2.45 GHz mais aussi d'autre fréquences). Le couplage avec un élément non-linéaire (typ. une diode-capacité) provoque la génération d'harmoniques (retour à 4.9 GHz).



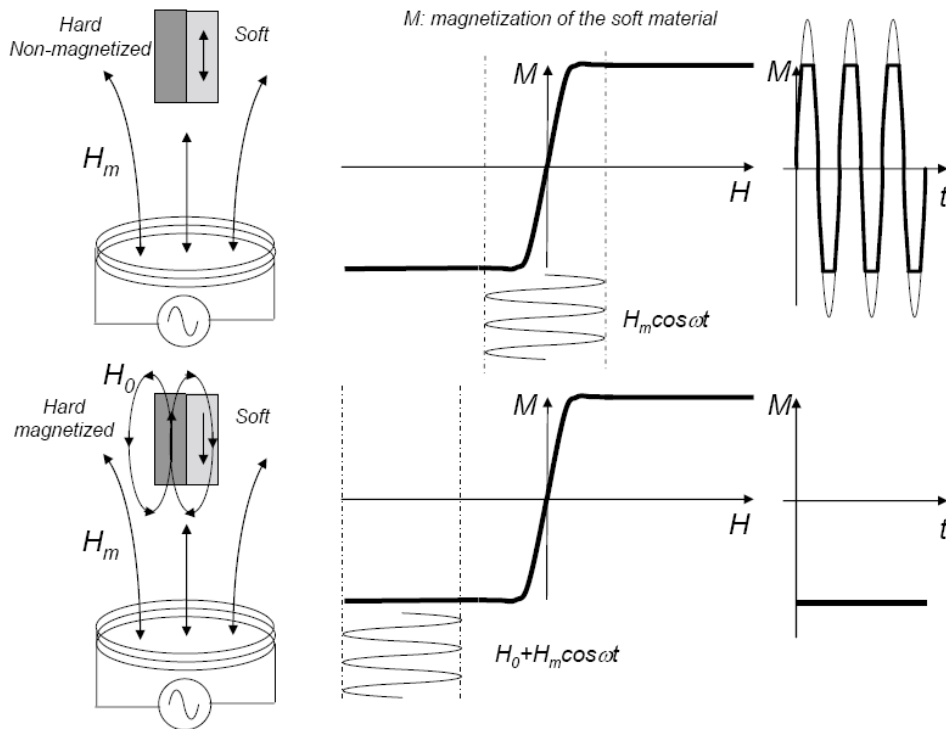
Le tag produit une onde à la deuxième harmonique (4.9 GHz) lorsqu'elle est excitée à sa premier harmonique avec l'onde émise par l'émetteur (2.45 GHz). Le récepteur dispose d'une électronique à bande étroite réglée à 4.9 GHz. Étant donné que l'onde produite par le tag a une amplitude beaucoup plus petite par rapport à l'onde produite par l'émetteur, l'utilisation de la deuxième harmonique permet d'améliorer la sensibilité car le récepteur peut avoir un amplificateur à grand gain avant le circuit de conversion de fréquence qui est généralement assez bruyant. La longueur typique d'une tag micro-onde à 2,45 GHz est de 6 cm. La portée maximale est une dizaine de mètres.



La modulation ASK dans les transpondeurs passifs est principalement utilisée pour améliorer le rapport signal-bruit (SNR) par rapport à une excitation en onde continue (CW). En modulant l'amplitude du signal, l'ASK permet une meilleure clarté dans la détection du signal transmis, facilitant ainsi la distinction entre le signal du transpondeur et le bruit de fond, qui pourrait autrement perturber le système de lecture.

Tags magnétiques (EM tag)

Le «EM tag» est constitué d'une bande de matériau magnétique doux (courbe d'hystérèse très étroite) et d'une bande de matériau magnétique dur (haut champ coercitif) collées ensemble.

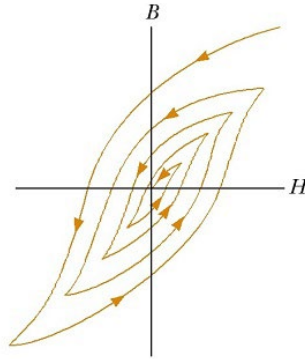


- L'aimantation du matériau magnétique doux est portée à saturation et périodiquement inversée par une bobine qui génère un champ magnétique oscillant externe.
- La non-linéarité de la courbe d'aimantation génère des harmoniques de champ d'induction B qui sont détectée au retour sur la bobine d'excitation (variation d'impédance)
- Fréquence d'excitation typ. entre 50 Hz et 20 kHz. Détection des harmoniques (1^{ère}, 2^{ème}, ...).

Activation et désactivation :

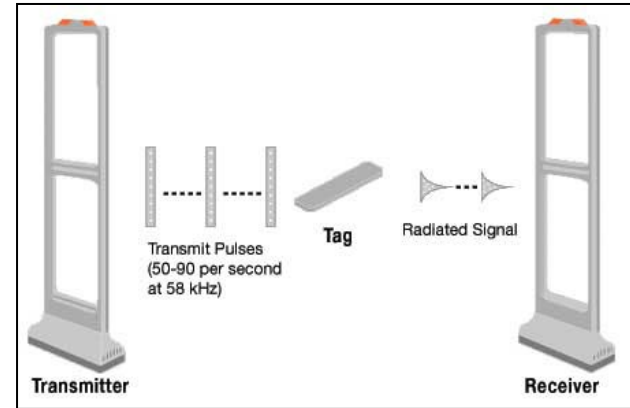
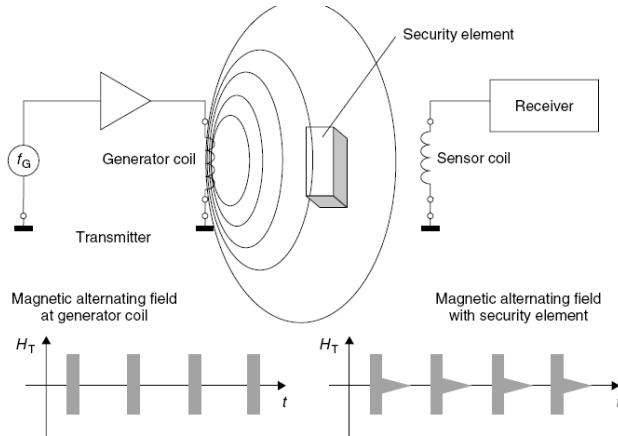
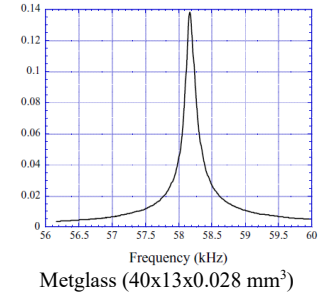
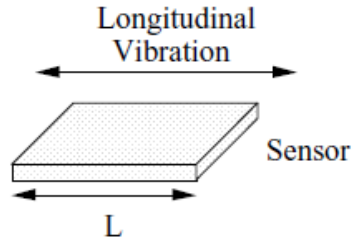
- Lorsque la bande en matériau ferromagnétique dur est aimantée, le tag est désactivé.
- Pour le réactiver, il faut désaimanter cette bande (températures supérieures à la température de Curie ou cycle de «démagnétisation»).
- Risque: un aimant permanent peut désactiver le tag (→ mauvais «anti-vol»).

Cycle de «démagnétisation»

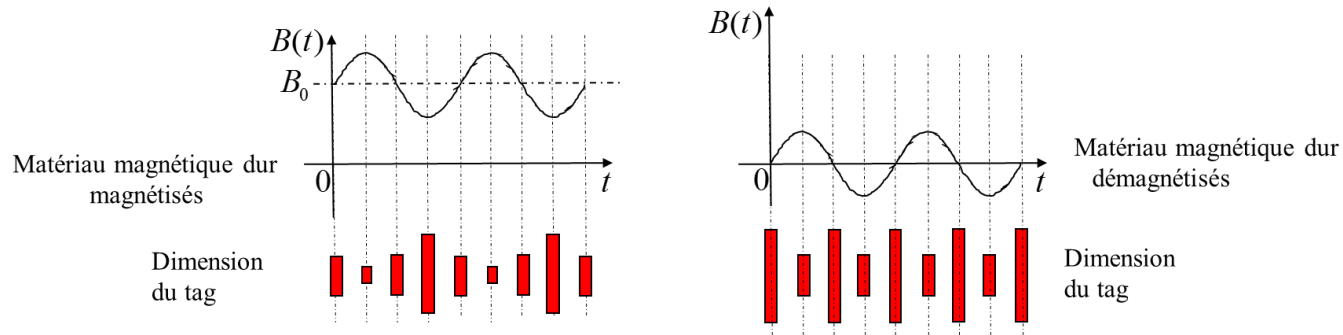


Tags magnétoacoustique (magnétostrictifs, magnétoélastiques) (AM tags)

Le «AM tag» est constitué d'une bande en matériau magnétostrictif et d'une bande en matériau magnétique dur (à haut champ coercitif).



- La bande magnétique dure produit un champ constant B_0 (si magnétisée) ou nul (si démagnétisée).
- La magnétostriction dépend de $|B|$ (i.e., la longueur du tag est: $l = l_0 - \alpha|B|$)
- Le tag a une fréquence de résonance mécanique longitudinale $f_0 = (1/2l)(E\rho)^{1/2}$, E : Young modulus, ρ : densité, l : longueur.
- La bobine génératrice («transmitter») produit un champ magnétique oscillant $B_{ac}\cos(2\pi f_0 t)$.
- Si la bande en matériau magnétique dur est magnétisée le tag est actif. Excité à sa fréquence de résonance mécanique f_0 , le tag oscille mécaniquement à f_0 pendant l'excitation et à f_0 après l'excitation, avec production d'un champ magnétique (et d'une onde sonore) à fréquence f_0 .
- Si la bande en matériau magnétique dur est démagnétisée le tag est inactif. Excité hors de sa fréquence de résonance mécanique f_0 , le tag oscille faiblement à $2f_0$ pendant l'excitation et très faiblement à f_0 après l'excitation, avec production d'un champ magnétique très faible (et d'une onde sonore très faible).

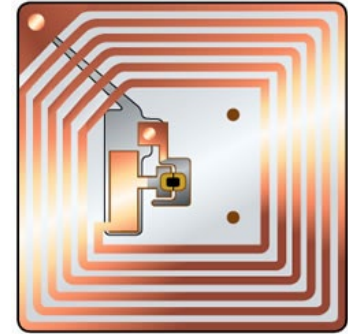
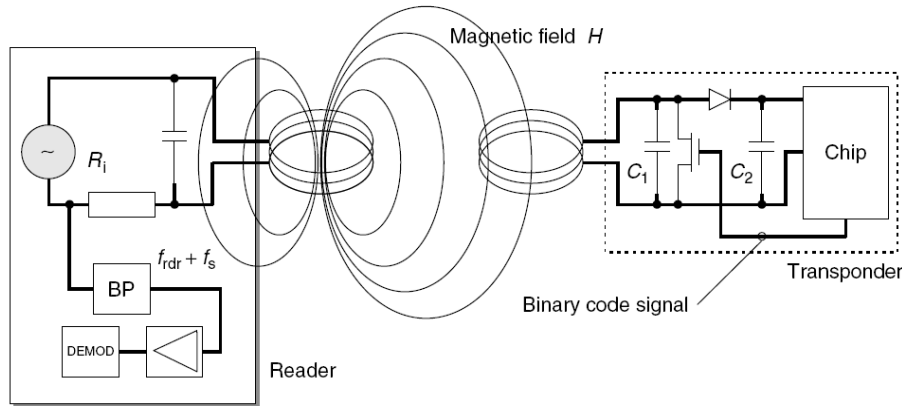


B: champ magnétique total dans la partie magnétostrictif du tag (champ magnétique oscillant externe plus champ magnétique produit par le matériau magnétiques dur).

- Fréquence typique: $f_0 = 58$ kHz, facteur de qualité typique: $Q = 100$, durée d'excitation: 2 ms, durée d'oscillation mécanique après excitation: 5 ms (i.e., Q/f_0).

Tags RFID

Le RFID est un tag RF qui contient un chip électronique qui renvoie une information relativement complexe. Un RFID peut être attaché ou incorporé à un produit, à un animal, ou à une personne afin de l'identifier en utilisant des ondes radio. Les RFID contiennent des chips en silicium et des antennes. Les tags passifs n'exigent aucune source d'énergie interne, tandis que les tags actifs exigent une source d'énergie interne. Le RFID passif obtient l'énergie pour fonctionner par le champ magnétique RF produit par le lecteur («reader»). Le sous-circuit diode + capacité C_2 permet la conversion de la tension AC induit dans la bobine du tag en tension DC pour faire fonctionner le chip sur le tag.

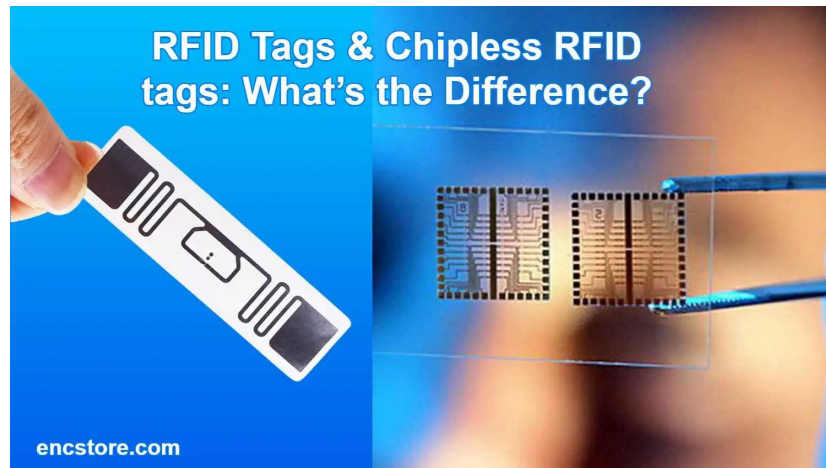
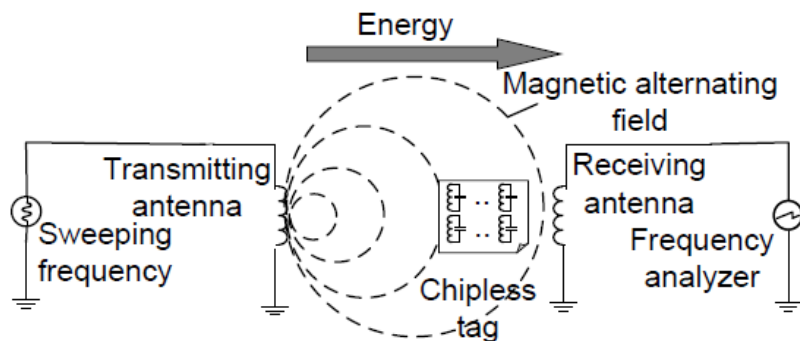


Types: Chip à 1 bit (AM modulation), Chip à N bits préprogrammé (on chip PROM), Chip à N bits programmable (on chip EEPROM)

Voir : <http://en.wikipedia.org/wiki/RFID>

Chipless RFID

Le chipless RFID est un tag qui ne contient pas un chip électronique, mais une information relativement complexe (plusieurs bits) est aussi stockable. (La plupart des solutions sont encore en phase R&D, voir https://en.wikipedia.org/wiki/Chipless_RFID).



L'idée derrière le chipless RFID (i.e., une étiquette RFID sans puce en silicium) et leur développement est due aux efforts visant à contrer le code-barres dans des applications spécifiques telles que l'étiquetage de vêtements, de chaussures, de colis de fourniture ainsi que les besoins de la chaîne d'approvisionnement. Le coût des étiquettes RFID avec puce sont «élevés» et tant que le prix ne descend pas à 0.001 USD, elles ne peuvent pas remplacer le code-barres de manière permanente. La conception et la fabrication des ASIC nécessaires pour les RFID avec puce représentent la principale composante de leur coût, donc supprimer complètement les circuits intégrés peut réduire considérablement ce coût. C'est pourquoi la RFID sans puce a été développée. Les principaux défis dans la conception des RFID sans puce sont l'encodage et la transmission des données.

«Matrice» de RF tags

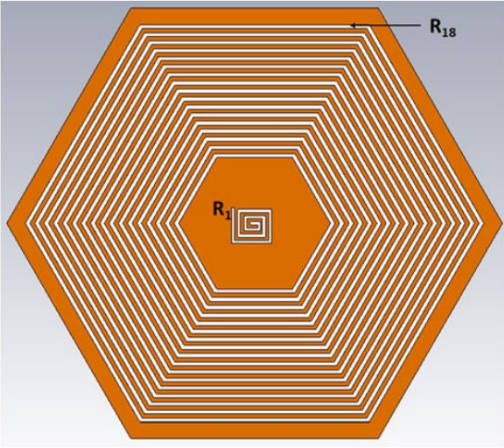
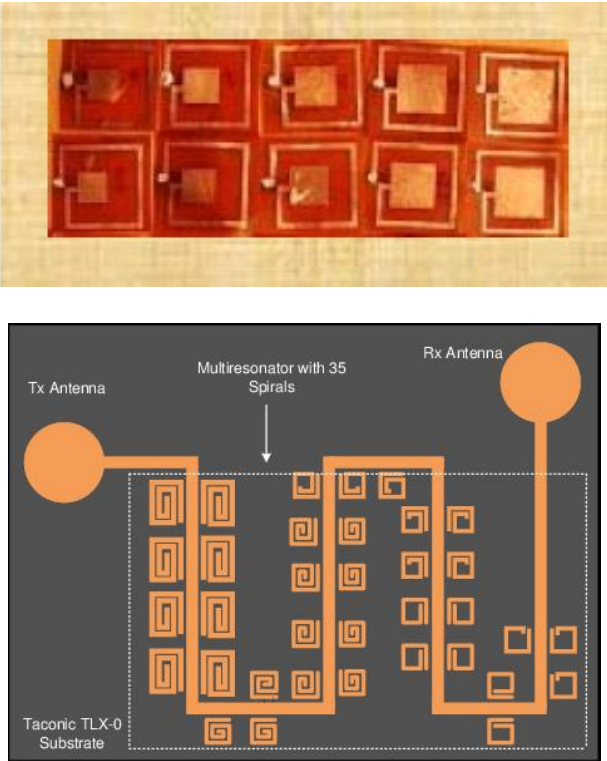
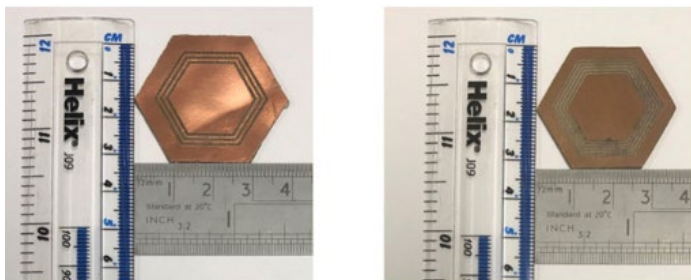


Fig. 4. 18-bit chipless RFID tag. Hexagonal resonators (as listed in Table 1) having mm width and gaps, along with spiral resonator ($R_1 = 17.35$ mm length).

Table 1. Radius, resonating frequency, and guard band of each resonator

Resonator (Rx)	Radius (mm)	Frequency (GHz)	Guard band (GHz)
R1 (length)	17.35	12.64	0.82
R2 (radius)	4	11.82	0.82
R3	4.6	9.93	1.89
R4	5.2	8.57	1.36
R5	5.8	7.47	1.1
R6	6.4	6.6	0.87
R7	7	5.86	0.74
R8	7.6	5.21	0.65
R9	8.2	4.68	0.53
R10	8.8	4.22	0.46
R11	9.4	3.81	0.41
R12	10	3.49	0.32
R13	10.6	3.17	0.32
R14	11.2	2.89	0.28
R15	11.8	2.64	0.25
R16	12.4	2.43	0.21
R17	13	2.3	0.13
R18	13.6	2.02	0.28

Les informations sont «codées» dans les différent fréquences de résonance.



“Two slots” et “Five slots”

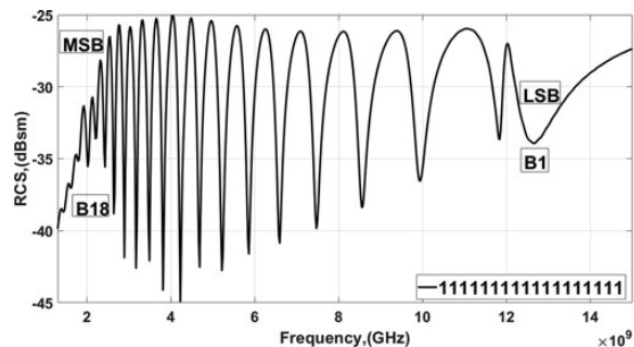


Fig. 6. 18-bit tag RCS response, bit (B1) corresponds to the resonator (R_1) and vice versa.

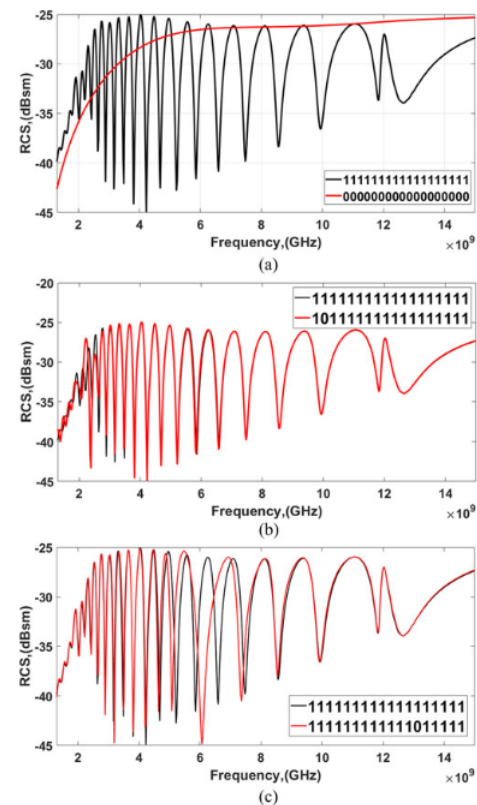
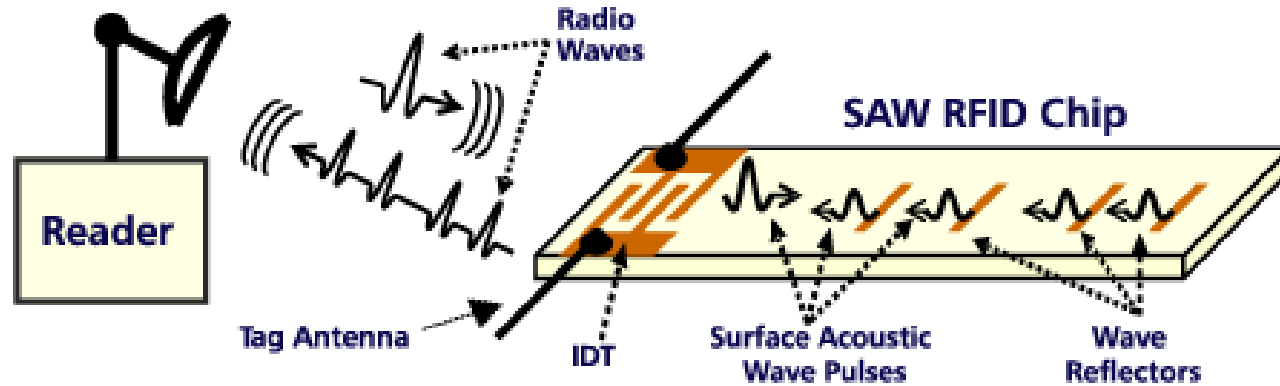


Fig. 7. Different data encoding with a minimum guard band of 0.17 GHz were achieved by removing: (a) all slots, (b) slot seventeenth, and (c) slot sixth.

3. Surface acoustic waves (SAW) :



Chipless RFID tags à ondes de surface acoustiques (SAW).

Le phénomène physique qui se trouve derrière ces tags est la piézoélectricité. Dans certains cristaux diélectriques (e.g., le niobate de lithium, LiNbO_3), l'application d'une contrainte mécanique produit une polarisation électrique et, inversement, un tel cristal subit une déformation mécanique lorsqu'un champ électrique est appliqué. Cette propriété est utilisée dans les tags SAW pour produire une sortie mécanique à partir d'une entrée électrique et vice versa. L'onde électromagnétique émise par le lecteur (typ. 2.45 GHz) est convertie, par l'antenne, en un champ électrique appliqué au transducteur électromécanique interdigité (IDT). La transduction entre le signal électrique et l'onde mécanique (acoustique) est réalisée par l'IDT, constitué de deux métaux entrelacés en forme de peigne déposées à la surface d'un substrat piézoélectrique. Les ondes acoustiques de surface sont 100000 fois plus lentes des ondes électromagnétiques. L'impulsion se propage ensuite le long de la surface du substrat piézoélectrique. L'impulsion SAW est partiellement réfléchiée et partiellement transmise par chacun des réflecteurs placés de façon précise sur la puce. Ces réflecteurs sont généralement constitués de bandes d'aluminium. Le codage est basé sur les positions des réflecteurs et donc sur les délais des impulsions réfléchies. Lorsque le train de SAWs réfléchi retourne à l'IDT, le signal acoustique est reconverti en forme électrique et retransmis par l'antenne sous forme d'onde électromagnétique. Le signal de réponse est alors détecté et décodé par le lecteur. Dans les tags SAW, une onde acoustique de surface est donc utilisée pour "lire" un «codes à barres» sous-micrométrique de réflecteurs convenablement disposés.