

# Mise en évidence des propriétés des capteurs à courants de Foucault pour la caractérisation de pièces électriquement conductrices

Pierre-Yves Joubert<sup>(1)</sup>, Eric Vourc'h<sup>(1)</sup>, Le Minh Quang<sup>(2)</sup>, Guillaume Hérault<sup>(1)</sup>  
[pierre-yves.joubert@satie.ens-cachan.fr](mailto:pierre-yves.joubert@satie.ens-cachan.fr)

<sup>(1)</sup>Département EEA, Ecole Normale Supérieure de Cachan

61 avenue du président Wilson 94230 Cachan

<sup>(2)</sup>Sciensoria, 7, rue Ravel, F-35170 BRUZ France

[info@sciensoria.fr](mailto:info@sciensoria.fr)

**RESUME :** Nous proposons une séance de travaux pratiques ayant pour sujet les capteurs à courants de Foucault (CF). Cette séance s'inscrit dans le cadre d'un Master 2 spécialisé dans les capteurs, la mesure et l'instrumentation. Elle permet d'illustrer les propriétés fondamentales des interactions entre un capteur CF et une cible, qui sont exploitées pour l'évaluation non destructive des structures et des matériaux électriquement conducteurs. La séance s'articule autour de l'étude et de l'usage d'un modèle d'interactions approché, analytique, et facilement implantable sous Matlab, puis de la mise en œuvre d'un capteur CF élémentaire associé à une instrumentation portable faible coût. A titre d'exemples, sont proposées tour à tour l'étude de l'effet de la distance capteur / cible, puis l'estimation de l'épaisseur ou de la conductivité de feuilles métalliques.

**Mots clés :** Capteur à courants de Foucault, modélisation analytique, simulations, mise en œuvre expérimentale, analyseur d'impédance portable, évaluation non-destructive, caractérisation de pièces métalliques.

## 1 INTRODUCTION

Les techniques d'évaluation non-destructive par courants de Foucault (CF) sont très largement exploitées dans le domaine industriel pour la caractérisation des matériaux électriquement conducteurs et le diagnostic des structures [1]. Leur principe repose sur l'analyse du couplage électromagnétique induit entre un « capteur » CF et le matériau à tester, appelée « cible », qui renseigne sur les propriétés électromagnétiques et/ou géométriques de cette dernière. La popularité des techniques CF repose sur leur facilité de mise en œuvre (sans contact, sans couplant), leur faible coût, et leur sensibilité aux propriétés de la cible [1,2].

Dans le cadre d'une unité d'enseignement de Master 2 portant sur les capteurs magnétiques et leurs applications, nous avons proposé en 2011 une séance de travaux pratiques (TP) destinée à mettre en évidence les propriétés du couplage capteur CF / cible, et montrer à travers quelques exemples, comment ces propriétés peuvent être exploitées à des fins d'évaluation non-destructive.

Les propriétés des interactions capteur CF / cible sont mises en évidence par la simulation et par l'expérimentation. Les simulations sont réalisées à l'aide d'un modèle de couplage capteur / cible reposant sur une analogie avec un transformateur chargé. Le modèle est implanté sous Matlab, et des simulations paramétriques permettent de mettre en évidence les propriétés qui sont exploitables pour caractériser une pièce métallique. La mise en œuvre expérimentale est réalisée à l'aide d'un capteur CF élémentaire associé à une instrumentation portable faible coût « Zscope » développée par Sciensoria. Celle-ci est connectable sur

port USB, et pilotable par un PC, à partir duquel les données sont traitées. La mise en œuvre du dispositif expérimental permet de vérifier la validité du modèle de couplage, puis d'évaluer l'épaisseur ou la conductivité d'une feuille métallique. L'article est organisé de la manière suivante. En section 2, nous présentons brièvement le principe des capteurs CF, le modèle simplifié de couplage capteur / cible, et les principales propriétés qui seront mises en évidence lors de la séance de TP. En section 3, nous présentons le dispositif expérimental exploité. Section 4, quelques manipulations simples permettant de valider le modèle et d'estimer l'épaisseur ou la conductivité électrique de feuilles métalliques sont proposées. Enfin, la conclusion offre quelques perspectives d'utilisation du même système instrumental pour un diagnostic plus élaboré d'une pièce métallique.

## 2 PRINCIPES DES CAPTEURS A COURANTS DE FOUCAULT

### 2.1 Généralités

La technique de CF consiste à « exciter » la pièce conductrice à tester à l'aide d'un champ magnétique variable dans le temps, généré par un circuit inductif émetteur (par exemple une bobine à air) placé à proximité de la cible (Figure 1). Ce champ d'excitation induit des courants dits « de Foucault » dans le matériau, dont la circulation dépend du couplage émetteur / cible, et des propriétés géométriques et électromagnétiques de la cible. D'après la loi de Lenz, ces courants génèrent à leur tour un champ magnétique « de réaction » qui s'oppose à la cause qui leur a donné naissance : il s'instaure un champ magnétique résultant dans l'environnement émetteur / cible, dont la mesure renseigne sur le couplage électromagnétique induit et,

par suite, sur les propriétés de la cible. Cette mesure peut être faite à l'aide d'un récepteur séparé (capteur de champ magnétique) placé à proximité immédiate de la cible, ou bien à travers l'impédance de l'émetteur, qui est affectée par le champ magnétique résultant [1]. Dans ce dernier cas, un unique bobinage tel que celui de la Figure 1 fait office à la fois d'émetteur et de récepteur. Il constitue un « capteur » CF élémentaire.

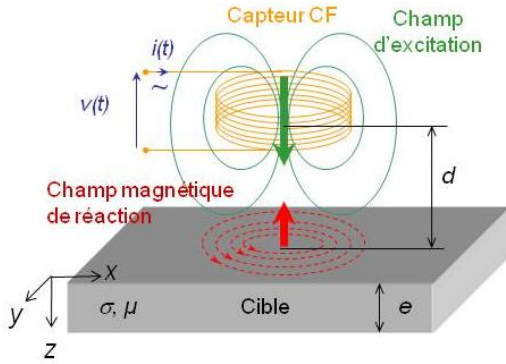


Figure 1. Capteur à courants de Foucault élémentaire, couplage avec une pièce métallique.

Le couplage électromagnétique capteur / cible est décrit par les équations de Maxwell [1]. Dans le cas d'une cible plane homogène excitée par une onde plane transverse en régime harmonique, la distribution de la densité  $J$  des CF dans le matériau est connue [2] : elle subit une atténuation (effet de peau) et un déphasage selon la profondeur  $z$  dans le matériau :

$$J(z,t) = J_0 e^{-z\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \cos(\omega t - z\sqrt{\pi f \mu \sigma}) \quad (1)$$

où  $J_0$  représente la densité des CF à la surface de la cible,  $\omega$  la pulsation,  $\sigma$  et  $\mu$  sont respectivement la conductivité électrique et la perméabilité magnétique de la cible. On caractérise généralement la profondeur de pénétration des CF dans la cible par l'épaisseur de peau  $\delta$  telle que [2] :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\sigma \mu \omega}}. \quad (2)$$

Il est toutefois difficile de remonter aux propriétés de la cible à partir de la mesure du couplage capteur / cible et des équations de Maxwell. Pour ce faire, il est cependant possible de recourir à l'utilisation d'un modèle d'interaction approché, tel que celui reposant sur une analogie avec un transformateur électrique.

## 2.2 Modèle du transformateur chargé

Dans le cas particulier d'un capteur couplé avec une cible plane, homogène, isotrope et de dimensions infinies dans le plan  $(x, y)$  (Figure 1), et sous l'hypothèse que l'onde émise par le capteur est plane et transverse, il existe un modèle simplifié du couplage capteur / cible. Ce modèle est construit par analogie avec un

transformateur chargé dans lequel le capteur constitue l'enroulement primaire du transformateur, et la cible l'enroulement secondaire chargé [1]. L'enroulement primaire (Figure 2) est constitué de l'impédance propre du capteur, qui comprend une résistance de bobinage  $R_0$  et d'une auto-inductance  $L_0$ . Cet enroulement est parcouru par le courant d'excitation  $i(t)$ . L'enroulement secondaire est parcouru par les CF induits dans la cible. Il est chargé par une inductance  $Z_2$  dont la valeur dépend des propriétés de la cible, et présente une inductance  $L_2$ , qui lie les CF circulant dans la cible à l'énergie magnétique induite [1]. Le coefficient  $k$  rend compte du couplage entre les deux « enroulements ». Ce couplage dépend uniquement de la distance  $d$  entre le capteur et la cible (Figure 1) : il est maximum ( $k = 1$ ) pour une distance nulle et décroît lorsque la distance augmente.

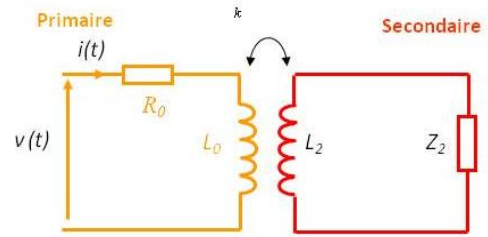


Figure 2. Transformateur chargé analogue à un capteur CF couplé à une cible.

A vide (capteur éloigné de la cible) l'impédance du capteur est donnée par :

$$Z_0 = R_0 + jX_0 \quad (3)$$

où  $X_0 = L_0 \omega$ . Lorsque le capteur est placé à proximité de la cible, son impédance devient :

$$Z_c = R_c + jX_c. \quad (4)$$

Dans l'étude du couplage capteur / cible, il est pratique de s'affranchir de la constitution propre du capteur (nombre de spires, résistance du fil...) et de l'accroissement de la réactance avec la fréquence. Pour ce faire on forme l'impédance normalisée :

$$Z_{cn} = R_{cn} + jX_{cn} \quad (5)$$

avec :

$$R_{cn} = (R_c - R_0)/X_0 \quad \text{et} \quad X_{cn} = X_c/X_0. \quad (6)$$

Compte tenu des hypothèses de travail, on montre [1,3] que l'expression de  $Z_{cn}$  (5) peut se mettre sous la forme :

$$Z_{cn} = j + \frac{k^2 L_2 \omega}{Z_2 + jL_2 \omega}$$

soit,

$$Z_{cn} = j + \frac{k^2 L_2 \omega}{\frac{\sqrt{j\omega\sigma\mu}}{\tanh(e\sqrt{j\omega\sigma\mu})} + j\sigma L_2 \omega} \quad (7)$$

Cette relation dépend de la distance capteur / cible  $d$  (à travers le couplage  $k$ ), des propriétés électromagnétiques ( $\sigma, \mu$ ) et de l'épaisseur  $e$  de la cible. Elle est aisément implantable sous Matlab.

### 2.3 Diagramme d'impédance normalisée

On étudie généralement les propriétés du couplage capteur / cible à partir du tracé de l'impédance normalisée en fonction de la fréquence, dans le plan d'impédance complexe ( $X_{cn}, R_{cn}$ ). Ce tracé constitue le diagramme d'impédance normalisée (DIN) [3,4,5]. Dans le cadre de cette séance de TP, nous proposons de tracer les DIN dans quelques configurations à l'aide du modèle d'interaction de la relation (7). Nous considérons un capteur CF fortement couplé ( $k = 0,98$ ) à une cible d'alliage d'aluminium ( $\sigma = 18 \text{ MS.m}^{-1}$  et  $\mu = 4\pi.10^{-7} \text{ H.m}^{-1}$ ) présentant une épaisseur  $e$  variant entre  $10 \mu\text{m}$  et  $5 \text{ cm}$ . Nous choisissons arbitrairement  $L_2 = 1 \text{ nH}$ , la valeur de cette inductance pouvant être considérée comme indépendante des propriétés de la cible et de la fréquence [3]. Les DIN obtenus dans ces conditions et pour des fréquences allant de quelques Hz à quelques dizaines de MHz, sont présentés Figure 3. Dans le TP, on demande de s'intéresser en particulier aux cas des cibles fines, semi-infinies, et quelconques.

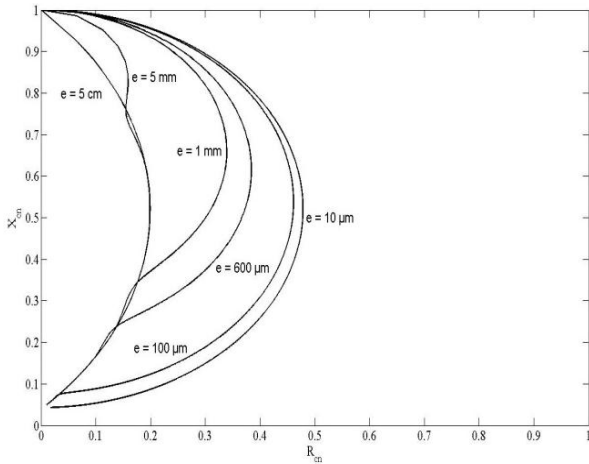


Figure 3. Diagrammes d'impédances normalisées

#### 2.3.1 Cas d'une cible fine

Dans le cas d'une cible fine, c'est-à-dire pour laquelle  $e \ll \delta$ , on montre [1] que la relation (7) devient :

$$Z_{cn} \approx j + \frac{k^2 e \sigma L_2 \omega}{1 + j e \sigma L_2 \omega} \quad (8)$$

En conséquence, le DIN est un cercle de centre  $(0, 1 - \frac{k^2}{2})$  et de rayon  $(\frac{k^2}{2})$ . C'est le cas du DIN cor-

respondant à la cible d'épaisseur  $10 \mu\text{m}$  (Figure 3). Pour des valeurs de  $L_2$  et  $k$  constantes, le lieu des points du DIN est alors fonction du produit  $e\sigma\omega$  où  $f = \omega/2\pi$  désigne la fréquence des CF.

#### 2.3.2 Cas d'une cible semi-infinie

Pour une cible semi-infinie, dont l'épaisseur est telle que  $e \gg \delta$ , la relation (7) devient [1] :

$$Z_{cn} \approx j + \frac{k^2 L_2 \sqrt{\frac{2\sigma\omega}{\mu}}}{1 + j(1 + L_2 \sqrt{\frac{2\sigma\omega}{\mu}})} \quad (9)$$

En conséquence, le lieu des points du DIN forme un cercle de centre  $(-\frac{k^2}{2}, 1 - \frac{k^2}{2})$  et de rayon  $(\frac{k^2}{\sqrt{2}})$ . C'est le cas par exemple du DIN correspondant à la cible d'épaisseur  $5 \text{ cm}$  de la Figure 3. Pour des valeurs de  $L_2$  et  $k$  constantes, le lieu des points du DIN est cette fonction du produit  $\sigma\omega$ .

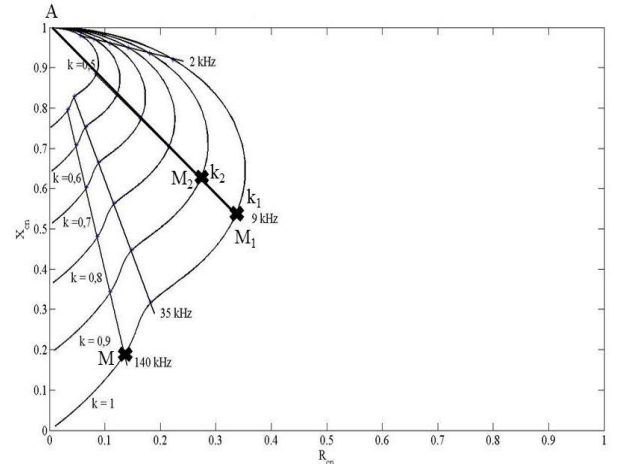


Figure 4. Influence du couplage capteur / cible  $k$

#### 2.3.3 Cas d'une cible d'épaisseur quelconque

Pour une cible d'épaisseur quelconque, c'est-à-dire pour laquelle on passe progressivement de la situation  $e \ll \delta$  à la situation  $e \gg \delta$  en fonction de la fréquence utilisée, le lieu des points passe progressivement du cercle des cibles fines à celui des cibles semi-infinies. C'est le cas des DIN correspondant aux épaisseurs  $e = 100 \mu\text{m}$  à  $e = 5 \text{ mm}$  de la Figure 3.

#### 2.4 Effet des variations de couplage

Pour une cible d'épaisseur donnée, on montre que le vecteur d'origine A  $(0, 1)$  et d'extrémité M  $(R_{cn}, X_{cn})$ , point courant du DIN, est donné par [3] :

$$\overline{AM} = 1 - Z_{cn} = k^2 L_2 \omega \frac{\Re(Z_2) - j(\Im(Z_2) + L_2 \omega)}{|Z_2 + jL_2 \omega|^2} \quad (10)$$

où  $\Re(\cdot)$  et  $\Im(\cdot)$  désignent respectivement les opérateurs partie réelle et partie imaginaire. Ni l'impédance  $Z_2$  ni

l'inductance  $L_2$  ne dépendent de  $k$ . Ainsi, pour une fréquence donnée, le lieu des points M suit une droite passant par A lorsque  $k$  varie (Figure 4). On en déduit la loi des similitudes [5], pour deux valeurs de couplage différentes  $k_1$  et  $k_2$ :

$$\frac{\overline{AM_1}}{\overline{AM_2}} = \frac{k_1^2}{k_2^2} \quad (11)$$

dont on conclue que, toutes choses par ailleurs égales, une variation de  $k$  induit une homothétie de centre A des DIN. Cette propriété est facilement mise en évidence à l'aide de simulations paramétriques exploitant le modèle de la relation (7), comme le montre les résultats de la Figure 4 obtenus pour une cible d'aluminium d'épaisseur  $e = 1$  mm. Cette propriété est exploitée en pratique par exemple pour estimer la distance capteur / cible ou l'épaisseur d'un revêtement isolant (peinture, etc.) [5].

### 3 DISPOSITIF EXPERIMENTAL DU TP

Les propriétés du couplage capteur / cible présentées ci-dessus, et illustrées à l'aide du modèle « transformateur chargé » (7) sont également mises en évidence de manière pratique à l'aide d'un capteur CF élémentaire, et d'une instrumentation portable.

#### 3.1 Le capteur à courants de Foucault

Le capteur CF utilisé est constitué d'une bobine unique de 175 spires, intégrées dans un pot de ferrite de forte perméabilité magnétique destiné à focaliser les lignes de champ et maximiser le couplage capteur / cible [4]. Le capteur présente un diamètre externe de 11 mm, une résistance  $R_0 = 4,4 \Omega$ , une inductance propre  $L_0 = 650 \mu\text{H}$ , et une fréquence de résonance de 1,5 MHz.

#### 3.2 L'analyseur d'impédance portable Zscope

Afin de mesurer l'impédance complexe du capteur couplé à la cible, nous avons choisi d'exploiter un analyseur d'impédance faible coût, afin d'équiper huit postes de TP<sup>1</sup>. Cet analyseur est un Zscope, développé par la société Sciensoria, dont le principe de mesure repose sur une détection synchrone numérique de fréquence ajustable et dont la plage de fonctionnement s'étend de quelques Hz à quelques centaines de kHz. L'analyseur Z-scope repose sur un circuit FPGA, un port de communication USB et deux ports analogiques (Figure 5). Le premier port analogique est un port d'excitation, capable d'alimenter le capteur par une excitation sinusoïdale de tension et de fréquence ajustables. Ce port est piloté par un cœur de synthèse de fréquences numérique directe (DDS), qui alimente le capteur à travers un amplificateur analogique. Le second port est un port de mesure, qui grâce à une détection synchrone numérique réalisée à l'aide d'une transformée de Fourier rapide, permet d'extraire les parties réelles et imaginaires de la tension complexe présentée à ces bornes, par rapport à la tension de référence générée par le cœur DDS. On remonte à l'impédance complexe du capteur via une étape de calibration en module et en phase opérée sur un dipôle d'impédance connue [6].

Grâce à au logiciel d'interfaçage WinEC [6], il est possible d'observer en temps réel l'impédance du capteur en fonction de la fréquence, ou encore le DIN dans le plan complexe, après une mesure préalable de l'impédance du capteur à vide.

<sup>1</sup> Le financement correspondant à 8 postes Zscope a été obtenu dans le cadre d'un « Bonus Qualité Enseignement », attribué par l'ENS de Cachan au département EEA en 2010.

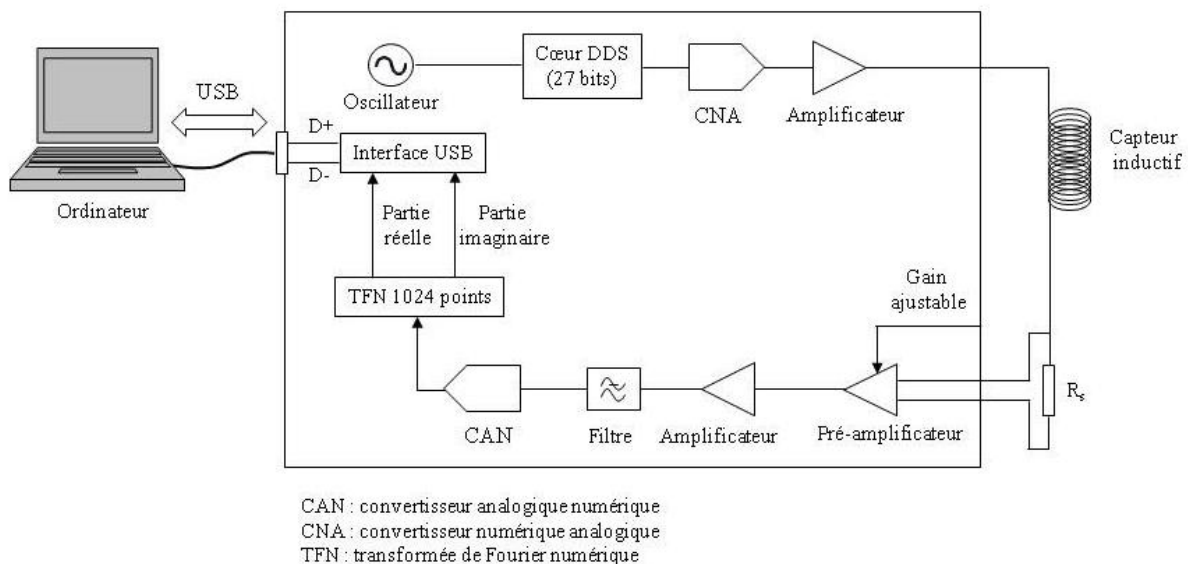


Figure 5. Architecture interne de l'analyseur Zscope.

Les données acquises sont exportables sous différents formats afin d'être traitées par exemple sous Matlab.

#### 4 MISE EN EVIDENCE EXPERIMENTALE DES PROPRIETES D'UN CAPTEUR CF

Le système expérimental présenté en section 3 est utilisé ici pour illustrer de manière pratique les propriétés des capteurs CF présentées en section 2. Pour ce faire, nous proposons dans le TP d'observer l'influence de la distance capteur / cible sur le couplage, puis l'estimation de l'épaisseur et de la conductivité de feuilles métalliques.

##### 4.1 Influence de la distance capteur / cible sur le couplage.

Afin d'illustrer l'effet de la distance capteur / cible sur le couplage, nous proposons de mesurer l'impédance normalisée du capteur couplé à une feuille de cuivre de  $50 \mu\text{m}$  d'épaisseur, pour différentes distance  $d$  variant de  $80 \mu\text{m}$  à  $320 \mu\text{m}$ . Ces distances sont obtenues en insérant successivement des feuilles de papiers entre le capteur et la cible.

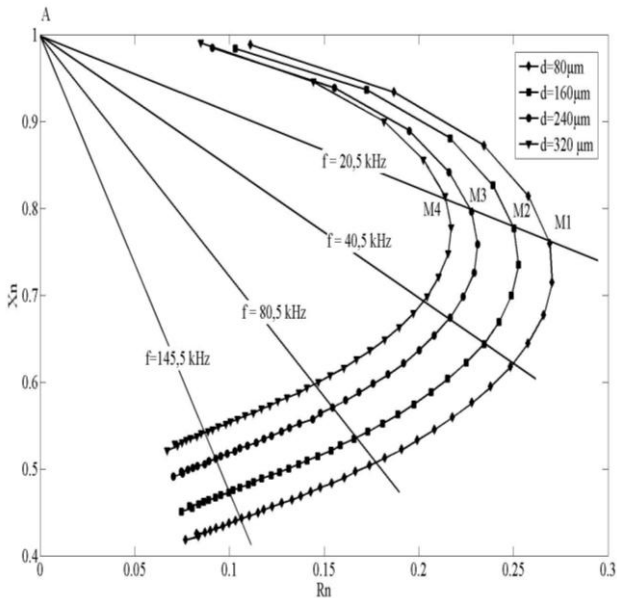


Figure 6. Influence de l'effet de la distance capteur / cible sur le diagramme d'impédance normalisé

Les DIN obtenus pour des fréquences s'étalant de 500 Hz à 200,5 kHz sont représentés Figure 6. On retrouve ici qualitativement la loi de similitude évoquée au paragraphe 2.4, ce qui confirme que la distance influe directement sur le couplage capteur / cible. Une étude quantitative pourrait être menée pour vérifier la loi (11), à partir de la mesure des segments  $\|\overline{AM}_i\|$  et des couplages  $k_i$  associés, dans le plan d'impédance normalisée, pour différentes distances  $d_i$ .

##### 4.2 Détermination de l'épaisseur d'un film conducteur fin.

Le second exemple pratique est relatif à la détermination de l'épaisseur d'un film métallique à partir d'un film de référence. Nous proposons ici de considérer un film d'aluminium culinaire d'épaisseur  $e_1 = 12 \mu\text{m}$ . La mise en œuvre du capteur CF permet d'obtenir le DIN expérimental de la Figure 7 (trait gras) pour une gamme de fréquence s'étalant de 5 kHz à 100 kHz. L'expérience est renouvelée pour un film d'épaisseur  $e_2 = 24 \mu\text{m}$  prétendument inconnue, et l'on constate que le nouveau DIN (trait grisé) se superpose au premier, à un décalage en fréquence près.

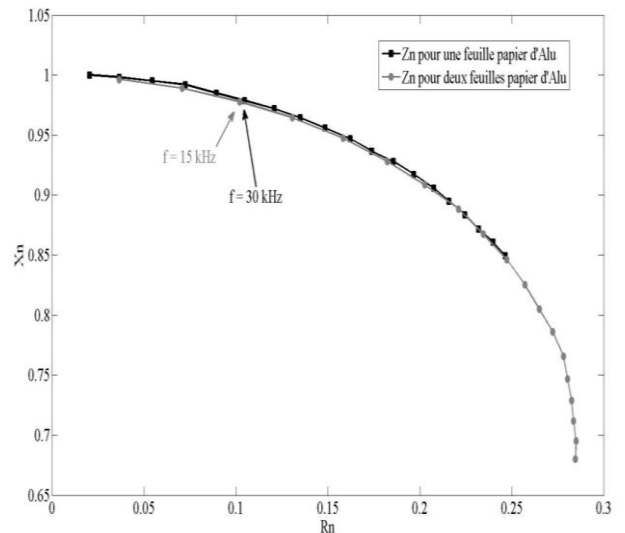


Figure 7. Diagrammes d'impédance normalisées pour deux feuilles d'aluminium d'épaisseurs  $12 \mu\text{m}$  et  $24 \mu\text{m}$

En effet, considérons les deux points superposés indiqués Figure 7. Ceux-ci présentent la même impédance  $Z_{cn}$ , toutefois le premier est obtenu à  $f_1 = 30 \text{ kHz}$  (film d'épaisseur  $e_1$ ) et le second à  $f_2 = 15 \text{ kHz}$  (film d'épaisseur  $e_2$ ). On considère ici que la configuration étudiée correspond à celle d'un film métallique fin, telle qu'évoquée au paragraphe 2.3.1, c'est-à-dire :

- $e_1 = 2 \mu\text{m} \ll \delta = 500 \mu\text{m}$  à  $f_1 = 30 \text{ kHz}$ ,
- $e_2 = 24 \mu\text{m} \ll \delta = 700 \mu\text{m}$ , à  $f_2 = 15 \text{ kHz}$ .

En se souvenant que dans ce cas de figure le lieu des points du DIN est une fonction du produit  $e\sigma f$ , il vient pour ces deux points :

$$e_1 f_1 \sigma = e_2 f_2 \sigma, \quad (12)$$

ce qui conduit à l'estimation  $\hat{e}_2$  de l'épaisseur  $e_2$  suivante :  $\hat{e}_2 = e_1 f_1 / f_2 = 2e_1 = 24 \mu\text{m}$ .

##### 4.3 Détermination de la conductivité d'un film conducteur.

Une mise en œuvre analogue est proposée durant la séance de TP pour estimer la conductivité d'une plaque

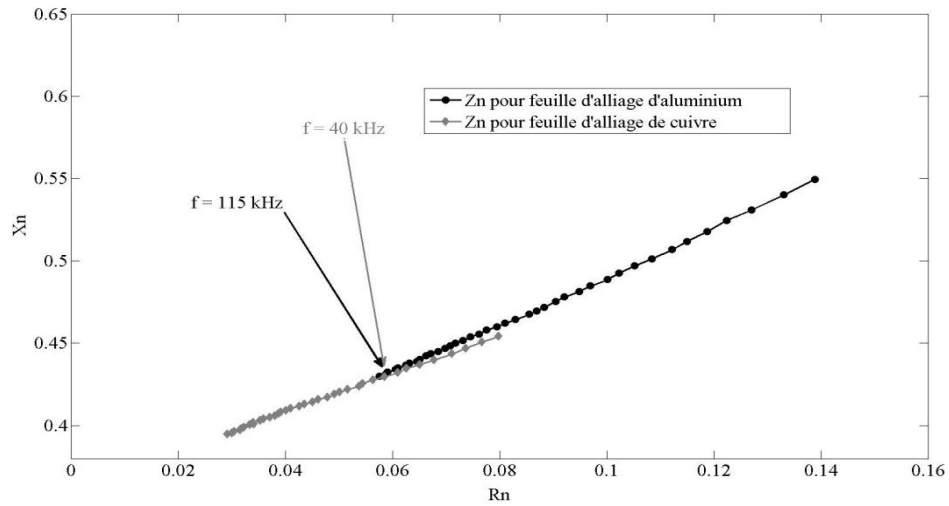


Figure 8. Diagrammes d'impédances normalisées pour deux plaques métalliques d'alliage de cuivre et d'aluminium

de cuivre d'épaisseur  $e_{Cu} = 1 \text{ mm}$  et de conductivité prétendument inconnue  $\sigma_{Cu} = 57 \text{ MS.m}^{-1}$ , à partir d'une plaque d'alliage d'aluminium connue ( $e_{Al} = 1,5 \text{ mm}$ ,  $\sigma_{Al} = 18 \text{ MS.m}^{-1}$ ). On se place ici dans le cas d'une cible d'épaisseur forte devant l'épaisseur de peau, pour laquelle le DIN est une fonction du produit  $\sigma f$ , selon l'étude présentée paragraphe 2.3.2. On met en œuvre le capteur instrumenté sur chacune des deux plaques afin de tracer expérimentalement les DIN correspondants dans la gamme de fréquences qui s'étend de 20 kHz à 120 kHz. On considère les deux points superposés d'impédances identiques, matérialisés Figure 8 (à  $f_{Cu} = 40 \text{ kHz}$  sur le DIN du cuivre et à  $f_{Al} = 115 \text{ kHz}$  sur le DIN de l'aluminium). L'estimation de la conductivité de la plaque de cuivre est alors donnée par :

$$\hat{\sigma}_{Cu} = \sigma_{Al} f_{Al} / f_{Cu} = 51,7 \text{ MS.m}^{-1}.$$

On constate ici que l'estimation présente une erreur de l'ordre de 9%. Celle-ci peut être attribuée en premier lieu à la piètre planéité de la plaque de cuivre utilisée, qui engendre une modification du couplage entre les deux acquisitions. D'autre part, l'hypothèse de cible épaisse devant l'épaisseur de peau n'est que faiblement vérifiée dans la configuration choisie. En effet, ici :

- $e_{Cu} = 1 \text{ mm} > \delta_{Cu} = 0,31 \text{ mm}$ , à  $f_{Cu} = 40 \text{ kHz}$ ,
- $e_{Al} = 1,5 \text{ mm} > \delta_{Al} = 0,35 \text{ mm}$ , à  $f_{Al} = 115 \text{ kHz}$ .

## 5. CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce papier une séance de TP permettant de mettre en évidence analytiquement et expérimentalement les propriétés des capteurs à courants de Foucault pour la caractérisation non destructive de pièces électriquement conductrices. L'ensemble des manipulations proposées permet d'illustrer le cours portant sur les propriétés fondamentales des capteurs

CF, de manière concrète et sans difficulté pratique. A court terme, pour approfondir la connaissance de l'usage des capteurs CF, nous développerons un exemple d'estimation quantitative : celui de l'estimation de la distance capteur / cible. Cette estimation pourra être réalisée en construisant un modèle comportemental expérimental, puis en inversant ce modèle. Enfin, nous développerons une séance de TP dédiée à la détection et la caractérisation de défauts dans les matériaux et les structures (fissures, inclusions, corrosion...), qui constituent un enjeu considérable dans le domaine de l'évaluation non destructive industrielle [1,5]. En effet, le système Zscope permet de visualiser en temps réel les variations de l'impédance du capteur dans le plan complexe, ce qui rend immédiate la visualisation des défauts dans les structures inspectées. Par ailleurs, un modèle comportemental pourra également être proposé afin de caractériser les défauts observés.

## Bibliographie

- [1] H.L. Libby, *Introduction to Electromagnetic Nondestructive Test Methods*, Wiley, New York, 1971.
- [2] M. WANIN, « Évaluation non destructive de la qualité des matériaux », *Partie 2, Techniques de l'Ingénieur, M4131*.
- [3] Y. Le Bihan, "Study on the transformer equivalent circuit of eddy current nondestructive evaluation", *NDT&E Int. 36 (2003) 297-302*.
- [4] S. Vernon, "The Universal Impedance Diagram Of a Ferrite Pot Core Eddy Current transducer", *IEEE Transactions on magnetics, Vol. 35, N°3, May 1989*.
- [5] M. Perdrix, « Principe du contrôle non destructif par courants de Foucault », *CAST, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon*.
- [6] Sciensoaria, *Manuel d'utilisation de l'analyseur d'impédance Zscope et du logiciel associé WinEC, 2008*.