



HAL
open science

Modélisation d'une structure multicapteur à courants de Foucault destinée à l'analyse de profil

P. Aknin, F. Monteil, D. Placko

► **To cite this version:**

P. Aknin, F. Monteil, D. Placko. Modélisation d'une structure multicapteur à courants de Foucault destinée à l'analyse de profil. *Revue de Physique Appliquée*, 1989, 24 (2), pp.227-242. 10.1051/rphysap:01989002402022700 . jpa-00246045

HAL Id: jpa-00246045

<https://hal.science/jpa-00246045>

Submitted on 4 Feb 2008

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Classification
 Physics Abstracts
 06.30C — 07.55

Modélisation d'une structure multicapteur à courants de Foucault destinée à l'analyse de profil

P. Aknin, F. Monteil et D. Placko

L.E.S.I.R., E.N.S. Cachan, 61 avenue du Président Wilson, 94230 Cachan, France

(Reçu le 27 juin 1988, révisé le 6 octobre 1988, accepté le 28 octobre 1988)

Résumé. — Cet article présente une structure originale de capteurs à courants de Foucault dont l'association en ligne permet d'envisager pour cette technologie, de nouvelles applications en métrologie et en relevé de profils. La présentation d'un modèle physique et son utilisation lors de phases de « déconvolution » de l'image sont ensuite illustrées par quelques exemples d'applications industrielles en robotique.

Abstract. — This paper deals with original eddy current sensors set in a linear structure, leading the way to new metrology and profilometry applications. A physical model is being presented, giving good results in sensors image « deconvolution ». Interests of this system are demonstrated through some examples in robotic industry.

1. Introduction.

Dans son principe le capteur à courants de Foucault (C.C.F.) mesure les paramètres caractéristiques d'un circuit magnétique ouvert, parcouru par un flux magnétique alternatif.

L'approche d'un matériau conducteur dans la zone d'émission du flux magnétique se traduit par l'apparition de nappes de courants dans le matériau, elles-mêmes génératrices d'un champ magnétique. La conjonction des deux sources entraîne une nouvelle répartition des lignes de champ, qui se traduit par une modification de la réductance au niveau du capteur, décelable grâce à un bobinage de mesure placé sur le circuit ou plus simplement par la variation d'impédance du bobinage d'excitation chargé de générer le flux.

Si la fréquence choisie est suffisamment élevée pour assurer une faible pénétration du champ dans le matériau en regard (épaisseur de peau), il est alors possible d'obtenir avec ce capteur des informations peu sensibles à la nature même des matériaux [1].

La détection binaire de proximité a longtemps constitué le principal domaine d'utilisation des C.C.F., générant de nombreuses applications en automatismes industriels (butées de machines-outils, détecteur de passage de pièce, générateur d'impulsions au passage de dents pour asservissement de vitesse ou de position, etc.).

De nouveaux domaines d'application de ce principe sont rendus accessibles grâce à l'utilisation de techniques numériques en traitement du signal, et concernent la mesure de distance (quelques cm).

Depuis plusieurs années, le L.E.S.I.R. oriente ses recherches dans cette voie, et développe en particulier des proximètres répondant aux besoins plus sophistiqués liées à la robotique industrielle [2].

Dans ce domaine, la précision de la tâche effectuée est intimement couplée à celles des capteurs situés en bout de bras chargés de donner les informations locales au système de contrôle.

Il existe de nombreux systèmes proximétriques sans contact, à infrarouge (triangulation laser), caméra CCD [3], mais peu d'entre eux possèdent des qualités de robustesse tout en conservant un encombrement raisonnable vis-à-vis de leur portée.

Le capteur à courants de Foucault répond aux critères de robustesse. Il présente sous un faible encombrement et poids, les qualités d'un organe proximétrique terminal de robot, pour des applications de guidage en soudure, détection de joints, fissures, mesure de distance, ébavurage.

Toutefois, l'utilisation d'un seul capteur dans de telles applications est souvent insuffisante, car l'obtention de l'image d'une pièce nécessite un organe de balayage mécanique. Une solution consiste alors à associer en matrice plusieurs capteurs élémentaires pour former un « multicapteur » [6].

L'image brute d'un profil est alors obtenue par multiplexage des informations issues de chaque élément. C'est une telle structure que nous présentons dans cet article.

Au cours du prochain paragraphe seront détaillés les principes adoptés pour la conception du capteur et du système de traitement des données.

Les problèmes qui apparaissent lors de son utilisation sont liés en particulier aux non-linéarités, aux dérives et aux perturbations extérieures ainsi qu'au manque de résolution latérale de chaque capteur. Ce dernier point prend une importance croissante quand la distance capteur-profil augmente et s'explique en considérant que les lignes de champ magnétique émises s'épanouissent dans le volume qui leur est offert. Le capteur « perçoit » alors tout objet métallique susceptible de modifier le trajet de ces lignes de champ.

L'image fournie par le proximètre est donc « adoucie » par rapport au profil réel, d'autant plus que la distance considérée augmente.

L'analyse de ce phénomène, menée au paragraphe 3, fournit un modèle des relations profil-image. La dernière partie de cet exposé présente, par le biais de quelques applications, les méthodes retenues pour l'exploitation de ce modèle et des données capteur.

2. Description.

2.1 PRINCIPE DE LA MESURE. — La figure 1 présente le principe de la mesure.

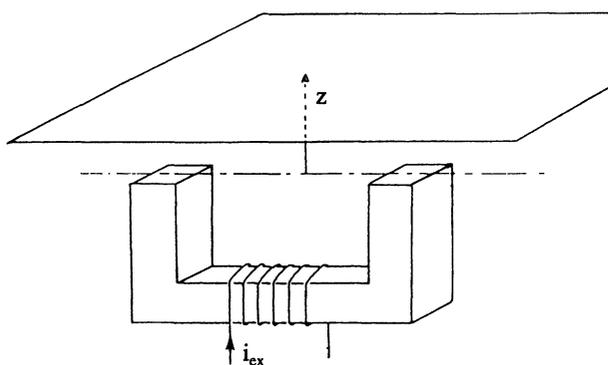


Fig. 1. — Capteur à courants de Foucault élémentaire.

[Eddy current sensor configuration.]

Un circuit magnétique (ferrite) ouvert sur lequel est bobiné un enroulement d'excitation est placé en face d'un matériau conducteur plan à une distance z .

Supposons le bobinage (M spires) alimenté à courant i_{ex} de module constant :

$$i_{ex} = I_{ex} \sin \omega t . \quad (1)$$

Le champ H créé est la somme du champ H_0 qui serait créé par la bobine seule et du champ H_z créé par les courants de Foucault i_z générés dans la plaque, d'où la relation :

$$Mi_{ex} = \oint H \cdot dl = \oint H_0 dl + \oint H_z dl . \quad (2)$$

Ce qu'il est possible d'écrire :

$$Mi_{ex} = \Phi \left(\frac{1}{\Phi} \oint H_0 dl + \frac{1}{\Phi} \oint H_z dl \right) .$$

Appelons \mathcal{R}_0 la réductance complexe du trajet (capteur + vide) sans profil en regard, et \mathcal{R}_z la modification de cette réductance apportée par la présence du profil. Il apparaît :

$$Mi_{ex} = \Phi (\mathcal{R}_0 + \mathcal{R}_z) . \quad (3)$$

La tension U observable peut alors s'exprimer par :

$$U = jM 2 \pi f \Phi = j \frac{M^2 2 \pi f i_{ex}}{(\mathcal{R}_0 + \mathcal{R}_z)} = j \frac{M^2 2 \pi f i_{ex}}{\mathcal{R}} \quad (4)$$

\mathcal{R} représentant la réductance complexe globale du circuit magnétique.

En l'absence de pertes, les courants H_0 et H_z seraient en quadrature avec U . Pour un matériau de conductivité finie, il existe des pertes par courants de Foucault qui se traduisent par l'apparition d'une composante de i_z en phase avec la tension : la réductance \mathcal{R}_z est alors complexe. Si la pénétration du champ dans le métal est importante, il y aura également une modification de la composante en quadrature de i_z .

On en déduit que la mesure de distance sera indépendante de la nature du métal, de sa température, etc., si :

- on utilise une fréquence d'alimentation telle que l'épaisseur de peau soit négligeable ;
- on mesure uniquement la composante en quadrature de la tension observée à l'aide d'une détection synchrone [5].

Dans la suite de l'exposé nous supposerons ces hypothèses vérifiées.

2.2 STRUCTURE DU CAPTEUR. — La conception du capteur doit être menée avec le souci de respecter les critères suivants :

- insensibilité la plus grande aux dérives ainsi qu'aux contraintes mécaniques, thermiques et aux perturbations électromagnétiques externes (présence d'un arc électrique) ;
- rapport portée/encombrement optimal ;
- réduction du nombre de connexions externes.

Les solutions proposées sont les suivantes [5] :

— réaliser une mesure différentielle pour permettre une réjection importante des dérives ;

— disposer un blindage électromagnétique autour du circuit magnétique pour :

- canaliser le flux du capteur de manière à augmenter sa portée et minimiser ses fuites ;
- protéger le capteur des parasites divers ;
- donner une rigidité mécanique et assurer la protection thermique de l'ensemble.

La figure 2 donne un exemple de réalisation.

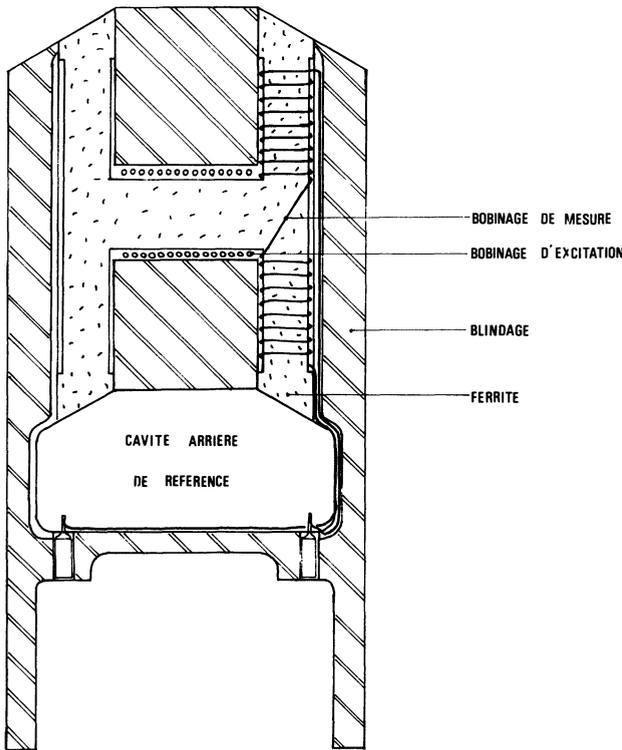


Fig. 2. — Circuit magnétique bobiné et son blindage.

[In shield differential magnetic core.]

La différence de potentiel magnétique due au bobinage d'excitation parcouru par i_{ex} (M spires) génère un flux externe Φ_e et un flux Φ_R circulant dans une cavité de référence. Appelons \mathcal{R}_e et \mathcal{R}_R les réluctances qui leur sont associées.

L'information est prélevée grâce à un bobinage différentiel (N spires) disposé sur les branches du H et qui donne une image du décalage des flux :

$$v_m = j\omega N (\Phi_e - \Phi_R) \tag{5}$$

avec :

$$\Phi_e = \frac{M \cdot i_{ex}}{\mathcal{R}_e} \quad \text{et} \quad \Phi_R = \frac{M \cdot i_{ex}}{\mathcal{R}_R} \tag{6}$$

(5) devient :

$$v_m = jNM\omega i_{ex} \left(\frac{1}{\mathcal{R}_e} - \frac{1}{\mathcal{R}_R} \right) \tag{7}$$

Rappelons que \mathcal{R}_e peut s'écrire :

$$\mathcal{R}_e = \mathcal{R}_0 + \mathcal{R}_z$$

\mathcal{R}_z étant le terme variable, v_m devient :

$$v_m = jNM\omega i_{ex} \left(\frac{1}{\mathcal{R}_0 + \mathcal{R}_z} - \frac{1}{\mathcal{R}_R} \right) \tag{8}$$

La sensibilité du capteur décroît très rapidement lorsque la distance à détecteur (z) augmente. C'est donc pour des distances élevées que la présence de dérives et de parasites risquent de produire une erreur de mesure importante. Il paraît alors logique de concevoir la cavité de référence de telle sorte que la réluctance \mathcal{R}_R soit égale à celle de la partie avant, tôle à l'infini :

$$\mathcal{R}_e(z = \infty) = \mathcal{R}_R = \mathcal{R}_0 \tag{9}$$

Dans ces conditions, le capteur présentera une tension nulle si son espace de perception est libre.

La tension mesurée s'écrit alors :

$$v_m = \frac{jNM\omega i_{ex}}{\mathcal{R}_0} \left(\frac{\mathcal{R}_z}{\mathcal{R}_0 + \mathcal{R}_z} \right) \tag{10}$$

L'allure de la composante en quadrature de V_m est présenté figure 3 en fonction de la distance z , pour un circuit magnétique possédant une largeur $2a$ de 24 mm.

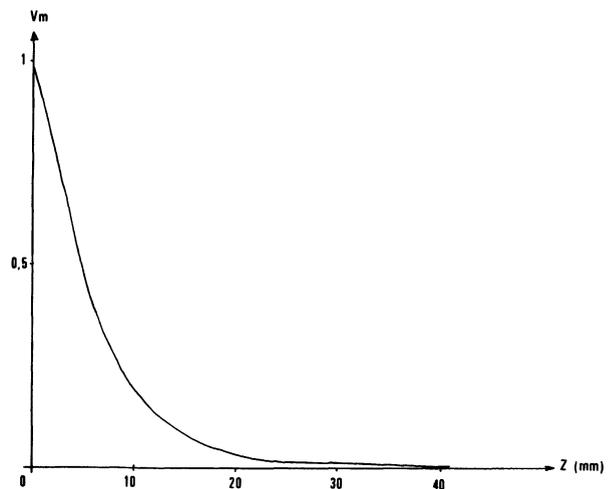


Fig. 3. — Composante réactive du signal de sortie V_m .

[Reactive component of output voltage V_m .]

Remarquons que cette disposition particulière permet de diminuer partiellement la forte non-linéa-

rité du terme R_z (qui varie de R_0 lorsque z tend vers l'infini à une quantité très grande devant R_0 lorsque z tend vers 0) ; la dynamique de variation du signal V_m est en effet ramenée à $V_{max} = N M i_{ex} / R_0$.

2.3 STRUCTURE DU MULTICAPTEUR. — L'association en ligne des capteurs modifie sensiblement leurs caractéristiques. Nous avons choisi d'exciter simultanément, en phase, tous les capteurs. La conséquence est une amélioration notable de la portée.

En effet, à une certaine distance du capteur, le champ est équivalent à celui qui serait créé par un circuit magnétique monobloc, et peut alors être estimé par un modèle à deux dimensions pour lequel la décroissance en z est moins rapide.

La figure 4 présente une vue éclatée du dispositif.

On reconnaît le circuit magnétique en H (1), les bobinages d'excitation (2) et de mesure (3). Une partie de l'électronique de prétraitement est insérée à l'unité sensible (4) : elle comprend le multiplexage des tensions capteurs et les amplificateurs de lignes, pour obtenir une transmission optimale des données et réduire le nombre de connexions.

La protection thermique et le refroidissement du capteur sont obtenus grâce à une coquille en matériau céramique de 3 mm d'épaisseur (5), et un circuit de ventilation forcée (6). Ces différents points ne dégradent pas l'aspect « compact » du capteur qui conserve des dimensions raisonnables ($63 \times 120 \times 40$ mm pour un multicapteur 8 éléments) pour une portée maximale de 40 mm-50 mm.

Divers essais ont été effectués et montrent que ce dispositif est particulièrement adapté au guidage

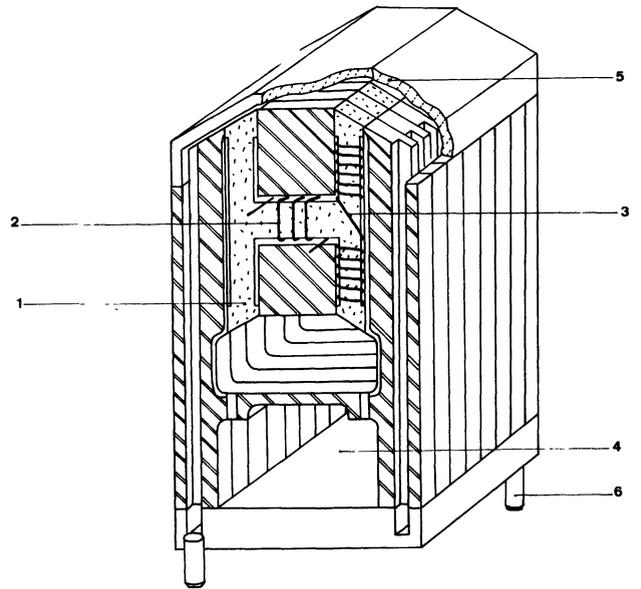


Fig. 4. — Vue éclatée du multicapteur.

[Overall view of multisensor.]

d'un robot de soudage à l'arc, opération au cours de laquelle le capteur est plongé dans un milieu fortement perturbé tant sur le plan thermique qu'au niveau des parasites électromagnétiques émis par la torche.

2.4 PRINCIPE DE L'ÉLECTRONIQUE DE TRAITEMENT DES DONNÉES. — La chaîne de traitement des informations est présentée figure 5.

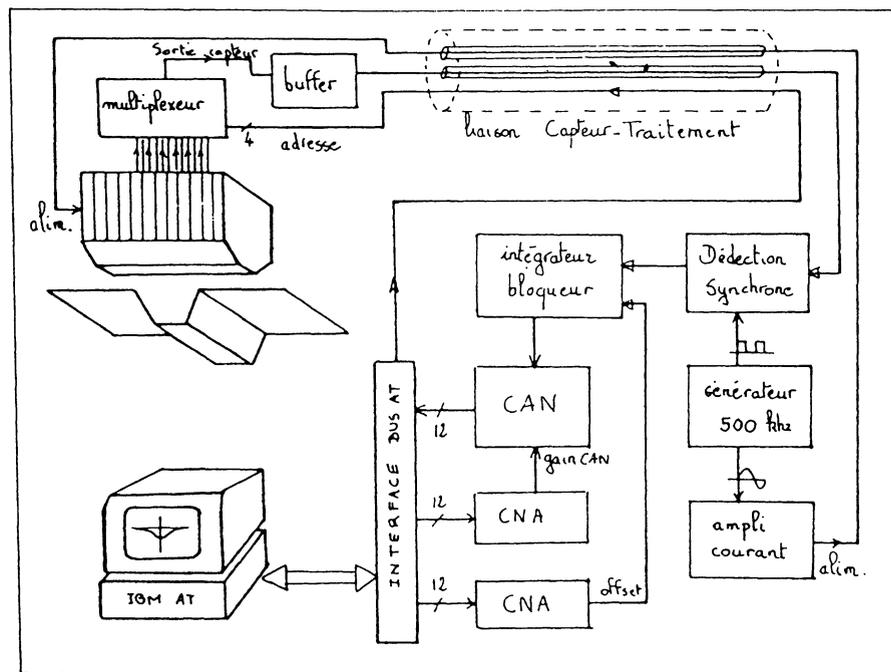


Fig. 5. — Schéma synoptique de l'électronique.

[Electronic circuit.]

Une chaîne d'asservissement non représentée ici, maintient constante l'amplitude du flux arrière par la mesure de V_R , réalisant ainsi une excitation à différence de potentiel magnétique constante.

Cet ensemble analogique est suivi d'une partie numérique, pilotée par un micro-ordinateur. Le rôle de ce sous-ensemble se décompose en plusieurs tâches :

- gestion globale du dispositif ;
- correction des informations capteur par un réglage d'offset et de gain, pour compenser les disparités entre les éléments ;
- linéarisation et exploitation des données obtenues.

2.5 IMAGES OBTENUES SANS TRAITEMENT.

2.5.1 Courbes de linéarisation. — Après conversion analogique numérique (12 bits) du signal électrique V_m , deux corrections primaires d'offset et de gain permettent de rendre relativement comparables les mesures brutes issues des différents capteurs élémentaires :

— le réglage d'offset compense les déséquilibres résiduels de chaque élément, un plan conducteur étant placé à une distance voisine de la portée maximale ;

— le réglage de gain ajuste la dynamique de variation des signaux issus des divers éléments, et la rend compatible avec les 12 bits disponibles sur l'électronique numérique (réglage effectué en disposant le plan conducteur à proximité immédiate du capteur).

Après ces deux premières corrections, la grandeur obtenue en fonction de la distance du capteur à une tôle plane, prend alors l'allure suivante (Fig. 6) :

Cette courbe s'appellera par la suite, **Courbe de linéarisation** du capteur (numéro i).

La figure 7 présente la superposition de l'ensemble des courbes de linéarisation et met en évidence un « gabarit » qui rend compte des disparités entre capteurs. Ces disparités sont indépendantes des deux premières corrections que nous venons d'évoquer, et sont dues essentiellement au rang que chaque capteur occupe dans la ligne (effets de bords).

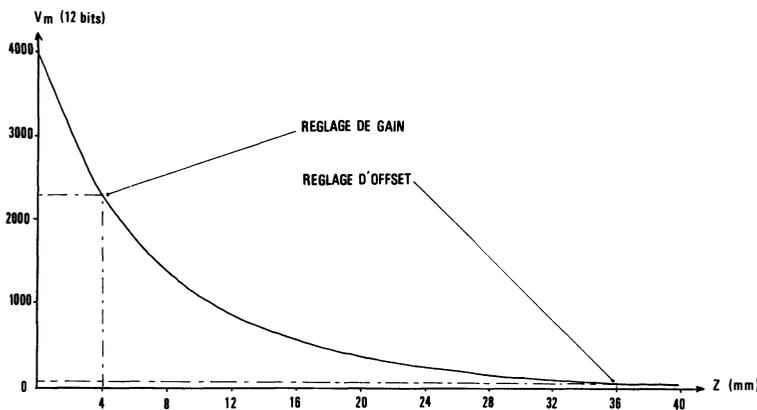


Fig. 6. — Courbe de linéarisation.

[Linearisation curve.]

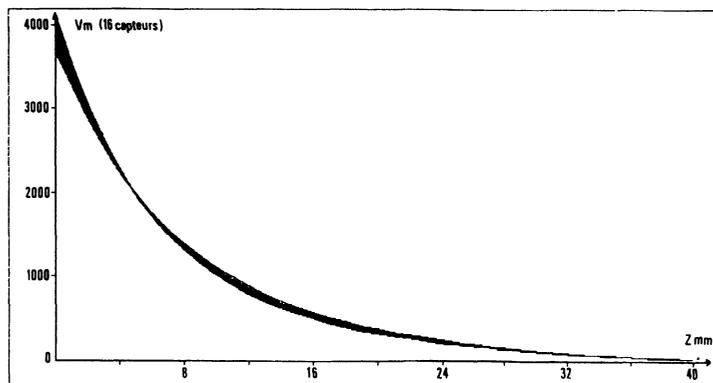


Fig. 7. — Courbe de linéarisation de tous les capteurs.

[Linearisation curves of all the sensors.]

2.5.2 Linéarisation des données. — Pour l'utilisation du capteur en proximité, les corrections de gain et d'offset ne suffisent pas.

En effet pour un profil plan parallèle au capteur (profil « statique ») la mesure de chaque capteur est lié à la distance réelle profil-capteur par la relation fortement non linéaire que nous venons d'évoquer.

La linéarisation des données consiste à inverser cette relation. Deux solutions s'offrent à nous :

— modéliser la courbe de linéarisation moyenne par une fonction analytique ;

— utiliser une méthode d'apprentissage en mémorisant un certain nombre de points de mesure pour chaque capteur, la distance réelle étant retrouvée par interpolation linéaire ou quadratique entre ces points.

Cette deuxième solution a été adoptée pour sa flexibilité et sa bonne adéquation avec le traitement numérique des données.

3. Analyse de la réponse du capteur.

3.1 NÉCESSITÉ DU MODÈLE. — Les premières corrections effectuées sur le capteur (offset, gain, linéarisation) nous permettent de retrouver efficacement la distance d'une tôle plane au multicapteur. Dans un modèle de « filtrage spatial », on pourrait dire que le système possède un gain statique unitaire car il restitue sans erreur une grandeur d'entrée constante.

Intéressons-nous maintenant à la réponse dynamique de ce système, en appliquant par exemple à l'entrée un V métallique positionné à différentes hauteurs (Fig. 8).

Les données nous apparaissent très « adoucies » par rapport à la réalité.

Les trois causes principales de ce « filtrage » passe-bas sont liées :

— à l'épanouissement des lignes de champ issues de chaque capteur ;

— au couplage important entre capteurs élémen-

taires voisins (30 % seulement du flux sortant d'un pôle se referme dans le pôle associé) ;

— à l'échantillonnage de la réponse dû à l'espacement fini entre capteurs élémentaires (ici 4 mm).

La reconnaissance de profil nécessite donc une bonne approche de la relation entre le profil et son image de manière à pouvoir estimer par un processus inverse, le profil à partir de l'image capteur.

La démarche que nous avons adoptée a consisté à établir les équations de fonctionnement interne du capteur. Cette modélisation physique nous a fourni d'intéressantes informations propres à améliorer la conception du capteur (portée, sensibilité, etc.).

Dans une première approche « physique » du problème, nous avons mis en place un modèle localement linéaire, permettant de prédéterminer la réponse du capteur à un « petit défaut » sur une tôle plane à hauteur donnée.

Ensuite nous avons cherché une relation entrée-sortie sur toute l'étendue de mesure (nécessitant le calcul d'une forme intégrale non linéaire de ce modèle) utilisable ultérieurement dans un schéma direct ou itératif d'inversion.

3.2 MODÉLISATION DE L'INFLUENCE D'UNE CIBLE PLANE. — Lorsque l'on approche une tôle conductrice à l'avant d'un capteur élémentaire, le champ alternatif généré à fréquence assez élevée pénètre très peu à l'intérieur du matériau (épaisseur de peau très faible) ; il se crée des nappes de courants surfaciques variables sur le plan métallique. C'est le champ créé par ces courants qui modifie la répartition initiale des lignes de champ.

Il est alors intéressant de remarquer que la carte du champ magnétique dans l'espace reste inchangée si au plan infiniment conducteur est substitué un capteur image [4, 7] (voir Fig. 9).

Cette hypothèse permet de ramener le problème initial à un problème de magnétostatique, car la répartition du champ dans l'espace ne dépend plus de la fréquence, et le calcul peut être mené grâce au potentiel scalaire.

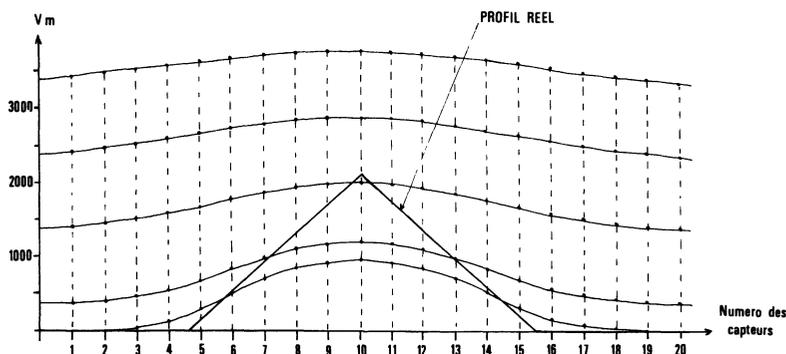


Fig. 8. — Images données par le multicapteur d'un profil en V placé à différentes hauteurs.

[Sensor images of a « V » shaped profile, for different average distances.]

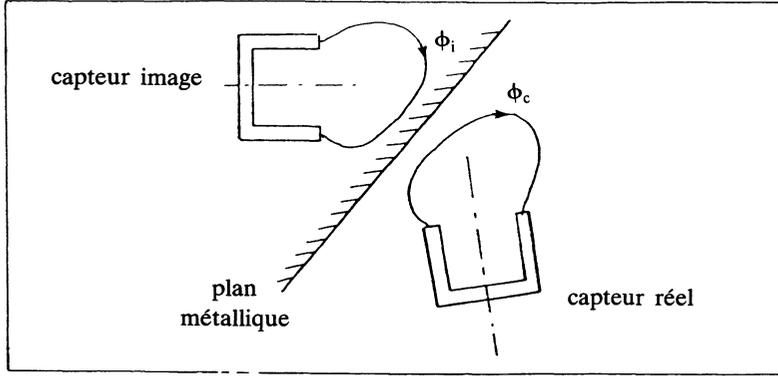


Fig. 9. — Utilisation des images électriques.

[Using of electrical images.]

Enfin une dernière hypothèse consiste à remplacer la structure relativement complexe du capteur par une structure dipolaire pour le calcul du champ [5]. Un modèle correct serait alors obtenu en remplaçant les pôles par des demi-sphères de même surface S , émettant un même flux Φ . Dans le cadre de l'approximation dipolaire, le capteur sera représenté plus simplement par deux sphères de surface $2S$, émettant chacune un flux 2Φ (voir Fig. 12).

3.3 MODÉLISATION DU BLINDAGE. — L'ensemble des calculs menés pour la modélisation du capteur consiste en particulier à évaluer la circulation du champ entre les pôles. Dans cette zone, le blindage électromagnétique est un plan conducteur qui doit être pris en compte par le modèle.

Une solution simple consiste à assimiler le blindage à un plan conducteur infiniment étendu, son action étant alors aisément modélisable en recourant à nouveau à la notion d'image électrique. Quelques essais ont été réalisés [8], montrant que cette approximation conduit à une erreur assez faible par rapport à la réalité, car le champ est beaucoup plus concentré entre les pôles que de part et d'autre des pôles. Cette erreur reste de toute façon plus faible qu'avec un modèle très simplifié comme celui de la figure 12.

Le résultat de cette interprétation donné figure 10, montre que cette modélisation du blindage réalise naturellement le passage de Φ à 2Φ précédemment évoqué.

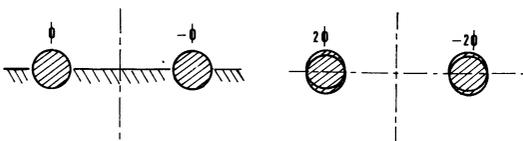


Fig. 10. — Interprétation de l'effet du blindage au niveau du modèle dipolaire.

[Effect of metallic shield on electrical dipolar images.]

L'effet conjugué du blindage et d'une tôle à une distance Z_0 conduit donc pour le modèle dipolaire, à disposer une infinité de sources de champ comme le montre la figure 11.

3.4 CALCUL DU CHAMP.

3.4.1 Principe. — Pour le calcul du champ à la surface de la tôle, dans une première approximation, considérons uniquement l'influence du capteur réel et du capteur image.

En l'absence de tôle, la circulation du champ magnétique entre les pôles réels A et B est donnée par :

$$\int_A^B H \, dl = \int_A^B H_{\text{capteur}} \, dl = \mathcal{R}(\infty) \cdot \Phi_{AV} = \mathcal{R}(\infty) \cdot 2\Phi \quad (12)$$

En présence d'une tôle à la distance z_0 , la variation de réluctance est donnée par la circulation du champ créé par le capteur image :

$$\int_A^B H \, dl = \int_A^B H_{\text{capteur}} \, dl + \int_A^B H_{\text{image}} \, dl \quad (13)$$

Le champ créé par le capteur image entre les pôles A et B est égal à celui créé par le capteur réel à une distance $2z_0$ et si ce terme est suffisamment grand devant l'écartement L des pôles, le champ peut être considéré comme constant entre A et B.

L'équation (13) devient :

$$\int_B^A H_{\text{image}} \, dl \approx -H(2z_0) \cdot 2a$$

$$\int_B^A H \, dl \approx \mathcal{R}_\infty 2\Phi - H(2z_0) \cdot 2a$$

$$(\mathcal{R}_\infty - \mathcal{R}_{z_0}) \cdot 2\Phi \approx H(2z_0) \cdot 2a \quad (14)$$

La mesure de la grandeur \mathcal{R}_{z_0} , est donc assez simplement liée à la répartition du champ sur l'axe

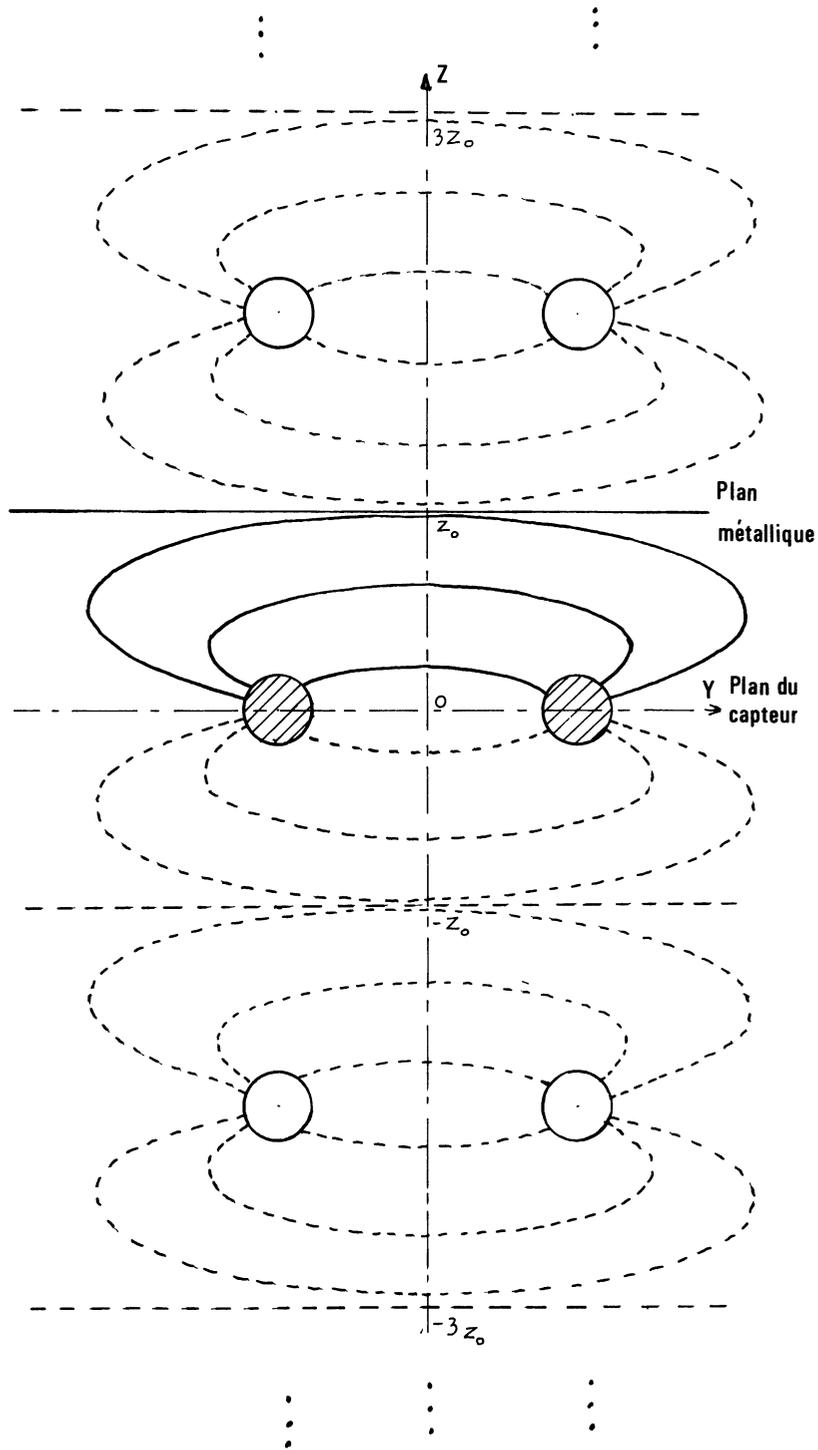


Fig. 11. — Modélisation du capteur et du profil plan par une infinité de capteur images.

[Infinite set of dipolar images accounting for both metallic plane and shield.]

du capteur. La sensibilité sur cette mesure sera donc d'autant plus grande que la décroissance du champ H le long de l'axe Oz sera lente.

3.4.2 Choix de la dimension de l'espace de calcul. — Dans le cas du multicapteur, la détermination des lois précédentes devrait consister à calculer le champ

créé par un capteur élémentaire puis à sommer les champs issus des N capteurs et ainsi accéder au champ global.

L'association en ligne des capteurs élémentaires va nous permettre, sous certaines hypothèses, de calculer directement le champ total par le biais d'un modèle à 2 dimensions.

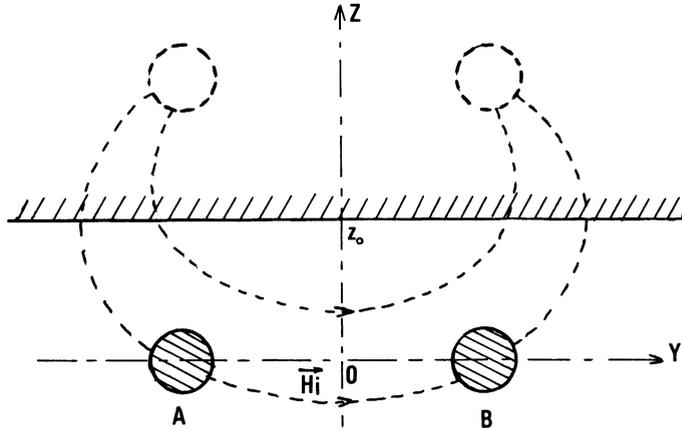


Fig. 12. — Illustration du calcul de la réluctance grâce au modèle dipolaire.

[Example of reluctance computation using dipolar model.]

Au cours des essais nous avons constaté que les effets de bords perturbent essentiellement les deux capteurs extrémaux ; ce qui nous conduit à modéliser les sources de champ existantes à l'avant de la ligne de capteurs par deux cylindres de longueur infinies (Voir Fig. 13). Distant de l'écartement des pôles, ils émettent un flux dont la densité linéique est donnée par $\frac{\Phi_0}{L}$ (Φ_0 flux émis par un pôle, L distance entre deux capteurs).

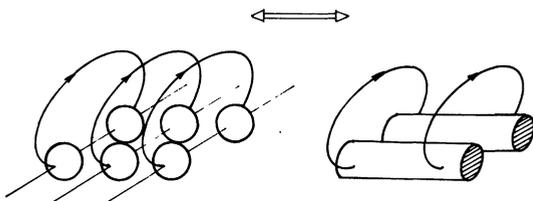


Fig. 13. — Extension du modèle dipolaire au cas du multicapteur.

[Dipolar model in the case of a linear set of sensors.]

Grâce à la symétrie du problème, le calcul du champ peut alors se conduire dans le plan orthogonal aux génératrices des deux cylindres.

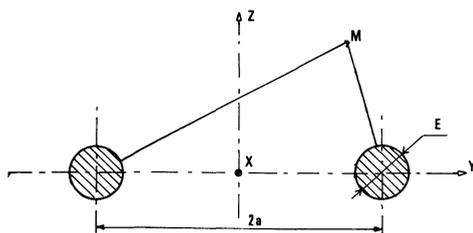


Fig. 14. — Définition des variables.

[Variables definition.]

Sans entrer dans les détails du calcul proprement dit, on trouve par le biais du modèle dipolaire [5, 7]

$$H(z_0) = H_y(z_0) = \frac{2 \Phi}{\pi L \mu_0} \frac{a}{a^2 + z_0^2} \text{ pour } y = 0 \quad (15)$$

et pour la réluctance :

$$\mathcal{R}_{z_0} = \mathcal{R}_\infty + \frac{1}{\pi L \mu_0} \sum_{n=1}^{\infty} \text{Log} \left(1 + \left(\frac{a}{nz_0} \right)^2 \right).$$

Sa forme asymptotique apparaît pour $z_0 \gg a$

$$\mathcal{R}_{z_0} = \mathcal{R}_\infty + \frac{\pi}{6 L \mu_0} \left(\frac{a}{z_0} \right)^2$$

avec

$$\mathcal{R}_\infty = \frac{2}{\pi L \mu_0} \text{Log} \left(\frac{2a}{E} \right). \quad (16)$$

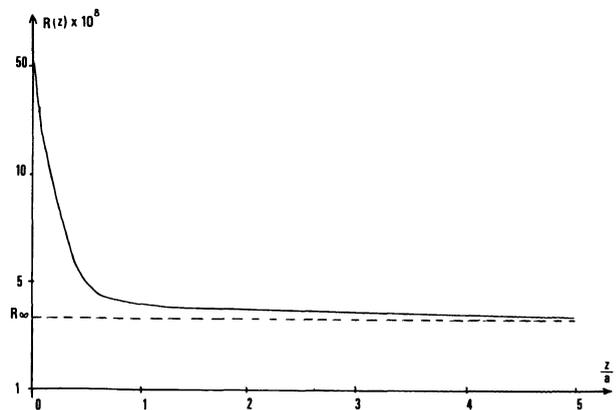


Fig. 15. — Réluctance théorique du circuit magnétique de mesure.

[Theoretical value reluctance as a function of normalized distance.]

On peut remarquer que la décroissance du champ sur l'axe varie comme $\frac{1}{(2z)^2}$ et noter au passage que si les capteurs n'étaient pas associés en ligne, mais employés isolément, le modèle retenu pour le calcul devrait faire apparaître comme source de flux des sphères, au lieu des cylindres infiniment longs.

La décroissance du champ sur l'axe serait alors en $\frac{1}{(2z)^3}$:

$$H(z) = H_y(z) = \frac{\Phi}{4 \pi \mu_0} \frac{a}{(a^2 + z^2)^{3/2}} \quad \text{pour } x = 0 \text{ et } y = 0. \quad (17)$$

La forme plus générale étant :

$$H_y(x, z) = \frac{\Phi}{4 \pi \mu_0} \cdot \frac{a}{(a^2 + x^2 + z^2)^{3/2}} \quad \text{pour } y = 0. \quad (18)$$

Un capteur inséré dans une ligne bénéficie par conséquent d'une linéarité et d'une portée meilleures que celles d'un capteur isolé.

3.5 MODÈLE LINÉAIRE. RÉPONSE À UN PETIT DÉFAUT.

3.5.1 Situation du problème. — La figure 9 montre que l'image disponible en sortie du multicapteur après prétraitement diffère sensiblement du profil réel ; le « filtrage » opéré par le multicapteur est d'autant plus important que le profil s'éloigne. Les premières causes de ce filtrage ont été évoquées au paragraphe 3.1.

Il faut toutefois noter qu'à ces effets, engendrés par la réalité magnétique du capteur, s'ajoutent ceux inhérents à la mise en œuvre pratique : type d'excitation, bobinages de mesure, fuites magnétiques...

Dans le cas où un modèle linéaire est recherché, il est nécessaire d'envisager de petites variations autour d'une distance fixe. Pour cette distance z_0 , il sera alors possible de parler de fonction de transfert du système et de développer les techniques de calcul propres aux systèmes linéaires.

Le calcul du champ et de la réluctance avant du capteur (exposé au paragraphe précédent) vont nous

permettre d'accéder à la forme de la fonction de transfert établie autour d'une hauteur donnée.

La réponse percussionnelle de ce « filtre », compte tenu des hypothèses précédentes, peut être déterminée grâce à la réponse du capteur à un profil créneau de faible amplitude (Fig. 16) :

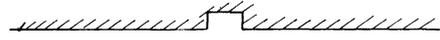


Fig. 16. — Profil plan présentant un petit défaut en créneau.

[Small rectangular deviation.]

Cependant lors des validations expérimentales, le petit défaut ne peut être envisagé car trop peu énergétique eu égard à la faiblesse de focalisation des lignes de champ.

Les profils utilisés sont indiqués figure 17.

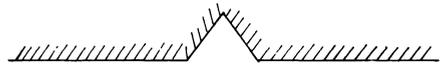


Fig. 17. — Profil utilisé pour l'estimation de la fonction de transfert.

[Profil used for estimation of small signal filtering relations.]

Le calcul de la réponse percussionnelle se fera après un passage dans le domaine fréquentiel grâce aux techniques de FFT :

$$\begin{aligned} \text{Réponse percussionnelle} &= \\ &= \text{FFT}^{-1} \left[\frac{\text{FFT}(\text{données capteurs})}{\text{FFT}(\text{profil réel})} \right]. \end{aligned}$$

3.5.2 Réponse percussionnelle théorique. — La réponse percussionnelle qui décrit la résolution du capteur, est due à l'épanouissement des lignes de champ dans l'espace.

Idéalement, un capteur ne doit « voir » le petit défaut que si celui-ci est situé juste en regard du capteur. En réalité, le signal d'un capteur varie

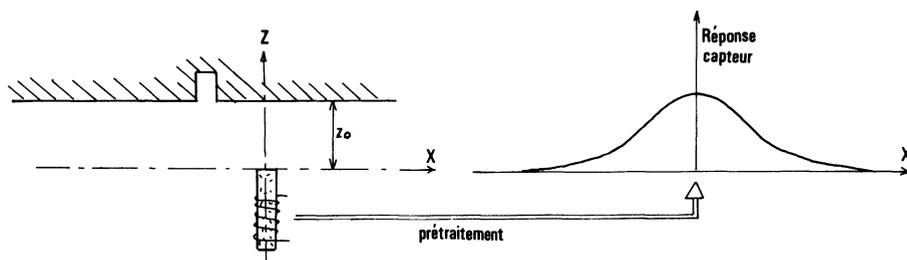


Fig. 18. — Allure de la réponse latérale d'un capteur.

[Impulse sensor response.]

continûment en fonction de la distance x du défaut à l'axe Oz , et sa réponse a donc nécessairement une certaine largeur (cf. Fig. 18).

a) Première méthode [5].

La première manière de conduire le calcul théorique de la réponse percussionnelle consiste à considérer un capteur isolé ; le champ produit par ce capteur en présence d'une tôle plane a été calculé, et la réponse percussionnelle doit décrire la modification apportée au champ par le petit défaut. Pour cela on divise l'espace avant en « tubes de flux » comme le montre la figure 19. La perméance du circuit magnétique d'un capteur est alors calculée comme la somme des perméances correspondant à chacun de ces tubes de flux.

$$\mathcal{F} = \frac{\Phi}{NI_{ex}} = \frac{\sum \Delta\Phi_i}{NI_{ex}} \quad (19)$$

Si ΔS est l'aire du petit défaut et $B_{z_0}(x)$ l'induction au niveau du petit défaut, la perméance élémentaire correspondant au tube de flux hachuré vaut :

$$\Delta\mathcal{F}_0 = \frac{\Delta\Phi}{NI_{ex}} = \frac{\Delta S \cdot B_{z_0}(x)}{N \cdot I_{ex}}$$

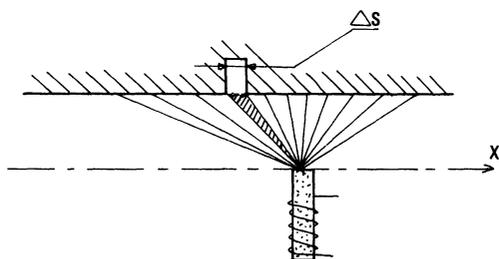


Fig. 19. — Décomposition de l'espace de perception du capteur en tube de flux.

[Geometrical repartition of the field.]

L'hypothèse simplificatrice consiste maintenant à supposer que la présence du petit défaut se traduit par une variation $\Delta\mathcal{F}$ de la perméance totale du circuit magnétique proportionnelle à $\Delta\mathcal{F}_0$

$$\Delta\mathcal{F} = K \cdot \frac{\Delta S}{NI_{ex}} B_{z_0}(x) \quad (20)$$

La version du multicapteur présenté figure 4 a toujours fonctionné à courant d'alimentation constant. La grandeur de sortie rend donc compte des variations du flux émis, autrement dit des variations de perméance du circuit magnétique.

Compte tenu de cette remarque, la réponse percussionnelle du capteur se trouve être proportionnelle à la répartition transversale du champ $B_{z_0}(x)$ à une hauteur z_0 donnée (calculée au paragraphe 3.4) :

$$h(z_0, x) = k \frac{a}{(a^2 + z_0^2 + x^2)^{3/2}}$$

La constante k est ajustée en considérant que le gain statique est égal à 1 (restitution de la hauteur des cibles planes) :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} h(z_0, x) dx = 1$$

finalement on trouve

$$h(z_0, x) = \frac{a^2 + z_0^2}{2(a^2 + z_0^2 + x^2)^{3/2}} \quad (21)$$

b) Seconde méthode.

Une deuxième approche plus rigoureuse prend en compte tous les capteurs pour le calcul du champ au niveau du profil métallique. En particulier pour une tôle plane, le champ est la somme discrète des champs issus de tous les pôles.

Dans le cas d'une tôle plane présentant un petit défaut, les courants surfaciques circulant dans le défaut vont modifier localement la répartition du champ. Le système peut se représenter comme la superposition linéaire de deux systèmes (voir Fig. 20).

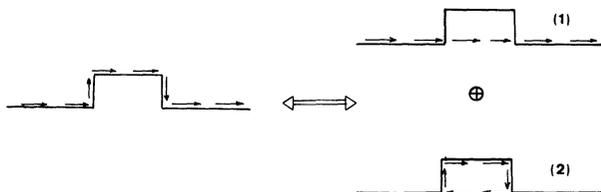


Fig. 20. — Décomposition linéaire de la répartition des courants de Foucault à la surface d'un profil au voisinage d'un petit défaut.

[Splitting of eddy current effects in the case of a small perturbation using a linear superposition.]

Le système (1) est équivalent à une tôle plane à condition que les dimensions du défaut soient faibles.

Le système (2) est une spire élémentaire de courant. En toute rigueur, il faudra introduire les images de cette spire par rapport au plan de la tôle et du blindage pour que le calcul soit complet.

La résolution du problème est particulièrement complexe et ne peut être exposée ici dans sa totalité [9]. La forme générale de la réponse percussionnelle se présente comme une double série d'intégrales de fonctions hypergéométriques dont il n'est pas possible d'obtenir une expression analytique simple. Une

tabulation de la réponse est envisageable. Toutefois, sous certaines hypothèses, le modèle se simplifie :

- prise en compte des deux premières images électriques uniquement ;
- capteur infiniment long ;
- distance d'observation grande devant l'écartement des pôles.

La variation de réductance pour un défaut de surface ΔS s'écrit alors :

$$\Delta \mathcal{R}(z_0, x) = -\Delta S \frac{4a^2}{\pi^2 \mu_0 L z_0^4} \times \frac{8}{(x/z_0)^4 + 12,96(x/z_0)^2 + 11,67}$$

Or $\mathcal{R} \cdot \mathcal{F} = 1$

$$\text{et donc } \Delta \mathcal{F}(z_0, x) = -\frac{\Delta \mathcal{R}(z_0, x)}{\mathcal{R}(z_0)^2}$$

La réponse percussionnelle s'obtient après normalisation de cette expression de $\Delta \mathcal{F}(z_0, x)$.

Tous calculs faits, on trouve :

$$h(z_0, x) = \frac{4,84}{z_0} \frac{1}{(x/z_0)^4 + 12,96(x/z_0)^2 + 11,67}$$

(22)

On remarque que a , le demi-écartement des pôles, ne figure pas dans cette expression. Ceci vient du fait que ce modèle très simplifié n'est applicable que si la distance de mesure est grande devant a .

Le principal intérêt de cette seconde méthode est de faire apparaître le terme (x/z_0) dans la réponse percussionnelle. Il indique que la réponse du capteur est d'autant plus large que la cible est éloignée. Autrement dit la bande passante est inversement proportionnelle à la hauteur moyenne de la cible.

3.6 MODÈLE NON LINÉAIRE. — Jusqu'à présent nous avons mené les calculs dans l'hypothèse de faibles perturbations. Il s'agit maintenant de trouver une relation liant le flux Φ mesuré à la géométrie du profil en regard, quelle que soit l'amplitude des variations présentées par celui-ci.

L'examen de la figure 21 montre que, pour un capteur situé à l'abscisse x_c , on peut écrire la donnée capteur $y(x_c)$ comme l'intégrale d'une fonction φ représentative de la topologie des lignes de champ magnétique dans l'espace de perception du capteur.

Cette fonction φ inconnue, dépend :

- * de l'abscisse x_c du capteur considéré ;
- * de la distance profil-capteur en différents points que l'on notera $d(x)$ si le profil est centré par rapport au capteur et $d(x_c - x)$ dans le cas général.

Une expression possible de y peut être alors :

$$y(x_c) = \int_{-\infty}^{+\infty} \varphi(d(x_c - x), x) dx \quad (23)$$

qui est une fonction de x_c , pour un profil $d(x)$ donné.

En développant au premier ordre cette pseudo-équation de convolution autour d'un point fixe [9] :

$$\begin{cases} d(x) = d_0 + \varepsilon(x) \\ y(x_c) = y_0 + \nu(x_c) \end{cases}$$

On établit que

$$\frac{\partial \varphi}{\partial d}(d_0, x) = h(d_0, x) \quad (24)$$

L'intégration de cette dernière équation différentielle très simple conduit à l'expression de $\varphi(d, x)$.

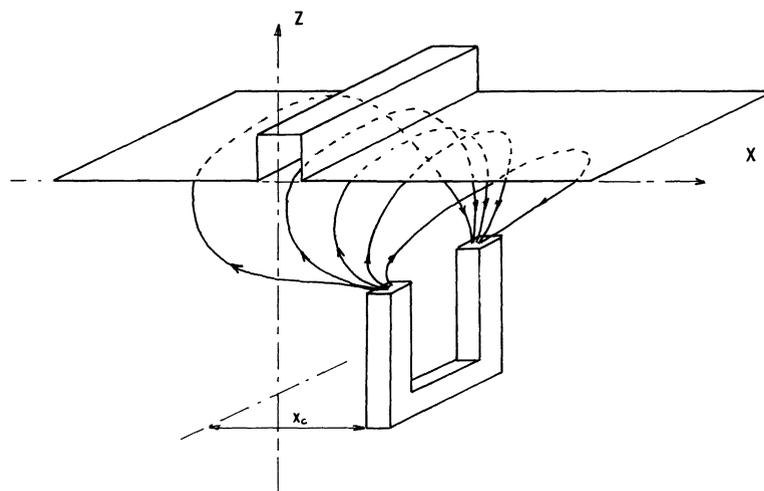


Fig. 21. — Allure de la topologie des lignes de champ.

[Repartition of the field emitted by the sensor.]

En reportant dans l'équation (23), on dispose alors d'un modèle grand signaux, permettant de prédéterminer l'image capteur $y(x)$ en fonction du profil $d(x)$ en regard.

4. Reconstruction du profil.

4.1 PANORAMA DES SOLUTIONS. — Pour toute application plus ou moins sophistiquée, il est nécessaire d'effectuer un traitement des données capteur, dans un laps de temps compatible avec le contrôle ou la commande de la tâche à exécuter.

Le traitement vise en général à restaurer l'image obtenue, ou à en extraire certains paramètres.

Nous distinguerons deux classes de méthodes d'identification :

- méthodes paramétriques ;
- méthodes non paramétriques.

La méthode paramétrique suppose la connaissance *a priori* du type de profil réel à identifier. Le travail consiste à extraire quelques paramètres significatifs, susceptibles de fournir à un robot des informations non redondantes, uniquement nécessaire à la bonne exécution de sa tâche.

Au contraire la méthode non paramétrique ne présuppose en rien la forme du profil réel. A partir des N images capteurs, l'identification est obtenue par inversion d'un modèle du multicapteur du type de ceux exposés au chapitre 3.

Il est à remarquer qu'un traitement complet n'exclut pas la possibilité de placer en cascade les deux méthodes.

Au niveau du calculateur, l'implantation de ces deux méthodes pourra mettre en œuvre soit un calcul direct soit un calcul récurrent. On parlera alors de méthode *directe* ou de méthode *itérative*.

Passons en revue ces différentes méthodes, en prenant soin d'en indiquer les avantages et les inconvénients respectifs.

4.2 MÉTHODES PARAMÉTRIQUES [6]. — Pour l'application de cette méthode, les profils qu'il s'agit d'identifier doivent appartenir à une même classe. Connaissant *a priori* cette classe, l'identification se résume à l'extraction d'un nombre fixe de paramètres.

Premier exemple : joints de forte épaisseur destinés à la soudure.

Pour connaître la topologie et le positionnement exact du profil, les paramètres sont nombreux ; dans la pratique on peut cependant en réduire le nombre car certains d'entre eux sont fixés par les conditions expérimentales. La détermination se fera sur tout ou partie des paramètres suivants :

- L la largeur du V ;
- H la profondeur du V ;
- θ l'angle d'inclinaison par rapport au plan du capteur ;

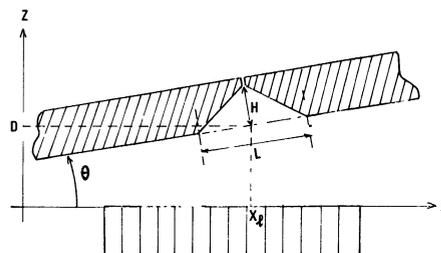


Fig. 22. — Définition des paramètres d'un joint à souder.

[Geometrical parameters for a metallic seam.]

— D la distance capteur-profil ;

— X_l le décalage latéral.

Deuxième exemple : coin métallique. Cas de l'ébavurage.

Ici les paramètres à déterminer peuvent être :

— θ l'angle d'inclinaison du coin ;

— H la distance du coin au capteur ;

— X_l le décalage latéral.

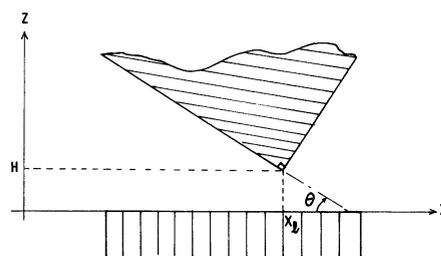


Fig. 23. — Définition des paramètres d'un coin à ébavurer.

[Geometrical parameters of a metallic corner.]

Développons ici le cas du coin métallique pour illustrer la méthode paramétrique. Du profil fourni par le multicapteur il faut extraire une estimation de chaque paramètre.

— Pour l'angle, nous avons choisi de réaliser une régression linéaire pondérée et de calculer directement l'angle d'inclinaison de cette droite par rapport au plan du capteur.

— L'estimation de l'abscisse et de la hauteur est obtenue par interpolation quadratique sur les trois données encadrant la valeur minimale (cf. Fig. 24).

Nous obtenons les trois réseaux

$$\begin{cases} H = f(\hat{H}, \theta) \\ \theta = g(\hat{\theta}, H) \\ X_l = h(\hat{X}_l, \theta) \end{cases} \quad \text{donnés figure 25 .}$$

La modélisation analytique de ces réseaux de courbes facilite la recherche des paramètres.

La résolution se prête aisément à un calcul de type itératif, car la recherche de H par exemple, présup-

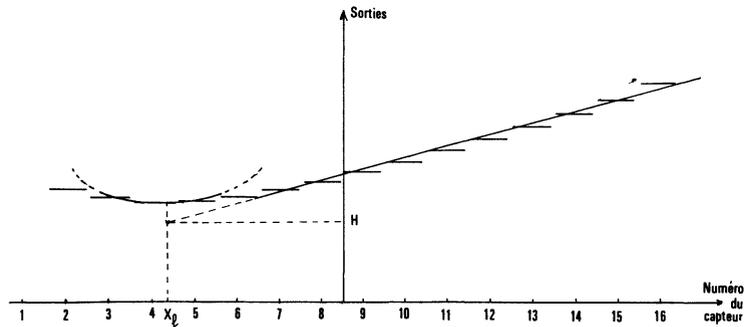


Fig. 24. — Réponse typique du multicapteur à un coin. Premières estimations des paramètres.
[First parametric estimation.]

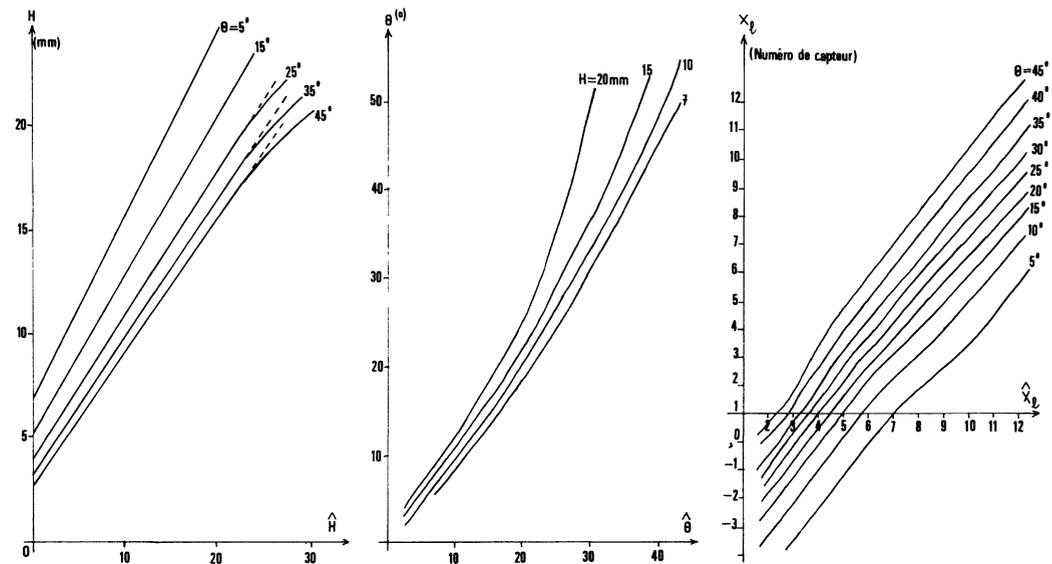


Fig. 25. — Réseaux lient les paramètres réels à leurs estimations.
[Experimental array versus real and estimated parameters values.]

pose que θ est connu (réseau f). L'initialisation se fait avec la valeur θ_{n-1} précédemment calculée. En trois itérations cet algorithme fournit un triplet $(H_n, \theta_n, X_{l n})$ correct.

Cette méthode a l'avantage d'être relativement rapide à mettre en œuvre puisque qu'aucune identification générale n'est requise et de plus le temps de calcul peut être fortement réduit.

Par contre l'algorithme développé ici est peu versatile. La classe de problème qu'il résout est très restreinte et il est nécessaire de placer plusieurs « butées » dans le programme pour éviter des erreurs à l'exécution si le profil réel placé en regard du capteur diffère sensiblement du standard requis.

4.3 MÉTHODES NON PARAMÉTRIQUES [11, 12]. — Le modèle non linéaire décrit au paragraphe 3.6 fournit un bon exemple d'utilisation de méthode non paramétrique.

Ce modèle nécessite la connaissance de la fonction

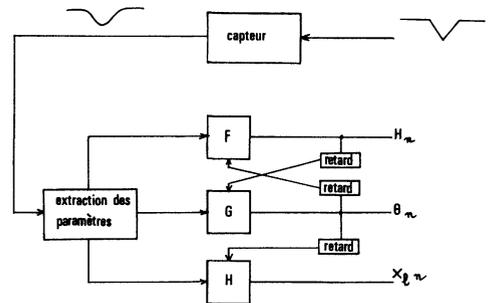


Fig. 26. — Schéma bloc de traitement.
[Parametric estimation scheme.]

$\varphi(d, x)$. En utilisant l'équation (24) et la première expression (21) de $h(d_0, x)$:

$$h(d_0, x) = \frac{a^2 + d_0^2}{2(a^2 + d_0^2 + x^2)^{3/2}}$$

il vient :

$$\varphi(d, x) = \frac{1}{2} \operatorname{Arg} \operatorname{Sh} \left(\frac{d}{(a^2 + x^2)^{1/2}} \right) - \frac{x^2}{(a^2 + x^2)^{3/2}} \cdot \frac{d}{\left(1 + \frac{d^2}{a^2 + x^2}\right)^{1/2}}$$

L'équation (23) fournit alors une estimation du profil par intégration numérique de φ :

$$y(x_c) = \int_{-\infty}^{+\infty} \varphi(d(x_c - x), x) dx$$

Les simulations effectuées démontrent la validité du modèle non linéaire développé précédemment. La figure 27 illustre ceci en comparant les réponses expérimentales et théoriques pour un créneau et un profil en « V ».

L'expression (22) est sans doute une estimation plus « fine » de $h(d_0, x)$ et son utilisation pour le calcul de φ donnerait des résultats plus précis.

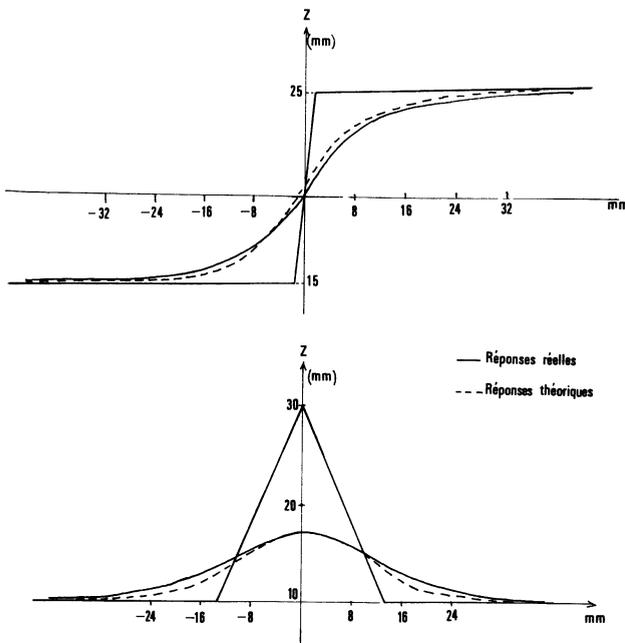


Fig. 27. — Comparaison des réponses théoriques et expérimentales.

[Theoretical and experimental responses.]

Dans le cas où $h(d_0, x)$ n'est pas intégrable analytiquement, il est facile d'accéder au résultat par tabulation de la fonction φ , ce qui présente aussi l'avantage de réduire le temps de calcul.

La reconstruction du profil nécessite l'inversion de ce modèle. L'intérêt des méthodes itératives apparaît évident encore ici. En effet, insérée dans la chaîne de retour d'un algorithme récursif, la fonction φ s'inverse en quelques itérations ; voici le schéma synoptique de l'algorithme retenu (Algorithme du gradient [12]) :

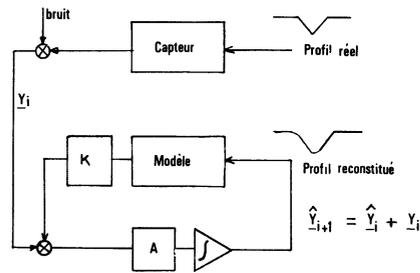


Fig. 28. — Schéma bloc de l'algorithme du gradient.

[Iterative estimation scheme.]

La rapidité de la convergence est assurée par un choix correct des coefficients de réinjection K pour chaque itération.

Voici succinctement quelques résultats de convergence, l'algorithme étant initialisé par la réponse théorique fournie par le modèle. La figure 29 présente les 10 premières déconvolutions avec $K = 1$ pour chaque itération :

La figure 30 présente une accélération de la convergence pour un choix différent des valeurs de K ($K_1 = 2, K_2 = 2, K_{i(i > 2)} = 1$). Le résultat de la 10-ième déconvolution est très proche du profil réel.

5. Conclusion.

Les différents points qui ont été abordés dans cet article démontrent la faisabilité autant que l'intérêt théorique et technologique du système présenté.

Un modèle physique original de ce capteur permet d'optimiser ses dimensions et d'interpréter les relations traduisant la formation de l'image d'un profil.



Fig. 29. — 10 premières déconvolutions itératives utilisant le modèle théorique non linéaire.

[First decade iteration using our large deviation theoretical model.]

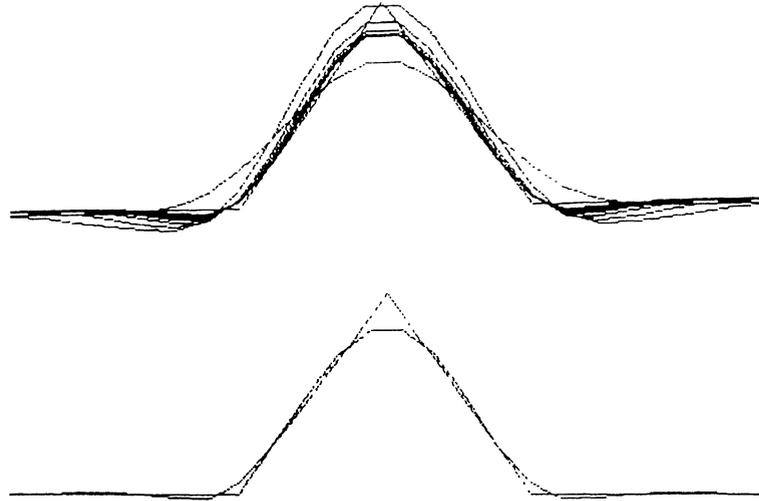


Fig. 30. — Accélération de la convergence ; la figure du bas présente la 10^e déconvolution.

[Result for fast convergence algorithm ; the bottom figure presents the response for ten iterations.]

L'exploitation de l'ensemble de ces résultats est présentée dans des applications d'imagerie deux dimensions, les méthodes paramétriques ou non paramétriques conduisant chacune à des algorithmes temps réel.

De plus les solutions retenues pour la conception du multicapteur (blindage, mesure différentielle, refroidissement) ont amené à un très bon rapport encombrement/portée. Elles permettent une utilisation en milieu industriel fortement perturbé, tant sur le plan thermique qu'électromagnétique, et placent

ce capteur dans la gamme des proximateurs performants, utilisables en robotique.

Remerciements.

Ce Travail a bénéficié du soutien du C.E.A. (Unité de Génie Robotique Avancé). Les auteurs de cet article tiennent à remercier Monsieur J. M. Detriché, Ingénieur au C.E.A. pour sa fructueuse collaboration ainsi que Monsieur H. Clergeot, Maître de Conférence de l'E.N.S. Cachan, et Monsieur C. Sol, Directeur du L.E.S.I.R. (E.N.S. Cachan).

Bibliographie

- [1] LEJEUNE G., Contrôle d'épaisseur des revêtements et des traitements de surface — Techniques de l'ingénieur — Mesure et contrôle — Article R-1375 (22 mai 1987).
- [2] CLERGEOT H., DETRICHÉ J. M., PLACKO D., MONTEIL F., Dispositif pour mesurer la proximité d'une tôle métallique, Brevet français n° 83/15323 1983. Extension européenne (1985).
- [3] VERBEEK W. J. P. A., BECKMANN L. J. H. F., OOMEN G. L., Control strategy for an arc-welding robot under sensory guidance, Proceeding ROVISEC 5, pp. 541-550 (octobre 1985).
- [4] LORRAIN P., CORSON D. R., Champs et ondes électromagnétiques, pp. 165-178 (Edition A. Colin).
- [5] PLACKO D., Dispositif d'analyse de profil utilisant des capteurs à courants de Foucault, Thèse de 3^e cycle, Orsay (avril 1984).
- [6] PLACKO D., CLERGEOT H., MONTEIL F., Seam tracking using a linear array of eddy current sensors, Proceeding ROVISEC 5 (octobre 1985) Amsterdam.
- [7] GARDIOL F., Electromagnétisme — Traité d'électronique et d'électrotechnique, pp. 72-73 (Dunod) 1987.
- [8] JACOB D., Principe de la mesure simultanée de distance et d'épaisseur de dépôts métalliques par capteurs à courants de Foucault : conception et réalisation d'un dispositif, Thèse de Docteur en Sciences, Orsay (juin 1988).
- [9] MONTEIL F., Etude d'une structure multicapteur à courant de Foucault : utilisation en capteur proxémique pour un système de suivi de profil, Thèse de Docteur en Science, Orsay (octobre 1987).
- [10] GOUSSARD Y., Identification de systèmes non linéaires, représentés par des développements fonctionnels et soumis à diverses entrées aléatoires, à l'aide d'une méthode d'approximation stochastique, Thèse de Docteur Ingénieur, Orsay (septembre 1983).
- [11] DEMOMENT G., REYNAUD R., SEGALIN A., Estimation sous optimale rapide pour la déconvolution en temps réel, 9^e colloque sur le Traitement du Signal et ses applications, pp. 205-210, Nice (mai 1983).
- [12] CLERGEOT H., SOL C., Innovations dans le domaine des capteurs apportées par les méthodes de traitement du signal, Conférence Capteurs, Paris (juin 1984).