

DETECTION D'UNE INDICATION DANS UN BRUIT DE REVERBERATION
EN CONTROLE NON DESTRUCTIF PAR ULTRASONS

B. BALIGAND

FRAMATOME
B.P. 13
71380 SAINT-MARCEL

On s'intéresse à la détection par ultrasons de défauts dans des structures anisotropiques à gros grains.

Le problème revient à détecter un signal certain (défaut) dans un bruit à caractère certain. L'article propose une synthèse des différents récepteurs sous-optimums que nous avons mis en oeuvre pour améliorer la détection. Leur performances sont comparées en terme de rapport signal sur bruit et lorsque cela est possible en particulier dans le cas gaussien en terme de probabilité de détection et probabilité de fausse alarme. Les récepteurs étudiés sont: le filtre adapté, le moyennage spatial, le moyennage fréquentiel.

Enfin, nous avons été conduit à construire un détecteur mieux adapté et donc plus performant. Des résultats expérimentaux ainsi que les caractéristiques opérationnelles des récepteurs sont présentées.

We study the ultrasonic non destructive evaluation in coarse grain material such as austenitic steels.

The problem is to detect a known signal (flaw) in a coherent noise. This paper provides a synthesis of different sub-optimum receivers that we have implemented in order to improve the detection. Their performances are compared in term of signal-to-noise ratio and when it is possible in term of detection probability and false alarm probability. The studied receivers are: the match filter, the spatial averaging, the frequential averaging.

At last, we have been led to build a more suitable and therefore more performing experimental detector. Experimental results and receivers operating characteristics are presented.

1.- GENERALITES

Le contrôle par ultrasons de certains matériaux (aciers inoxydables, matériaux composites) est aujourd'hui limité par un bruit de structure important dégradant la détection. Il s'agit d'un bruit de réverbération, somme des échos parasites réfléchis par les grains de structure. Il est invariant en temps et corrélé à l'excitation. En présence d'un bruit important, la probabilité de fausse alarme (bruit de grain interprété comme signal de défaut) est augmentée ainsi que la probabilité de non détection. On cherche alors à diminuer ces deux probabilités par des traitements déduits des récepteurs optimaux.

Nous donnons les caractéristiques des signaux ainsi que l'allure du spectre de la structure et nous proposons un modèle de détection. Nous décrivons ensuite les récepteurs que nous avons expérimentés. Enfin, sous hypothèses gaussienne, on présente leurs courbes C.O.R. (Caractéristiques Opérationnelles de Réception).

2.- CARACTERISTIQUES DES SIGNAUX ET DE LA STRUCTURE

2.1. Allure des signaux

Le modèle temporel pour décrire les pulses électriques observées en sortie de chaîne acoustique est celui d'une onde plane progressive sinusoïdale amortie avec un coefficient α somme de la diffusion α_s et de l'absorption (chaleur) α_a avec $\alpha_s \gg \alpha_a$. Pour une structure où le diamètre moyen des grains vaut \bar{D} , le coefficient α_s devient :

- . si $\lambda > 2\pi\bar{D}$ zone de Rayleigh $\alpha_s = a_1 \bar{D}^3 \nu^4$
- . si $\bar{D} < \lambda < 2\pi\bar{D}$ zone aléatoire $\alpha_s = a_2 \bar{D}^3 \nu^2$

λ la largeur d'onde, ν la fréquence, a_1 et a_2 réel.

Ceci explique que le signal observé en sortie de chaîne acoustique soit non stationnaire (nature transitoire).

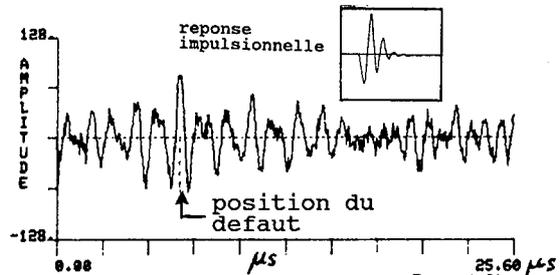


Fig. 1 - Exemple d'échographie de BT = 23 La structure est excitée par la réponse impulsionnelle de la sonde B.T ≈ 6.

2.2 Modèle de la structure

Avec un coefficient α_s de diffusion proportionnel au carré de la fréquence, la structure se comporte comme un filtre passe bas en fréquence. Nous avons pu le vérifier expérimentalement. Il est possible de retrouver cet effet en calculant le spectre d'un volume diffusant à m grains situés dans le champ acoustique et régulièrement espacés, soit $b(t)$ le bruit observé et $e(t)$ le signal d'excitation.

$$b(t) = \sum_{i=1}^m a_i e(t - \tau_i)$$

où a_i est le coefficient de réflexion de chaque grain, τ_i le retard correspondant. Par transformée de Fourier on a :

$$B(\nu) = E(\nu) S(\nu)$$

où $S(\nu)$ est le modèle fréquentiel de la structure, $E(\nu)$ le spectre de l'excitation. Cherchons à exprimer ce spectre $S(\nu)$.

Par calcul, on obtient pour des a_i identiques ($a_i = a_0$), B bande passante de $e(t)$

$$S(\nu) = a_0 \frac{\sin(\pi \nu / B)}{\sin(\pi \nu / m B)}$$

si $m \gg 1$ par simplification,

$$S(\nu) \approx a_0 \text{sinc}(\pi \nu / B)$$



En ne conservant que le module de $S(\nu)$, on voit que la structure présente aux fréquences multiples de B un spectre nul. Ce spectre est périodique à décroissance hyperbolique.

D'autre part, on montre [4] que si a_i et ξ_i sont des Variables Aléatoires, et si $m \gg 1$, on a en moyenne :

$\overline{|S'(\nu)|^2} = |S(\nu)|^2 + m \cdot \overline{a^2}$, $\overline{|u|}$ est la moyenne de la valeur absolue de la variable u

Le spectre d'amplitude d'une structure réverbérante aléatoire (a_i et ξ_i sont des V.A.) présente des minima à B, 2.B, 3.B... A ces fréquences correspondantes, la valeur moyenne du spectre $\overline{|S'(\nu)|}$ tend vers $\sqrt{m \cdot \overline{a^2}}$. Ainsi dès que les maxima de $|S(\nu)|$ sont inférieurs à $\sqrt{m \cdot \overline{a^2}}$, les minima de $|S(\nu)|$ disparaissent et tendent vers $\sqrt{m \cdot \overline{a^2}}$. Cette limite d'annulation de spectre est importante pour expliquer la méthode de traitement par les minima qui est utilisé en § 3.2.

2.3 Modèle de détection et rapport signal sur bruit

Nous proposons ici un modèle simplifié de détection en considérant que chaque point de numérisation est une variable aléatoire aux statistiques fixées a priori. Considérons l'observable R, une V.A. de dimension N (N échantillons) et un seul écho de défaut possible d'amplitude M (Valeur fixe). Au mieux deux hypothèses sont possibles :

sous H_0 : $R = N_0$ Bruit de réverbération "clutter"

sous H_1 : $R = M + N_1$ Signal de défaut + bruit de réverbération

Dans le cas où les densités de probabilité ainsi que les statistiques de premier et second ordre de N_0 , N_1 et M sont connues, il est facile d'établir un critère de détection. Le détecteur optimal peut être un seuil S calculé avec M donnant une probabilité d'erreur minimale.

Nous ne disposons bien entendu pas en ultrason de ces lois de probabilités, seules des données physiques permettent de fixer a priori les hypothèses.

Le bruit est non stationnaire : une atténuation, un filtrage ainsi qu'une dispersion en fréquence se produisent en fonction de la distance du point considéré au transducteur. Pour une évaluation correcte des récepteurs, nous en avons simplement tenu compte en posant $N_0 \neq N_1$. Ce qui signifie que le bruit proche du réflecteur est différent (variance différente) du bruit éloigné du réflecteur (Voir § 4.4.).

Le rapport signal sur bruit $[S/B]$ est un critère scalaire de détection. Il y a plusieurs choix possibles de $[S/B]$, nous définissons pour l'entrée du récepteur :

$$[S/B]_e = E\{(M + N_1)^2\} / (E\{N_0^2\} - (E\{N_0\})^2)$$

Dans l'hypothèse où N_1 et N_0 sont des V.A. gaussiennes, à moyenne nulle, de variance respective σ_1^2 et σ_0^2 et où M est indépendant de N_1 . On a :

$$[S/B]_e = (M^2 + \sigma_1^2) / \sigma_0^2$$

On note G l'amélioration apportée par un récepteur comme le rapport des $[S/B]$ de la sortie sur l'entrée soit :

$$G = [S/B]_s / [S/B]_e$$

3. - TRAITEMENT POUR L'AMELIORATION DE LA DETECTION

3.1 Filtrage adapté [6]

La détection optimale d'un signal certain perturbé additivement par un bruit stationnaire au second ordre et de densité spectrale constante conduit à construire un récepteur optimal appelé filtre adapté. Il réalise le filtrage du signal observé $r(t)$ par la copie retournée de l'excitation $e(t)$. Cette intercorrélation entre $r(t)$ et $e(t)$ maximise en sortie le $[S/B]_{H1}$.

L'excitation est un signal CHIRP modulé linéairement en fréquence et dont la phase uniquement varie au cours du temps, soit :

$$e(t) = \exp(2\pi j t (\nu_0 + \frac{\mu}{2} \cdot t)) \quad \text{si } t \in [-T/2, T/2] \\ = 0 \quad \text{si non}$$

ν_0 est la fréquence centrale et μ la pente de modulation.

Le filtre adapté au signal CHIRP réalise une compression d'impulsion en temps à la position du défaut. On montre [6] que l'enveloppe de l'impulsion comprimée ne dépend que du produit B.T du signal $e(t)$, (B = Δν excursion en fréquence).

Amélioration apportée : En terme de rapport signal sur bruit, l'amélioration de la détection par rapport à $r(t)$ devient proportionnelle à B.T., soit :

$$G = \alpha \cdot B.T \quad \alpha \approx 1.$$

On suppose le bruit indépendant de l'excitation.

Expérimentation : Nous avons réalisé ce traitement avec un signal CHIRP de B.T = 76,8. Par rapport au régime impulsionnel sans traitement, le gain atteint au mieux 3 dB quand la profondeur du défaut reste inférieure à 3 mm.

Le filtre adapté sera donc d'autant plus efficace que le bruit perturbateur est indépendant de l'excitation. De plus, quand on travaille en profondeur (> 3 cm), l'excitation est filtrée par la structure et l'amélioration n'est plus notable.

3.2 Moyennage de type spatial

Pour une position fixe de la sonde, la partie W du bruit qui est aléatoire et indépendante de l'excitation est faible.

Considérons N réalisations pour différentes positions du faisceau acoustique vérifiant :

$$\left| \begin{array}{l} \Delta x \approx \bar{D} \\ \bar{D}_R > \bar{D} \end{array} \right. \quad \Delta x \text{ est le déplacement de sonde} \\ \text{et } \bar{D}_R \text{ la taille moyenne du réflecteur}$$

Le signal diffracté par les grains fluctue alors que le signal du défaut change peu. La partie W augmente donc.

En réalisant une moyenne arithmétique des N échographies obtenues pour N positions de sonde, on améliore la détection en divisant par N la variance σ_w^2 de la partie aléatoire du bruit (soit 6 dB pour N = 4).

Expérimentation : Le moyennage spatial arithmétique appliqué pour N = 25 et $\Delta x = 0,5$ mm conduit à des améliorations faibles (1 dB).

Une forme optimale est obtenue en effectuant la minimisation suivant un moyennage par les minima [4]).



$$\underline{r} = \min (|R_i|^2, i=1, \dots, N)$$

Expérimentation : La figure 2 présente un résultat du moyennage spatial par les minima pour les mêmes paramètres. Les améliorations sont dans ce cas plus importantes (3 dB à 6 dB).

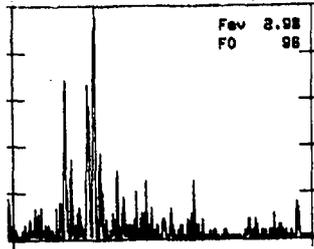


fig 2 : MOYENNAGE SPATIAL PAR LES MINIMA SUR LE SIGNAL DE LA fig 1

3.3. Moyennage de type fréquentiel

Afin d'obtenir plusieurs réalisations de bruit indépendantes avec un signal de défaut invariant, on fait varier la fréquence de chaque excitation. Il est alors possible en moyennant les réalisations correspondantes à chaque fréquence d'améliorer le [S/B]s. Cette méthode d'abord développée pour les radars a été testée en ultrason [4]. On montre assez rapidement ses limites d'utilisation, de par la difficulté d'exciter les sondes en régime continu. Elles sont conçues pour opérer en régime impulsionnel.

Issue de cette première méthode est apparue une seconde [4] [6] consistant à réaliser l'équivalent en filtrant par N filtres numériques adjacents l'échographie obtenue en régime impulsionnel (la sonde est excitée par un dirac). Dans l'hypothèse où les filtres ne se recouvrent pas, le signal est décorrélié entre chaque filtre. En réalisant ensuite un moyennage par les minima, BILGUTAY [6] note des améliorations très nettes dans le cas du Titane.

On donne ici des précisions sur les résultats des algorithmes testés. Après filtrage en N bandes de fréquence, on retrouve les 2 hypothèses :

$$\text{filtre n}^\circ i \quad \left| \begin{array}{l} H1 : \underline{R}_i = M + N1^i \\ H0 : \underline{R}_i = N0^i \end{array} \right. \quad i = 1, \dots, N$$

Sous les hypothèses gaussiennes définies en 2.4, \underline{R}_i est le signal \underline{R} observé et filtré par le filtre n° i. Les variances des bruits filtrés deviennent $\sigma_0^2 = N \cdot \sigma_0^2$ et $\sigma_1^2 = N \cdot \sigma_1^2$. Le signal en sortie de chaque filtre est élevé au carré. Ce qui donne pour chaque signal filtré :

$$[S/B]_s^i = (M^2 + N \cdot \sigma_1^2) / N \cdot \sigma_0^2$$

1^{er} traitement : La moyenne des carrés des N signaux est effectuée (détecteur quadratique [6]). Le calcul du [S/B]s en sortie de récepteur donne :

$$[S/B]_s = E \left\{ \sum_i^N R_i^2 / H1 \right\} / E \left\{ \sum_i^N R_i^2 / H0 \right\}$$

$$\text{Soit: } [S/B]_s = (M^2 + N \cdot \sigma_1^2) / N \cdot \sigma_0^2$$

Ce qui conduit à l'amélioration

$$G = \frac{(d^2/N + 1) / (d^2 + 1)}{1} \text{ si } d = M / \sigma_1. \text{ Donc si } M \ll \sigma_1, G \rightarrow 1 \text{ et si } M \gg \sigma_1, G \rightarrow 1/N.$$

Expérimentation : Les résultats obtenus avec ce traitement montrent une dégradation systématique du [S/B]s donc $G < 1$ dans l'austénitique.

2^{ème} traitement : Pour les N signaux filtrés, un moyennage par les minima est effectué (§ 3.2). Les calculs complexes du [S/B]s en sortie d'un tel récepteur n'ont pas permis d'obtenir littéralement l'amélioration G. En revanche, les courbes C.O.R. de récepteur sont données en § 4.3.

Expérimentation : Des améliorations de 8 dB ont été notées dans certains cas. Cependant, le traitement n'est pas robuste. Quand l'hypothèse d'invariance de M n'est pas vérifiée, le [S/B]s est dégradé.

Après avoir appliqué ces traitements au cas des aciers austénitiques, nous avons constaté leurs limites. Ce qui nous a permis de proposer une autre technique (§ 3.4) aux performances supérieures.

3.4 Détecteur fréquentiel [5] [6]

Le traitement que nous proposons est issue des réflexions menées dans le 3.4. La détection nécessite l'emploi d'un critère probabiliste. Celui-ci peut se définir comme la fréquence d'apparition des maxima d'énergie supérieure à un seuil γ . Son calcul passe par les étapes suivantes :

- filtrage du signal en N bandes fréquentielles étroites
- calcul de l'enveloppe de chaque signal filtré
- cumul des maxima des enveloppes supérieur à un seuil γ (histogramme)
- intégration de l'histogramme sur Δt
- un seuil final de détection est fixé.

Expérimentation : Les performances de ce détecteur évaluées expérimentalement se sont révélées supérieures aux autres récepteurs. Il est ainsi possible de détecter des réflecteurs dont le [S/B]e est inférieur à 6 dB. La figure 3 présente un résultat type du détecteur fréquentiel.

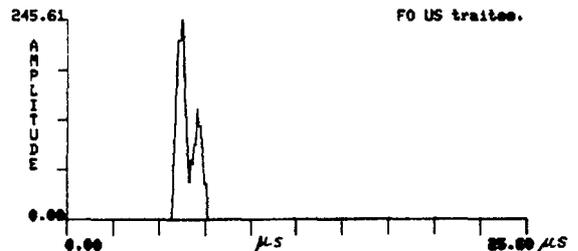


fig 3 : RESULTAT DU DETECTEUR FREQUENTIEL SUR LE SIGNAL DE LA fig 1

4.- CARACTERISTIQUES OPERATIONNELLES DES RECEPTEURS

Les performances de l'amélioration de la détection des récepteurs sont caractérisées par la probabilité de détection P_D et la probabilité de fausse alarme P_F . Elles sont données en fonction d'un seuil variable z. Ce réseau de courbes C.O.R. a été calculé sous les hypothèses de bruit blanc gaussien centré et stationnaire pour le moyennage classique et pour le moyennage par les minima ; le filtre adapté se déduit du moyennage classique.

Chaque courbe donne $P_D = f(P_F, z)$ où le seuil $z = [S/B]s$ en sortie du récepteur.

4.1 Cas des algorithmes de moyennage simple

Ce calcul concerne le moyennage arithmétique de type spatial et fréquentiel

$$P_{R/H0}(z) = (\sqrt{2 \cdot \pi \cdot \sigma_0})^{-1} \cdot \exp(-z^2 / 2 \cdot \sigma_0^2)$$

$$P_{R/H1}(z) = (\sqrt{2 \cdot \pi \cdot \sigma_1})^{-1} \cdot \exp(-(z-M)^2 / 2 \cdot \sigma_1^2)$$



Pour une échographie, les probabilités P_D^1 et P_F^1 sont (voir [1])

$$P_F^1(z) = \int_{-\infty}^{-z} P_{R/H0} + \int_{+z}^{+\infty} P_{R/H0}$$

Soit : $P_F^1(z) = 2 \cdot \text{ERFC}(z/\sigma_0)$

si $\text{ERFC}(x) \triangleq \int_x^{\infty} (\sqrt{2\pi})^{-1} \cdot \exp(-x^2/2) dx$

$$P_D^1(z) = \int_{-\infty}^{-z} P_{R/H1} + \int_{+z}^{+\infty} P_{R/H1}$$

Soit : $P_D^1(z) = \text{ERFC}((z+M)/\sigma_1) + \text{ERFC}((z-M)/\sigma_1)$

Si maintenant on moyenne N échographies décorrélées au niveau du bruit avec un écho de défaut M fixe, les probabilités deviennent :

$$P_F(z) = 2 \cdot \text{ERFC}(z/\sigma_0)$$

$$P_D(z) = \text{ERFC}((z+\sqrt{N} \cdot M)/\sigma_1) + \text{ERFC}((z-\sqrt{N} \cdot M)/\sigma_1)$$

La figure 4 donne les courbes correspondantes $P_D = f(P_F, [S/B]_s)$ pour $\sigma_0 = \sigma_1$, $M = 1.$, $M = 1.41$ (3 dB en [S/B]e instantanée) et pour un nombre N de moyennes (N = 4, 9, 16, 25).

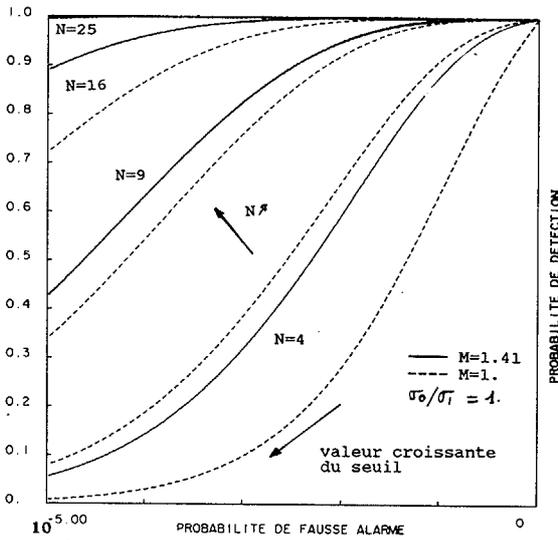


fig 4 : courbes C.O.R. MOYENNAGE ARITHMETIQUE

On vérifie que les performances de ce récepteur sont croissantes avec N et M. Ainsi, pour un seuil fixe de détection et P_F fixe, la probabilité de détection augmente si le nombre d'échographies augmente ou si l'amplitude de l'écho du défaut augmente.

4.2 Cas du filtre adapté

Les courbes C.O.R. du filtre adapté se déduisent [1] de celles du moyennage en posant :

$$P_F(z) = 2 \cdot \text{ERFC}(Z/\sigma_0)$$

$$P_D(z) = \text{ERFC}(Z/\sigma_1 + d) + \text{ERFC}(Z/\sigma_1 - d)$$

avec $d = \sqrt{E}/\sigma_1$ où E représente la puissance du signal d'émission.

Ainsi, les courbes qui sont représentées fig. 4 donnent (en trait plein) les C.O.R. du filtre adapté pour des rapports d = 2, 3, 4 et 5.

4.3 Cas du moyennage par les minima

Ce calcul concerne le moyennage par les minima de type spatial et fréquentiel. Reprenons les expressions $P_D^1(z)$ du § 4.1 pour une échographie.

La probabilité de détection pour l'algorithme de moyennage par les minima est égale à la probabilité que la plus petite des N amplitudes apparue ne dépasse pas un seuil Z donné a priori. En considérant des événements indépendants et on a :

$$P_F(z) = [P_F^1(z)]^N \cdot P_D = [P_D^1(z)]^N$$

La figure 5 représente le réseau de courbes correspondant pour $\sigma_0 = \sigma_1$, M = 2 ([S/B]e = 6 dB) et M = 1.41 avec N = 2, 4, 8, 16.

Les performances de ce récepteur sont également croissantes avec N et M. Toutefois, si M est petit ([S/B]e < 3 dB), cette croissance avec N devient négligeable. D'autre part, on constate que globalement les performances de ce détecteur sont nettement inférieures au moyennage classique pour le cas $\sigma_0/\sigma_1 = 1$

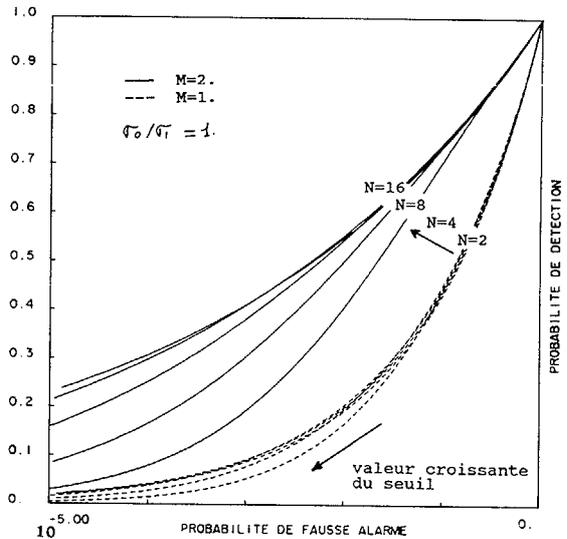


fig 5 : courbes C.O.R. MOYENNAGE PAR LES MINIMA

4.4 Comparaison du moyennage classique au moyennage par les minima

Nous avons comparé les courbes C.O.R. des deux algorithmes en faisant varier le rapport σ_0/σ_1 . Ceci est illustré par la figure 6. On montre ainsi la supériorité de l'algorithme par les minima lorsque σ_0/σ_1 devient supérieur à 4. Ceci est très clair pour des valeurs de seuil de détection où la probabilité de fausse alarme est comprise entre 10^{-3} et 10^{-4} .

Cette hypothèse qui n'est en fait pas assez restrictive suffit à justifier les meilleurs résultats expérimentaux notés pour l'algorithme par les minima au § 3.3.

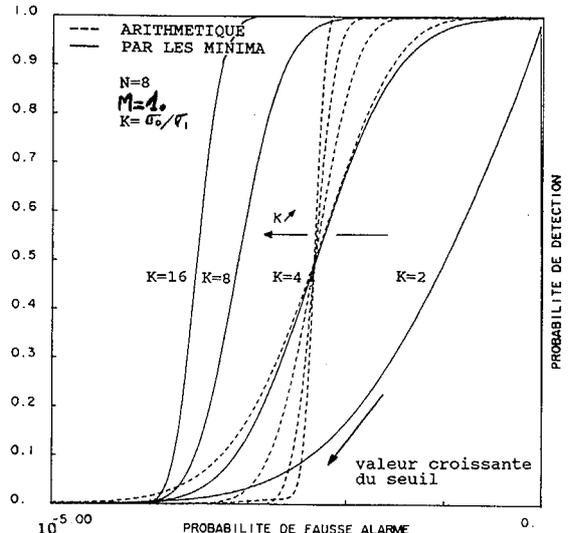


fig 6 : courbes C.O.R. COMPARAISON MOYENNAGE ARITHMETIQUE ET MOYENNAGE PAR LES MINIMA



5.- CONCLUSION

Cet article analyse des détecteurs qui ont été mis en oeuvre pour améliorer la détection ultrasonore dans les structures à gros grains et de forte épaisseur.

La technique du filtre adapté aux signaux CHIRP est limitée par le taux de compression en temps de l'excitation, lui-même fixé par la puissance que peut admettre la sonde. Un moyennage spatial classique apporte peu d'amélioration. En appliquant un algorithme de minimisation par les minima, il est possible d'atteindre des améliorations ($1 \text{ dB} < G < 6 \text{ dB}$). On montre à travers les courbes C.O.R. que ceci s'explique quand le bruit local près du défaut est faible.

Le moyennage de type fréquentiel présente l'avantage de ne traiter qu'une échographie. En réalisant ce traitement numériquement par filtrage puis par minimisation, il est possible d'obtenir des améliorations $3 \text{ dB} < G < 8 \text{ dB}$ pour des profondeurs $< 4 \text{ cm}$.

Si ces conditions ne sont pas vérifiées, nous proposons un détecteur fréquentiel plus performant qui tient compte de l'aspect dispersif en fréquence du milieu.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] VAN TREES L. : "Détection, estimation and modulation theory" Tome I John Wiley and Sons Inc. New-York 1968.
- [2] EW BEASLEY and H.R. WARD : "A quantitative Analysis of sea clutter decorrelation with frequency agility, IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-4 N° 3, May 68, pp 468-473.
- [3] I. AMIR, N.M. BILGUTAY : "Analysis and comparison of some frequency compounding algorithms for the reduction of ultrasonic clutter", IEEE Trans. on ultrasonics, Vol 33, No 4, July 1986.
- [4] N.M. BILGUTAY : "Split Spectrum processing for flaw-to-grain echo enhancement in ultrasonic detection", Ph. D. Thesis at Purdue University, 1981.
- [5] B. BALIGAND, M. GROZELLIER, D. ROMY : "Improvement in ultrasonic examination of austenitic steels", Materials Evaluation, Vol. 44, N° 5, April 1986, pp 577-581.
- [6] B. BALIGAND : "Développement de techniques numériques de Traitement du Signal appliquées au contrôle non destructif par ultrasons", thèse 3ème cycle de l'INPG, CEPHAG 1985.
- [7] OPPENHEIM A.V., and SCHAFER R.W. : "Digital Signal Processing" Prentice-Hall, Englewood Cliffs N.J. (1975).

