



TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

Nice 1^{er} au 5 juin 1971

DESCRIPTION D'UN DISPOSITIF AUTOMATIQUE DE DETECTION
DE LA TRANSITION EAU-METAL-AIR D'UNE CIBLE IMMERGEE
DANS UNE CUVE D'EAU DOUCE PAR TRAITEMENT ELECTRONIQUE.

J.C. MENUT*

RESUME

On décrit un dispositif automatique de classification des objets creux par détection de leur transition eau-métal-air. Le traitement proposé de l'écho sonar permet d'ignorer les autres caractéristiques, telles que réflexions secondaires, multiples, ondes de surface et donne l'épaisseur de la cible, pour une probabilité de détection donnée, avec une certaine probabilité de fausse alarme, fonction de la distance maximale à atteindre. Bien que le signal d'émission choisi pour faciliter l'étude soit mal adapté en présence de bruit, on obtient une performance satisfaisante.

SUMMARY

An automatical device designed for classifying of hollow bodies by means of detection of the water-metal-air transition is described. The processing we propose for the sonar echo, makes it possible to ignore the other data, as secondary or multiple reflexions, surface waves, and gives the thickness of the target, for a given probability of detection, with a given probability of false alarm, as a function of the maximum distance to be obtained. Though the emission-signal, selected in view of easy study, is not the best in presence of noise, we did obtain good performances.

* Centre d'Etude des Phénomènes Aléatoires (CEPHAG)
(associé au C.N.R.S.), 46, av. Félix Viallet
38 - GRENOBLE

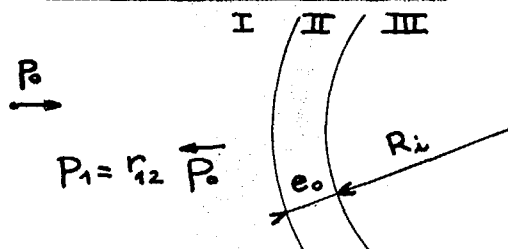


1. DEFINITION DU PROBLEME.

Dans la classification des cibles sous-marines, on s'intéresse à la classe particulière des objets creux, qui présentent pour un signal sonar d'excitation la transition acoustique eau-métal-corps mou. Un traitement fondé sur cette caractéristique permet d'ignorer les autres phénomènes difficiles à mettre en équation et à utiliser tels que les réflexions multiples, les échos secondaires, les ondes de surfaces. Le but de l'appareillage est alors de détecter à une distance maximale, donc en présence de bruit, l'existence de cette transition avec une certaine probabilité de détection et de fausse alarme. La méthode proposée est l'intercorrélation avec une famille particulière de signaux de copie et nécessite un multiconvoluteur.

2. ETUDE THEORIQUE

2.1 Réponse percussionnelle de la réflexion d'une onde plane par une lame courbe.



Le milieu II d'impédance acoustique $Z_2 = \rho_2 C_2$, d'épaisseur e_0 et de rayon de courbure interne R_1 , détermine spatialement la transition entre les milieux I et II. On démontre [1] que la réponse percussionnelle est :



$$H(t, d_0, r_{12}, r_{32}, R_i) = r_{12} \delta(t) - (1 - r_{12}^2) r_{32} \sum_{n=1}^{\text{Ent} \frac{t}{d_0}} \frac{(r_{12} \cdot r_{32})^{n-1}}{1 + b \cdot n} \delta(t - n d_0)$$

$$d_0 = 2 \frac{e_0}{c_2} \quad b = \frac{e}{R_i} \cdot \frac{c_2}{c_1}$$

d_0 est une épaisseur réduite, ayant la dimension d'un temps, C_1 et C_2 sont les vitesses de propagation dans les milieux I et II

2.2 En pratique le milieu I est l'eau, le milieu III un corps mou ou de l'air, le milieu II en général un métal; de plus, on ne s'intéresse qu'aux cibles dont le rayon de courbure est en moyenne grand devant l'épaisseur e_0 et l'on a donc :

$$r_{32} \simeq 1 \quad r_{12} = r$$

0,83 (aluminium) < r < 0,93 (laiton)

3,6 km/s (cuivre) < C_2 < 6,4 km/s (aluminium)

On en déduit : $b \approx 3 \frac{e_0}{R_i}$ et la correction de courbure b_n n'est supérieure à 1 qu'à partir du $(\frac{R_i}{3e_0})$ i^{ème} élément de la réponse percussionnelle d'amplitude $r \left(\frac{R_i}{3e_0} \right)$; une bonne approximation de la réponse englobant le maximum d'éléments de la famille et ayant un nombre limité de paramètres est donc :

$$H(t, d_0) = r \delta(t) - (1 - r^2) \sum_1^{\text{Ent} \frac{t}{d_0}} r^{n-1} \delta(t - n d_0)$$

pour une onde plane en incidence quasi-normale.

2.3 Fonction d'autocorrélation de $H(t, d_0)$.

2.31 Le gain complexe de $H(t, d_0)$ obtenu par transformation de FOURIER est :

$$h(\nu) = - \frac{1 - r \cdot \exp\{+2i\pi\nu d_0\}}{1 - r \cdot \exp\{-2i\pi\nu d_0\}} \cdot \exp\{-2i\pi\nu d_0\}$$



On en déduit

$$|h(\nu)|^2 = \gamma(\nu) = 1 \quad \forall \nu$$

La fonction d'autocorrélation de $H(t, d_0)$ vaut donc

$$T_{H_0}(t) = \delta_0 \quad \forall d_0$$

2.32 L'intercorrélation avec une famille de signaux de copie $X(t, d) = H(t, d)$ dont on fait varier le paramètre d , donne donc pour $d = d_0$ un résultat indépendant de d_0 , dont le niveau est représentatif de l'énergie du signal $H(t, d_0)$. Toute l'énergie distribuée sur l'axe des temps est alors concentrée sur la raie origine; en pratique $X(t, d)$ est impossible à réaliser, mais peut être approché par un peigne limité de DIRAC.

$$X(t, d) = r \cdot \delta(t) - (1-r^2) \sum_1^K r^{(k-1)} \delta(t - k d)$$

L'énergie est alors distribuée sur la raie origine avec la valeur V et sur les raies $\delta(t \pm kd)$ avec le niveau

$$V(r^2 - 1) \cdot r^{2K - (k-1)}$$

Cependant si $d \neq d_0$, on obtient en sortie l'énergie r^2 de la raie origine de $H(t, d_0)$ qui est grande par rapport à l'énergie des raies suivantes pondérées par $r^k(1-r^2)$; de plus, l'information sur l'existence de la transition est portée par les raies $\delta(t - kd_0)$ ($k \geq 1$); afin d'avoir un niveau de sortie nul en l'absence de la transition, par exemple pour $d \neq d_0$ ou dans le cas d'une réflexion parasite, on a intérêt à faire l'intercorrélation avec le signal

$$X(t, d_0) = \sum_1^K r^k \delta(t - k d_0)$$

pour des retards positifs. La réflexion origine permet alors de définir l'instant $\tau = 0$ de départ du calcul



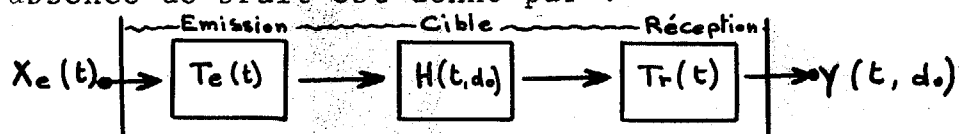
et peut être exploité pour caler la fréquence centrale de l'oscillateur de démodulation dans le cas d'une cible animée d'une vitesse radiale.

Le processus se scinde donc en deux parties : localisation de la raie origine avec départ de l'intercorrélation avec la famille $X(t, d_0)$; en fin de calcul, détermination de l'existence ou de l'absence de la transition.

La seule caractéristique intéressante est en pratique d_0 par la cohérence des instants de réflexion secondaire kd_0 , cohérence qui varie peu pour une cible animée de mouvement pour des accélérations raisonnables.

2.4 Signal de réception.

2.41 Soit $T_e(t)$ et $T_r(t)$ les réponses des transducteurs à l'émission et à la réception ; soit $X_e(t)$ le signal d'excitation du transducteur d'émission, le signal de réception perceptible à l'observateur en absence de bruit est donné par :



$$Y(t, d_0) = X_e(t) * T_e(t) * T_r(t) * H(t, d_0) = H(t, d_0) * A(t)$$

$A(t)$ est le signal de couverture support de l'information.

2.42 A priori, $A(t)$ peut être quelconque, cependant, dans un premier temps, on préfère un support temporel de $A(t)$ inférieur à d_0 , ce qui évite une déconvolution et la réalisation difficile des signaux de

2.5 Schéma synoptique.

[illegible]



2.6 Précision en distance et en épaisseur réduite.

La précision en position et en épaisseur réduite ne dépend que de l'encombrement temporel de $A(t)$ que l'on choisit inférieur à l'épaisseur minimale que l'on veut détecter ; dans le cas d'une enveloppe approximativement gaussienne lorsqu'on obtient un temps minimum de montée et de descente pour un coefficient de surtension des transducteurs $Q > 2$, on a :

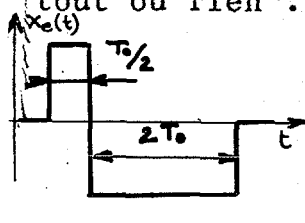
$$f_{o \text{ min}} > Q \frac{c_2}{2e_o} \quad B > \frac{c_2}{2e_o} \quad \text{do mini. } B > 1$$

Pour des transducteurs bien assortis $Q \approx 3$, une fréquence de 2 MHz est nécessaire pour détecter une épaisseur minimale de 6 mm.

2.7 Signal de réception, signaux de copie.

2.71 Signal support $A(t)$.

La bande passante des transducteurs étant donnée, on désire un signal bref, même au détriment de l'amplitude ; on obtient approximativement une enveloppe gaussienne en excitant le transducteur d'émission qui se comporte alors comme un dérivateur pour un signal $X_e(t)$ "tout ou rien". On a expérimentalement :



$$A(t) = \frac{1}{[-3T_0, +3T_0]} \left[\int_{-1}^1(t) \exp\{-0,36(\gamma_o t)^2\} + \int_{-1}^{**}(t) \exp\{-0,6(\gamma_o t)^2\} \right]$$

$Q = 5$

Pour les calculs on prend une courbe moyenne :

$A(t) = \exp\left\{-\frac{t^2}{2T_0^2}\right\} \cos 2\pi \frac{t}{T_0}$ dont la transformée de FOURIER est

$$a(\gamma) = T_0 \frac{\sqrt{2\pi}}{2} \exp\left\{-2\pi^2 \gamma^2 T_0^2\right\} * (\delta_{\gamma_o} + \delta_{-\gamma_o})$$



l'encombrement énergétique vaut alors $T_e = \frac{\|A(\omega)\|^2}{A(\omega)^2} = \sqrt{\pi} \cdot T_0$.
 l'encombrement réel pour $A(t) < 0,1$ est $T = 4T_0$;
 la bande passante énergétique $B_e = \frac{\|y(\omega)\|^2}{y(\omega)^2}$ et la bande passante à -3 dB vaut

$$\frac{V_0}{5} \approx \frac{V_0}{Q} \quad B_e = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \cdot \frac{1}{T_0}$$

2.72 Signaux de copie $X(t,d)$

La réalisation électronique des signaux de copie $X(t,d)$ est complexe et nécessite une certaine approximation. En pratique on prend

$$X_2(t,d) = \boxed{1}(t) \cos 2\pi \nu_0 t * \sum_1^N r^n \delta(t - nd_0) \\ = D(t) * \sum_1^N r^n \delta(t - nd_0)$$

ou

$$X_1(t,d) = \boxed{1}(t) \cos 2\pi \nu_0 t * \sum_1^N \delta(t - nd_0)$$

De plus, on s'intéresse à l'intercorrélation de $Y(t,d_0)$ et de $X_1(t,d)$ et la puissance du signal copie n'a aucune signification ; on prend donc en pratique

$$D(t) = \boxed{1}(t) \cdot \text{sign} \cos 2\pi \nu_0 t$$

La réalisation de $X_2(t,d)$ et de $X_1(t,d)$ est alors aisée, l'approximation de $D(t)$ est justifiée par sa décomposition en série de FOURIER qui donne un terme fondamental à ν_0 , qui intervient seul dans la multiplication du fait du filtrage passe bande sélectif de $Y(t,d_0)$ et du filtrage passe bas de l'organe multiplieur.

2.8 Efficacité :





$$Y_x(t, d_0) = V A(t) * \sum_1^{K'} r^{k-1} \delta(t - k d_0) \quad A(t) = \cos 2\pi \gamma_0 t \cdot \exp\left\{-\frac{t^2}{2T_0^2}\right\}$$

$$r^{K'} \approx 0 \Rightarrow K' \approx 20$$

Le nombre K étant fini, on a un niveau maximum M d'intercorrélation pour $d = d_0$ et des niveaux $\frac{P_M}{q}$ pour $d = \frac{p}{q} d_0$ et $d = \frac{q}{p} d_0$ (p et q entiers positifs avec $p > q$), dans le cas où le support D de $A(t)$ est inférieur à d_0 : $D \ll d_0 \ll T$

$$Z_2(\tau, d) = \frac{1}{T} \int_0^T Y(t, d_0) \cdot X(t - \tau, d) dt$$

2.82 Signal de sortie maximum.

$$Y_x(t, d_0) \equiv Y(t, d_0)$$

2.821

$$Z_2(\tau, d) \cong V \sqrt{\pi} \frac{T_0}{2T} \exp\left\{-\frac{\tau^2}{4T_0^2}\right\} \cos 2\pi \gamma_0 \tau * \frac{1-r^{2K}}{1-r^2} \sum_0^{K-1} \frac{r^{2k}}{1-r^{2k}} \delta_{\pm k d_0}$$

en posant $\delta_{\pm d_0} = \delta_{d_0} + \delta_{-d_0}$ et $P(x) = \frac{1}{(2\pi)^{\frac{1}{2}}} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$

$$Z_2(\tau, d_0)_{\max} = V \frac{T_0}{2T} \sqrt{\pi} \frac{1-r^{2K}}{1-r^2} = Z_2(\tau = d_0)$$

$$2.822 \quad X_2(t, d_0) = \int_{\left[-\frac{nT_0}{2}, +\frac{nT_0}{2}\right]} \cos 2\pi \gamma_0 t * \sum_0^{K-1} \delta(t - k d_0)$$

$$Z_2(\tau, d_0) \cong V \frac{T_0}{2T} \sqrt{2\pi} \cdot \frac{1}{2} \left[P\left(\frac{\tau}{T_0} + \frac{n}{2}\right) + (-1)^S P\left(\frac{\tau}{T_0} - \frac{n}{2}\right) \right] * \frac{1-r^K}{1-r} \sum_0^{K-1} \frac{r^k}{1-r^k} \delta_{\pm k d_0}$$

avec

$$S = \sum_{-1}^1 \left(\frac{n}{2} + \frac{\tau}{T_0} \right)$$

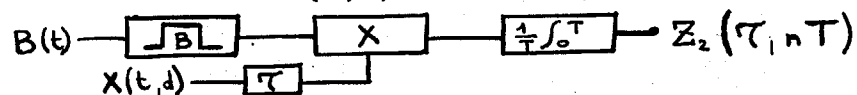
$$Z_2(\tau, d_0)_{\max} = V \frac{T_0}{2T} \sqrt{2\pi} \cdot P\left(\frac{n}{2}\right) \frac{1-r^K}{1-r}$$

2.83 Bruit de sortie.

Le bruit est supposé être centré, stationnaire et gaussien, ceci est justifié par le fait qu'on est en haute fréquence et dans une bande étroite ; sa densité spectrale énergétique est uniforme dans la bande B



du filtre passe bande choisi supérieur à la bande du signal, pour ne pas en détériorer la forme. Aux instants nT , où T est la période de récurrence, on a une variable aléatoire $Z_2(\tau, nT)$ et l'intégration se fait sur la durée réelle de $X(t, d)$ et de $Y(t, d_0)$



Z_{2B} est donc la somme de K échantillons indépendants et centrés.

$$Z_{2B} = \frac{1}{T} \int_0^T B(t) \cdot X(t-\tau) dt = \frac{1}{T} \int_{d_0 - \frac{D}{2}}^{d_0 + \frac{D}{2}} \frac{1}{T} \int_{2d_0 - \frac{D}{2}}^{2d_0 + \frac{D}{2}} \dots + \frac{1}{T} \int_{(K-1)d_0 - \frac{D}{2}}^{(K-1)d_0 + \frac{D}{2}}$$

$$E\left\{\sum\right\} = \sum E\left\{\right\} = 0$$

2.831 Avec les hypothèses faites, on a :

$$X(t, d) \equiv Y(t, d_0)$$

$$\sigma_{Z_2}^2 = \frac{1}{T^2} \cdot \frac{1-r^{2K}}{1-r^2} \sigma_{Z_2}^2$$

$$\sigma_{Z_2}^2 = E \left\{ \int_D \int_D B(u) \cdot B(v) \cdot A(u-\tau) \cdot A(v-\tau) du dv \right\}$$

$$\sigma_{Z_2}^2 = \int_D T_B(u) \cdot T_A(v) du = \langle T_B, T_A \rangle = \langle \gamma_B, \gamma_A \rangle$$

$$\sigma_{Z_{2B}}^2 = \frac{1}{T^2} \frac{\sigma_e^2}{2B} \frac{1-r^{2K}}{1-r^2} T_A(0)$$

$$\sigma_{Z_{2B}}^2 = \sigma_e^2 \sqrt{\pi} \frac{T_0^2}{4T^2} \cdot \frac{1}{BT_0} \cdot \frac{1-r^{2K}}{1-r^2}$$

2.832 $X(t, d) = X_1(t, d) = \int_{[-\frac{nT_0}{2}, +\frac{nT_0}{2}]} L(t) \cos 2\pi \gamma_0 t + \sum_1^K \delta(t - kd_0) = C(t) * \sum_0^K \delta(t - kd_0)$

$$\sigma_{Z_{2B}}^2 = \frac{1}{T^2} \cdot K \cdot \sigma_{Z_{2B}}^2 = \frac{K}{T^2} \langle \gamma_B, \gamma_C \rangle$$

Le support de $\gamma_C(\nu)$ est choisi proche de celui de $\gamma_A(\nu)$

$$\sigma_{Z_{2B}}^2 = \sigma_e^2 \frac{1}{BT_0} \cdot \frac{T_0^2}{4T^2} \cdot K \cdot n$$



2.833

$$X(t, d) \equiv Y(t, d)$$

$$\left(\frac{S}{B}\right)_s = \frac{V}{\sigma_e} (\pi)^{1/4} \left(\sqrt{\frac{1-r^{2K}}{1-r^2}} \right) \sqrt{BT_0}$$

$$X(t, d) = X_1(t, d)$$

$$\left(\frac{S}{B}\right)_s = \frac{V}{\sigma_e} \left(\frac{\sqrt{2\pi} \cdot P\left(\frac{n}{2}\right)}{\sqrt{n}} \right) \left(\frac{1-r^K}{(1-r)\sqrt{K}} \right) \cdot \sqrt{BT_0}$$

2.834 Optimalisation.

$$\left(\frac{S}{B}\right)_s = f(n, K)$$

passé par un maximum pour $n = 3$ et $K = 7$ pour le coefficient de réflexion r expérimental. $r = 0,87$.

2.835 Comparaison.

La perte due à l'addition sans pondération des signaux aux instants nd_0 est de 0,96 dB

$$K=7 \quad \frac{1-r^K}{(1-r)\sqrt{K}} = 1,84 \quad \sqrt{\frac{1-r^{2K}}{1-r^2}} = 2$$

La perte due à une enveloppe non gaussienne est de 0,8dB

$$\pi^{1/4} = 1,31 \quad \frac{\sqrt{2\pi} \cdot P\left(\frac{n}{2}\right)}{\sqrt{n}} = 1,25$$

2.836 Rapport Signal Bruit à l'entrée.

Si l'on prend $\left(\frac{S}{B}\right)_e = \frac{V_e \max}{\sigma_e}$, l'efficacité pour une bande passante B ne modifiant pas le signal est

$$\rho_{N \max} = \frac{\left(\frac{S}{B}\right)_s}{\left(\frac{S}{B}\right)_e} \# 2 \quad \text{soit } 6 \text{ dB}$$

Si l'on prend $\left(\frac{S}{B}\right)_e = \frac{\text{Puissance moyenne du signal}}{\sigma_e}$

La puissance moyenne étant calculée sur la durée réelle du signal utilisé portant l'information.

$$\frac{1}{Kd_0} \int Y^2(t, d_0) dt = \frac{1-r^2}{Kd_0} \int Y_1^2(t, d_0) dt = V^2 \sqrt{\pi} \frac{T_0}{Kd_0} (1-r^{2K})$$



On trouve :

$$\sqrt{K(1-r^2)}Bd_0 = \rho_p \begin{cases} d_{0\max} = 10 \mu s & ; \rho_p \max \neq 11 \text{ dB} \\ d_{0\min} = 2,5 \mu s & ; \rho_p \min \neq 5 \text{ dB} \end{cases}$$

3. RESULTATS.

3.1 Appareillage. Le signal expérimental en cuve étant répétitif et stable, il est possible de n'utiliser qu'un seul multiplieur et de faire varier successivement le paramètre d et le retard du signal copie. Un système automatique de tracé de la surface $Z(\tau, d)$ et des coupes $Z(\tau, d_0)$, $Z(\tau_0, d)$ devient nécessaire pour un nombre de points de mesure important (65 536 points pour 1 min. de manipulation). Cette limitation simplifie l'électronique, tout en gardant un résultat identique pour le signal ; en présence de bruit, la courbe $Z(\tau, d_0)$ présente pour chaque point des niveaux indépendants de bruit et fournit une bonne estimation de la puissance de bruit en sortie.

L'émetteur fonctionne par "tout ou rien" et utilise la propriété de dérivation du transducteur d'émission, pour obtenir un signal d'excitation cohérent en phase et de forme quelconque.

Le générateur de signaux de copie $Y(t, d)$ est réalisé en logique TTL et dispose pour chaque copie d'un adressage en binaire décimal, permettant des déplacements XY aisés par conversion digitale-analogique et une mise en mémoire de l'épaisseur d_0 en fin de calcul.

La représentation des résultats se fait sur oscilloscope à mémoire, sur plaque photographique, ou sur imprimante.



3.21 Résultats.

En l'absence de bruit on peut utiliser une multiplication digitale en faisant la multiplication des signes des signaux de réception et de copie dans une porte logique TTL avec un retard du signal de réception par un registre à décalage; de plus, on prend l'enveloppe du résultat. (Fig. 1, 2, 3, 4). Les surfaces sont calculées à partir de l'épaisseur réduite minimale $1,75 \mu s$ et sont en accord avec la théorie, les vues de dessus (fig. 3 et 4) permettent de localiser et de déterminer l'épaisseur réduite de la cible

3.22 En présence de bruit on utilise une multiplication algébrique qui conserve la puissance du signal d'entrée ; de plus l'intégrateur permet d'intégrer soit le produit, soit sa valeur absolue ; les courbes sont tracées dans ces deux cas.

Les vues de dessus pour différents rapports S/B en puissance moyenne à l'entrée (fig. 5) sont exploitables pour déterminer d_0 .

Les coupes de la surface $Z(\tau, d)$ (fig. 6 et 7) pour $\tau = 0$ et $d = d_0$ sont tracées en présence de bruit et on fait l'espérance photographique du résultat pour 50 passages successifs avec écrêtage, ce qui permet d'évaluer la probabilité de détection.

Sur la fig. 8 sont représentés le signal et le bruit pour un rapport S/B_e en puissance de - 3 dB.



3.23 Le traitement du signal $Y(t, d_0)$ est suivi d'un détecteur de maximum maximorum qui, associé à un seuil fonction d'une probabilité de fausse alarme, met en mémoire et affiche l'épaisseur de la cible.

En fonction du rapport signal bruit à l'entrée, il est possible de calculer la probabilité de détection et expérimentalement on peut trouver la fréquence d'apparition de l'épaisseur exacte ; ces courbes sont en cours d'élaboration.

4. CONCLUSION.

Le signal transformé $Z(\tau, d_0)$, directement exploitable pour déterminer l'épaisseur réduite et donc l'existence de la transition de la cible, est amélioré en présence de bruit vis-à-vis de $Y(t, d_0)$. De plus, le système simple de traitement du signal proposé, ne perd que 1,8 dB par rapport au système optimal. Il permet d'étudier facilement les possibilités de cette méthode de reconnaissance.

Un système définitif nécessite un multiconvoluteur en temps réel, soit électronique, corrélateur simplifié 200 points, soit optique, corrélateur optique bidimensionnel. L'étude devrait se poursuivre par un choix plus intéressant en présence de bruit du signal support de l'information $A(t)$, par exemple codes pseudo-aléatoires.

-
- [1] DE LUSTRAC J., CARBO R. - Réponse percussionnelle des sphères et cylindres immergés. *Acustica*, 20, 1, 1968
 - [2] FREEDMAN A. - The high frequency echo structure of some simple body shapes, *Acustica*, 12, 1962
 - [3] SHIRLEY D.J., DIERCKS K.J. - Analysis of the frequency response of simple geometric targets. *Acustica*, 13, 1970.



$$d_0 = 4 \mu\text{s}$$

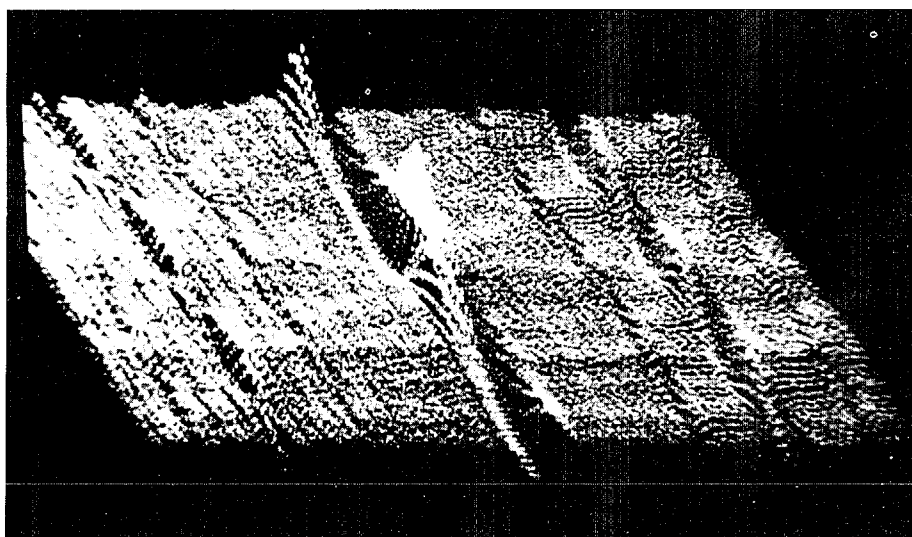
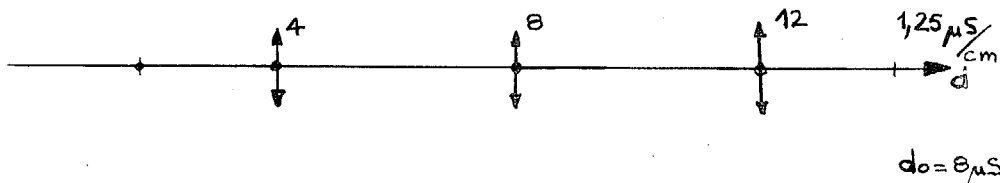
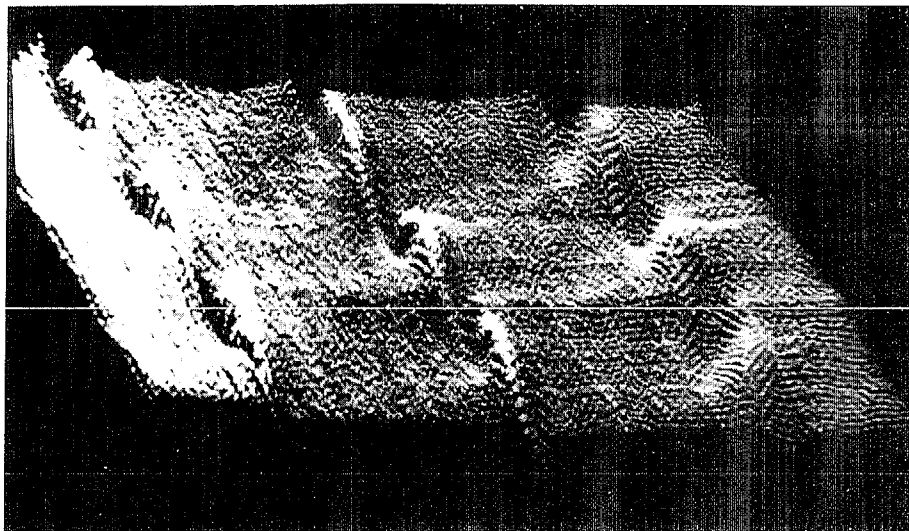


FIGURE 1

Cibles d'épaisseur réduite 8 μs et 4 μs .
 256 points d'épaisseur réduite de pas 50 ns.
 128 points de retard de pas 100 ns.
 Avec registre à décalage : $\tau \geq 0$.
 Epaisseur réduite à l'origine : 1,75 μs .

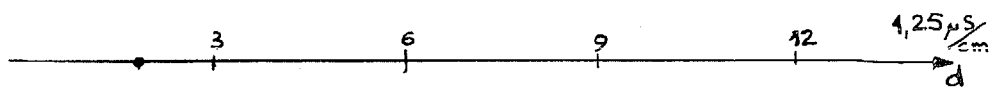
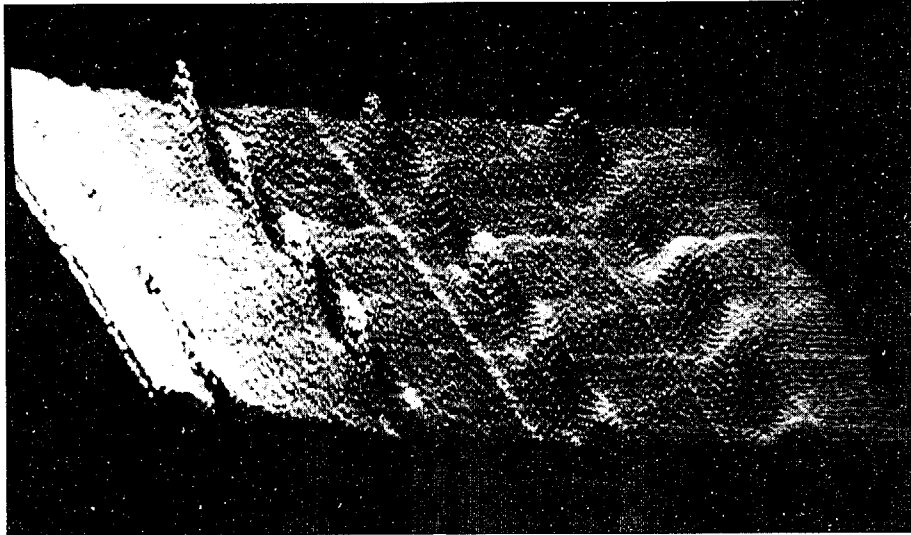
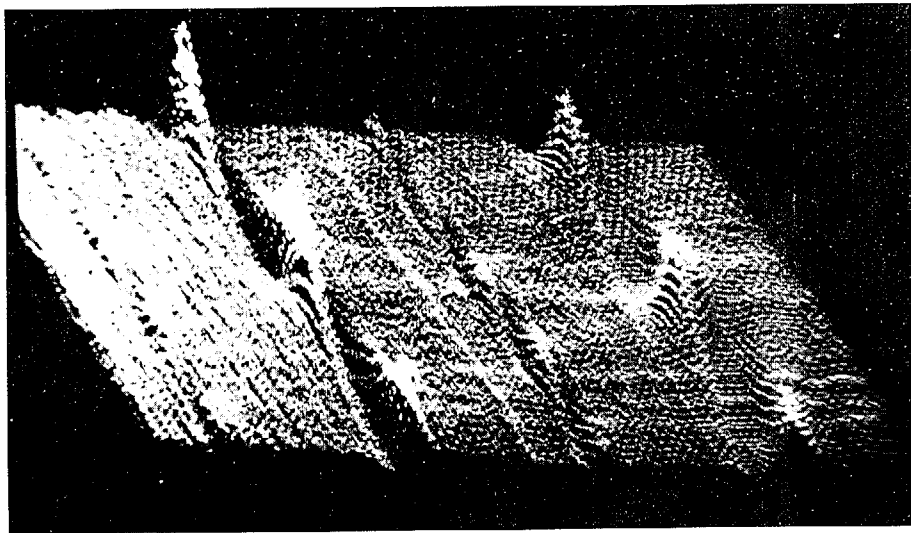
 $d_0 = 3 \mu s$  $d_0 = 6 \mu s$ 

FIGURE 2

Cibles d'épaisseur réduite $6 \mu s$ et $3 \mu s$

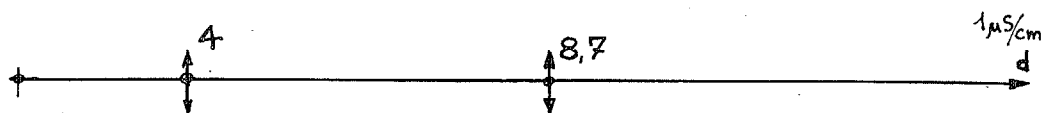
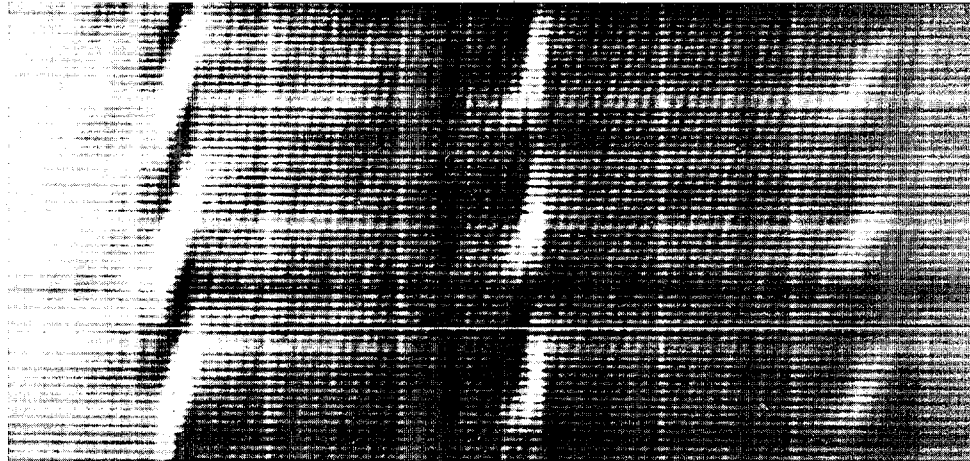
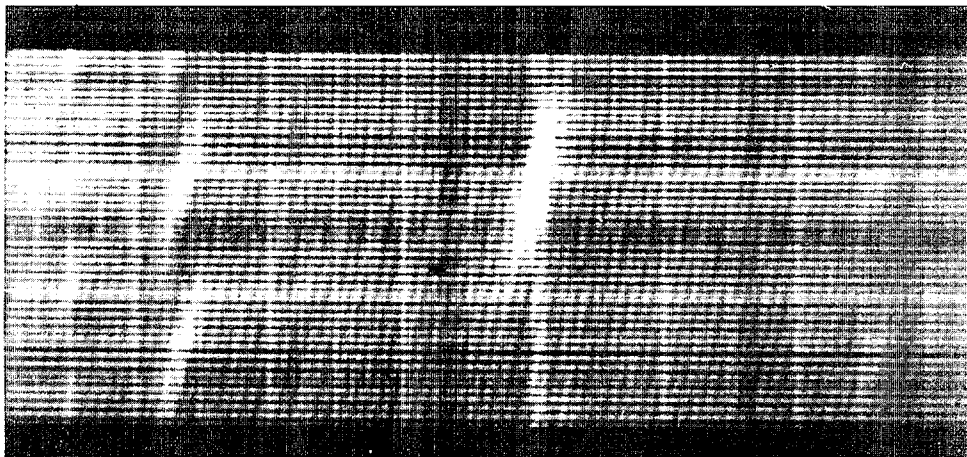

 $d_0 = 4 \mu s$

 $d_0 = 8 \mu s$


FIGURE 3

Cibles d'épaisseur réduite 8 μs et 4 μs . Vues de dessus. 256 points d'épaisseur, 128 points de retard. Epaisseur réduite à l'origine : 1,75 μs , 1 $\mu s/cm$

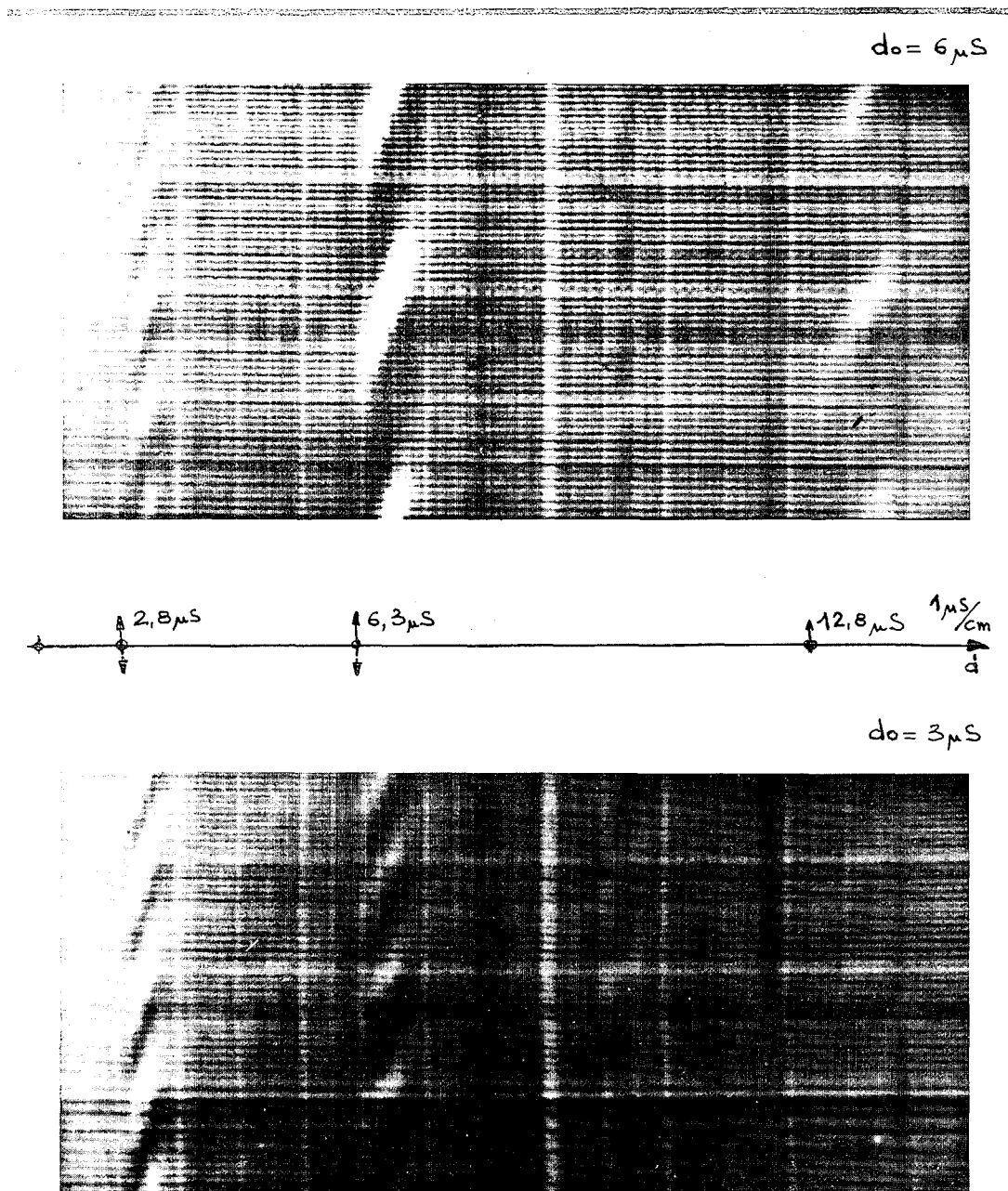
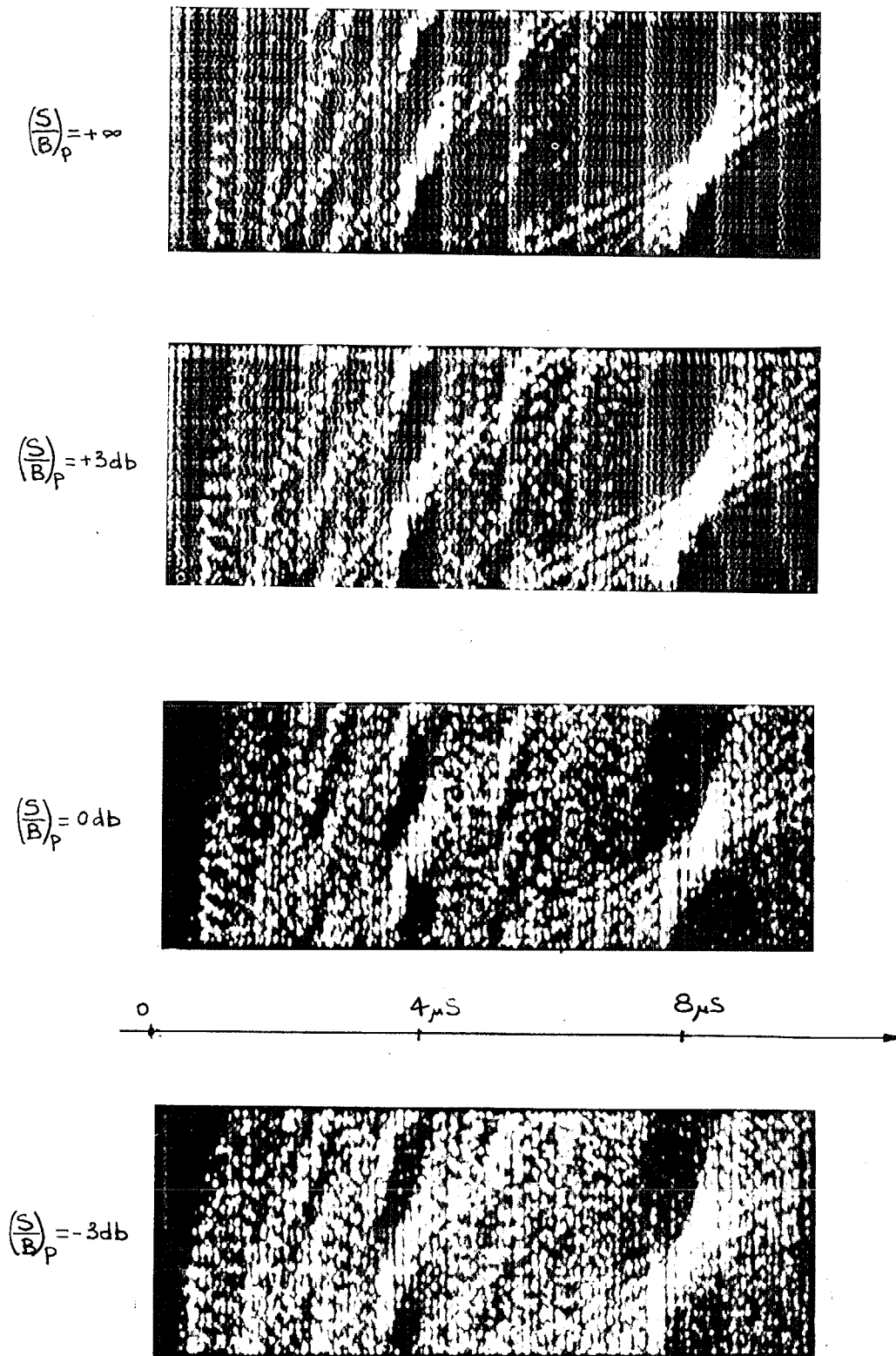


FIGURE 4 (vues de dessus)
Cibles d'épaisseur réduite 6 μs et 3 μs



$d_0 = 8\mu\text{s}$

FIGURE 5

$1\mu\text{s/cm}$

Avec redressement

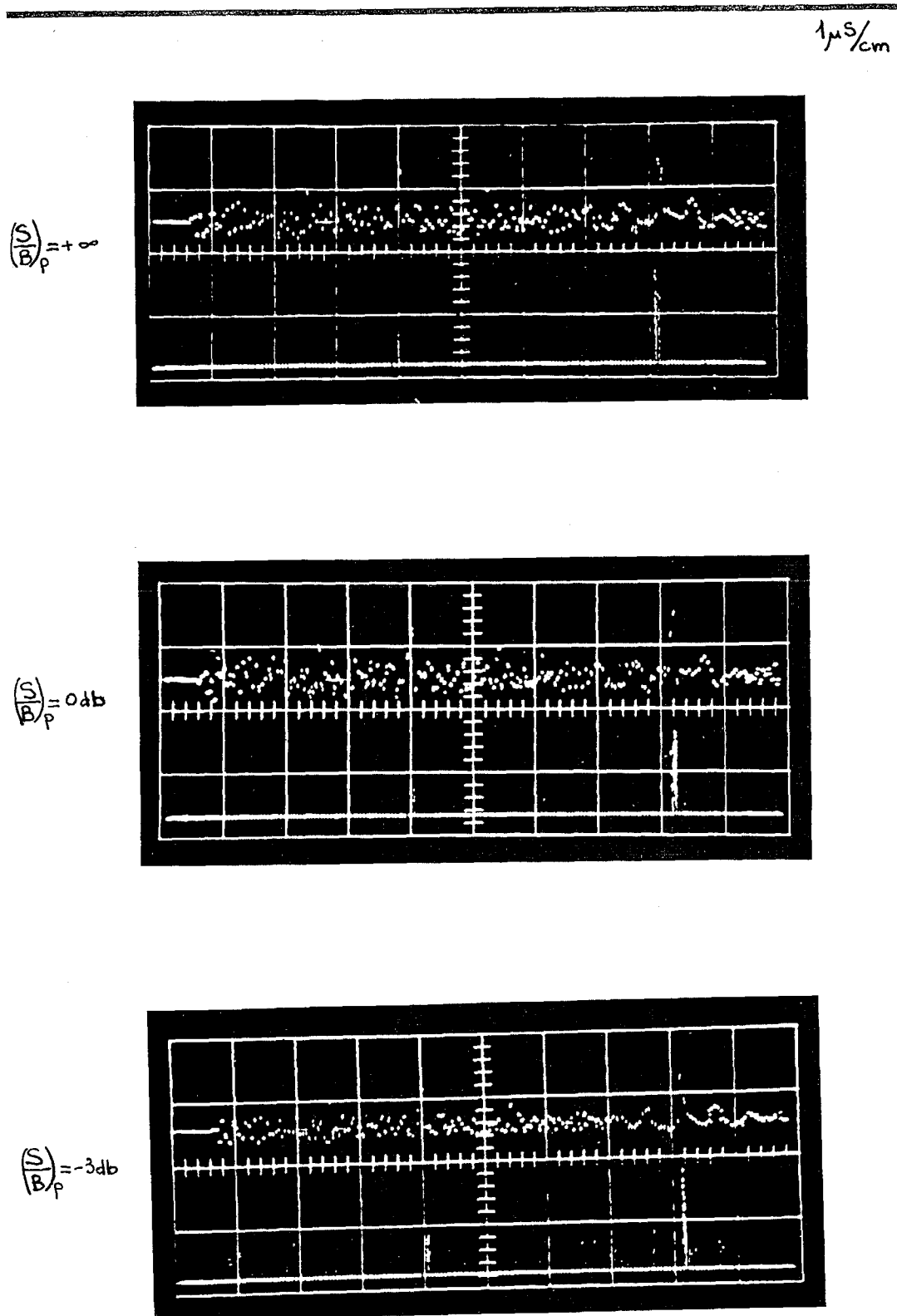


FIGURE 6

Coupe de la surface, $Z(\tau_0, d)$ non redressé.

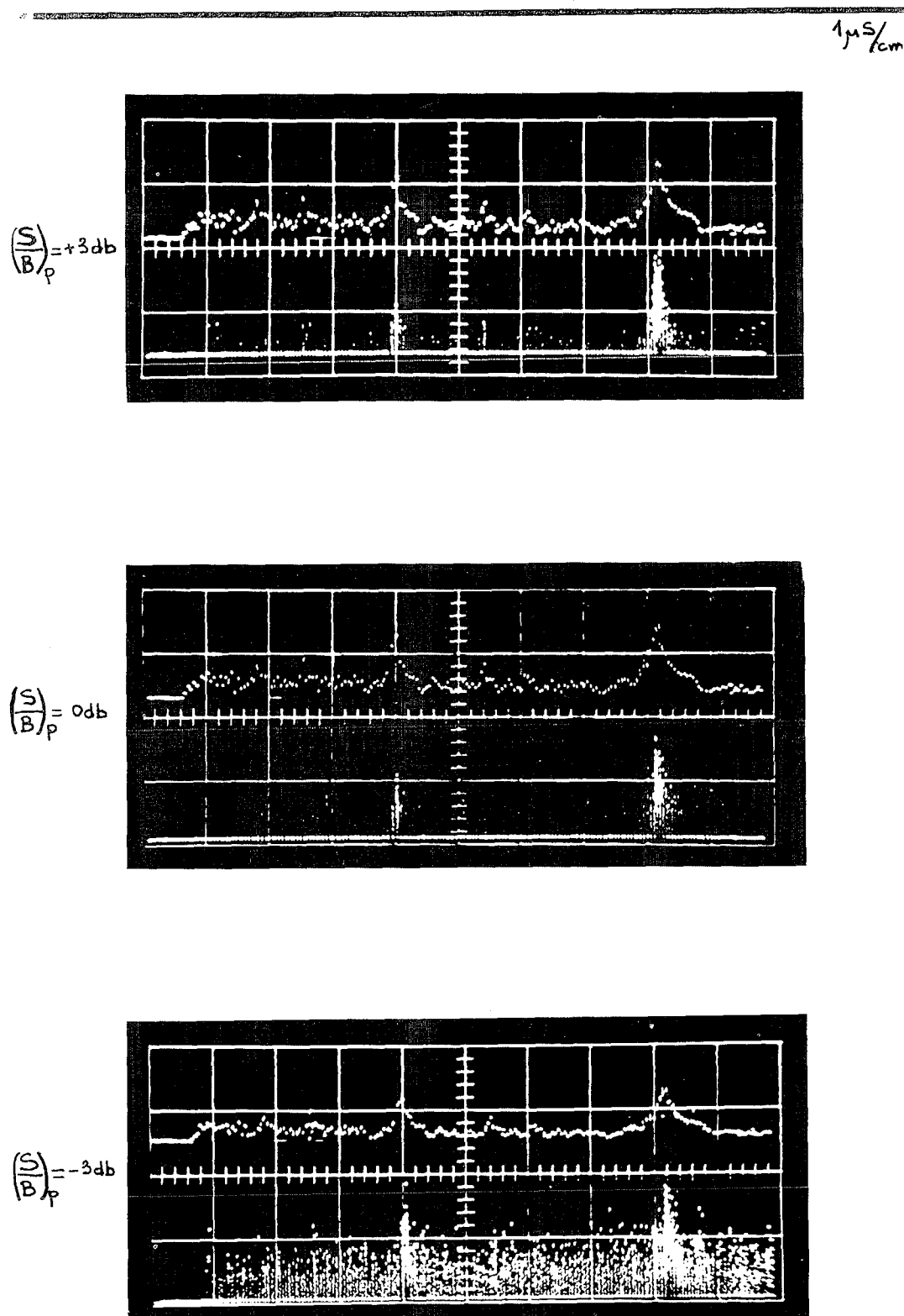


FIGURE 6 bis

Coupe de la surface $Z(\tau_0, d)$ avec redressement.

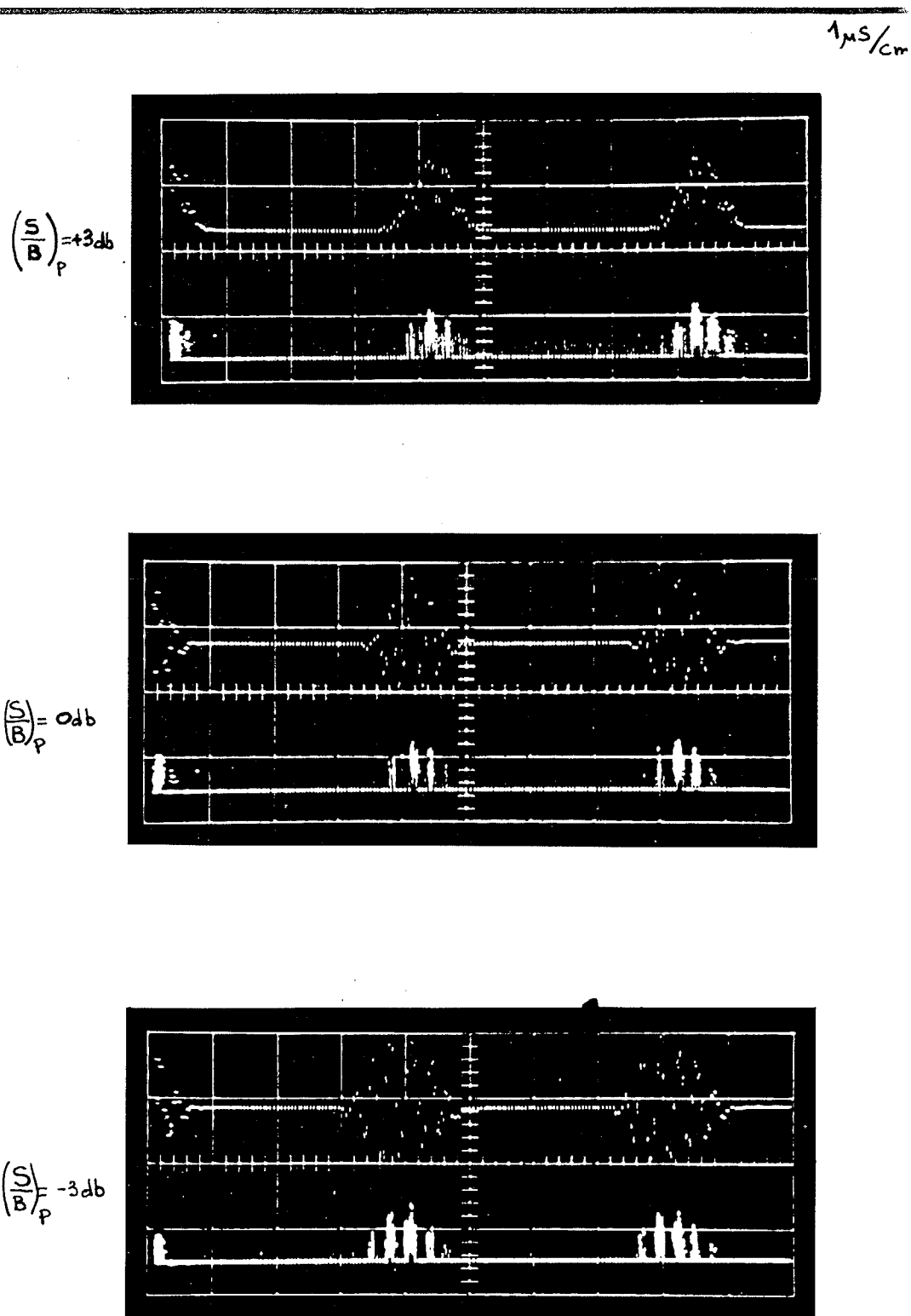


FIGURE 7

Coupe de la surface $Z(\tau, d_0)$ avec et sans redressement.

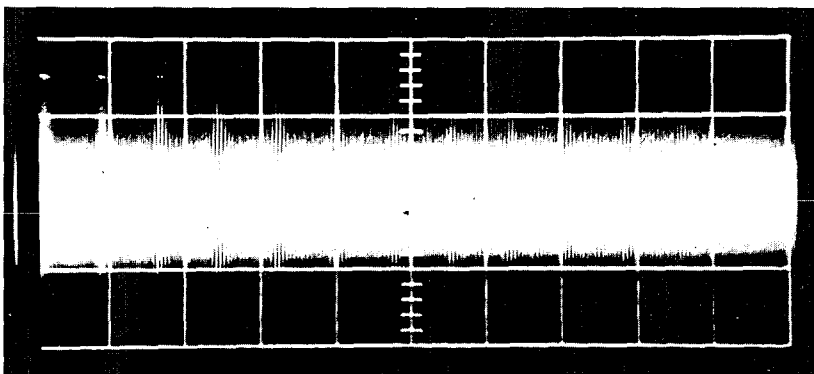
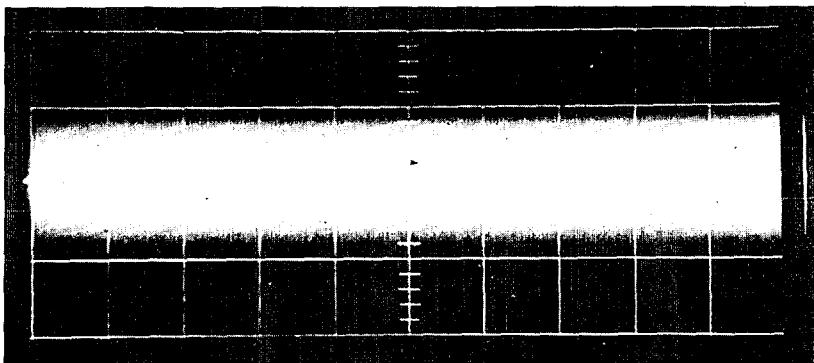
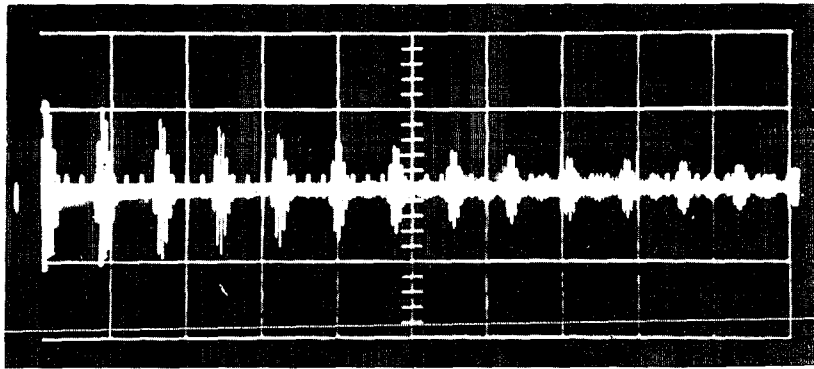


FIGURE 8

Signal et bruit à l'entrée $(S/B)_p = -3$ dB.