

COLLOQUE NATIONAL SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

NICE du 26 au 30 AVRIL 1977

CONVOLUTION ET CORRELATION A L'AIDE DE COMPOSANTS ACOUSTIQUES A ONDES *
DE SURFACE
CONVOLUTION AND CORRELATION USING SURFACE ACOUSTIC WAVE DEVICES

Hervé GAUTIER, Claude LARDAT, Charles MAERFELD

Thomson-C.S.F. Division A.S.M. 06802 Cagnes-sur-Mer
(France)

Thomson-C.S.F., A.S.M. Division 06802 Cagnes-sur-Mer
(France)

RESUME

L'apparition de nouveaux composants acoustiques à ondes de surface performants a donné un regain d'intérêt aux techniques de convolution et corrélation de signaux analogiques HF et VHF.

Dans une première partie, on donne les performances, limitations et conditions d'utilisation :

- 1) des convoluteurs piézoélectriques à effet non-linéaire
- 2) et des corrélateurs à mémoire utilisant un réseau de diodes pn couplé par lame d'air à un substrat piézoélectrique.

Dans la deuxième partie, sont décrites les techniques de corrélation utilisant des transformateurs de Fourier à Filtres dispersifs à réseaux réfléchissants. Les résultats de simulation démontrent clairement les possibilités de cette configuration. Dans le cas de signaux noyés dans une interférence à faible bande, on montre l'avantage d'un pré-filtrage "temporel" ou d'un pré-blanchiment du signal.

SUMMARY

New surface acoustic wave devices have emerged whose performances have renewed the interest in correlation and convolution techniques applied to analogue HF and VHF signals processing.

We shall first give the characteristics, limitations and operation conditions of :

- 1) the piezoelectric convolvers making use of nonlinear effects
- 2) and of the memory correlators using a pn diode array coupled to a piezoelectric substrate through an airgap.

We then describe correlation techniques with Fourier transformers made of reflective array dispersive filters. Simulation results clearly demonstrate the possibilities of such schemes. When processing signals in presence of strong narrow band interferences, we shall show there is advantage in pre-time-filtering or a pre-whitening the signal.

* Etude financée par la D.R.M.E. Paris (France)



CONVOLUTION ET CORRELATION A L'AIDE DE COMPOSANTS ACOUSTIQUES
A ONDES DE SURFACE

INTRODUCTION.

Les composants acoustiques sont particulièrement adaptés au traitement rapide des signaux analogiques VHF de durée inférieure à 100 μ s. Ils permettent un gain en vitesse de calcul, encombrement et consommation sur d'autres techniques, digitales par exemple.

Dans ce domaine, les fonctions de corrélation et convolution jouent un rôle important et le but de cet exposé est de présenter comment ces fonctions peuvent être implantées au moyen de composants à onde de surface.

Nous examinerons successivement les dispositifs à effets paramétriques et les dispositifs utilisant des filtres dispersifs.

1. - DISPOSITIF ACOUSTIQUE A EFFET PARAMETRIQUE.

1.1. Convolutair piézoélectrique [1]

La géométrie de ce dispositif est planar (voir Fig. 1). Sur un substrat piézoélectrique poli

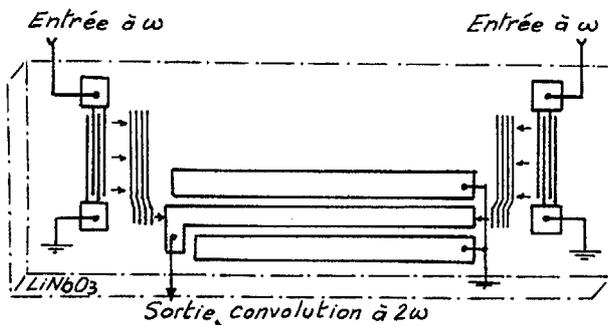


Fig. 1 : Schéma du convolutair piézoélectrique

sont disposés deux transducteurs qui permettent de générer deux ondes acoustiques de surface à la fréquence ω qui se propagent en direction opposée et dont les modulations représentent respectivement les signaux à convoluer $f(t)$ et $g(t)$. Des coupleurs à bandes métalliques compriment les faisceaux acoustiques dans un rapport 10 à 20 ; ceci augmente la densité de puissance acoustique et donc le rendement du système. Du fait de la nonlinéarité du matériau piézoélectrique, les deux ondes ainsi comprimées sont multipliées et sur le triplaue de sortie on détecte un signal à la fréquence 2ω qui est l'intégrale du produit de f et g . Dans le cas où f et g sont synchrones et de durée au plus égale au temps T de propagation sous l'électrode centrale, on montre que le dispositif génère le produit de convolution $f * g$ comprimé dans le temps d'un facteur 2.

Un fonctionnement synchrone ou asynchrone est possible. Le tableau I précise les conditions d'utilisation. Le mode asynchrone correspond en particulier à la détection de signaux radar de forme connue $S(t)$. Une référence $S(-t)$ est alors envoyée périodiquement dans une des entrées du convolutair et le signal à analyser dans l'autre.

Le tableau II rassemble les performances des dispositifs réalisés ainsi que les limites réalistes que l'on peut fixer pour ce type de composant. Il faut souligner le produit bande passante-temps de l'ordre de 600 pour une uniformité de traitement de $\pm 0,2$ dB sur 12 μ s.

Enfin, comme tout composant à onde acoustique de surface, l'analyse des signaux parasites dus aux réflexions sur les transducteurs est importante. Chaque signal d'entrée après réflexion peut se combiner avec lui-même (autoconvolution) ou avec l'autre signal réfléchi (convolution trajet double). Dans le tableau III sont regroupées les expressions pour les niveaux des différents signaux présents en sortie d'un convolutair (principal et parasite). Les signaux utilisés sont généralement codés et dans le cas de codes non symétriques ou aléatoires, le niveau du parasite d'autoconvolution est réduit d'environ $10 \log \beta\theta$. En outre, le coefficient de réflexion R varie de 10 à 20 dB pour un transducteur simple selon sa désadaptation ; pour diminuer l'effet des réflexions on aura intérêt à utiliser des transducteurs "unidirectionnels" ($R > 30$ dB).

L'évaluation de la dynamique de sortie du système dépend de l'utilisation envisagée. On peut néanmoins considérer qu'elle est de l'ordre de 40 à 50 dB avec les composants actuels, ce qui est suffisant dans un certain nombre de cas où il est nécessaire d'effectuer la convolution ou la corrélation de signaux à très grande vitesse (500 pts en 10 μ s). Le fonctionnement en corrélateur nécessite cependant l'inversion dans le temps d'un des deux signaux, opération qui peut être effectuée au moyen de mémoires analogiques ou digitales [2, 3]. Un nouveau type de composant, le corrélateur à mémoire, permet de s'affranchir de cette contrainte.

1.2. Corrélateur à mémoire à réseau de diodes.

Ce nouveau type de composant est actuellement à l'étude dans plusieurs laboratoires [4,5]. Il se compose (voir Fig. 2) d'un substrat piézoélectrique au voisinage duquel est disposé un réseau de diodes intégrées dans un matériau semiconducteur. L'espace d'air qui sépare les deux matériaux est suffisamment petit ($\approx 0,2 \mu$ m) pour que le couplage diode-onde acoustique soit efficace.

CONVOLUTION ET CORRELATION A L'AIDE DE COMPOSANTS ACOUSTIQUES
A ONDES DE SURFACE

- TABLE I -

Principales conditions d'utilisation

| Fonctionnement | Applications (exemple) | Signaux à traiter | | Remarques |
|----------------|---|-------------------|---------------|--|
| | | Durée θ | Bande β | |
| Synchrone | Identification | $\ll T$ | $\ll B$ | Précision $\Delta\tau < 1/B$ Précision $\Delta f < 1/T$ |
| | Mes. temps d'arrivée entre $-\tau$ et $+\tau$ | $\ll T - \tau$ | $\ll B$ | |
| | Mes. fréquence entre $-f$ et $+f$ | $\ll T$ | $\ll B - f$ | |
| Asynchrone | Détection | $T/2$ | B | Référence durée $T/2$, bande B , périodique T |

T : temps de propagation sous électrode du convoluteur
B : bande passante du convoluteur à l'entrée.

- TABLE II -

Caractéristiques techniques du convoluteur piézoélectrique

| | Démontré | Limite réaliste |
|--|----------|-----------------|
| Temps de traitement (us) | 12 | 20 |
| Bande à 3 dB à l'entrée (MHz) | 50 | 100 |
| Fréquence signaux d'entrée (MHz) | 156 | 300 |
| Facteur de bilinéarité (*) (F dBm) | -72 | -72 |
| Suppr. convolut. trajet double (2R + A dB) | 40 | 60 |
| Puissance maximum entrée (W) | 1 | 1 |
| Uniformité traitement (dB) | +0,2 | +0,2 |
| T.O.S. | 4 | 2 |

(*) Pic de convolution pour signaux d'entrée de niveau électrique 0 dBm

- TABLE III -

Signaux d'un convoluteur piézoélectrique (B,T)

| | |
|---|--|
| Parasites | - Signaux entrée : durée θ bande β puissance P_1 mW, P_2 mW |
| | - Convolution principale : $10 \log(P_1 P_2) - F - 20 \log \frac{\theta}{T}$ (dBm) |
| | - Autoconvolution signal "i" : $20 \log P_i - F - R - \frac{A}{2} - 10 \log \beta \theta - 20 \log \frac{\theta}{T}$ (dBm) |
| | - Convolution trajet double : $10 \log(P_1 P_2) - F - 2R - A - 20 \log \frac{\theta}{T}$ (dBm) |
| | - Bruit thermique : $-114 + 10 \log B$ (dBm) (B en MHz) |
| F : facteur bilinéarité (-72 dBm typ.) | |
| R : coefficient de réflexion (10-20 dB si transducteur classique) > 30 dB si transducteur unidirectionnel) | |
| A : perte propagation acoustique (3 - 5 dB) | |



CONVOLUTION ET CORRELATION A L'AIDE DE COMPOSANTS ACOUSTIQUES
A ONDES DE SURFACE

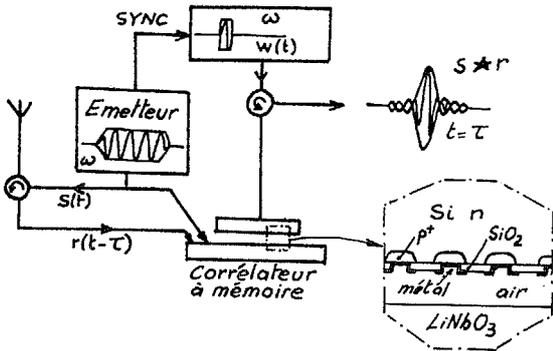


Fig. 2 : Schéma et application type du corrélateur à mémoire

Un exemple typique d'utilisation du composant est alors le suivant (voir Fig. 2). Soit $S(t)\cos \omega t$ un signal émis à l'instant $t = 0$. Ce signal est envoyé à la fois sur l'antenne et sur un transducteur de surface. Au même instant, une impulsion étroite haute fréquence $W(t)\cos \omega t$ est déclenchée et appliquée sur l'électrode arrière du réseau de diodes. Les deux signaux ainsi appliqués créent au niveau des diodes une distribution de champ électrique stationnaire de fréquence ω et de périodicité $\lambda = \frac{v \times 2\pi}{\omega}$ (où v est la vitesse de propagation). Ce champ électrique charge les diodes et on montre que la distribution de charge qui en résulte est un réseau de période λ et dont la modulation correspond au signal $S(z/v)$ à condition que la durée de $W(t)$ soit inférieure à l'inverse de la bande du signal $S(t)$. Sous l'effet de leur faible courant inverse les diodes ne se déchargent que très lentement ; le temps de stockage est de l'ordre de 1 à 10 s dans le cas des diodes pn que nous utilisons. On montre alors que le système se comporte en filtre à corrélation dont la réponse impulsionnelle est $S(-t)$, c'est-à-dire en filtre adapté au signal mémorisé.

Les principales caractéristiques des dispositifs à diodes pn existants sont rassemblées dans le tableau IV, ainsi que les limitations envisagées. La Fig. 3 montre des exemples de fonctionnement dans le mode de fonctionnement de la Fig. 2. Les signaux $S(t)$ sont une impulsion carrée, et des codes de Barker à 7 bits et 13 bits, relus donc corrélés 10 ms plus tard avec eux-mêmes $[r(t-10 \text{ ms}) = S(t)]$.

Ce nouveau type de composant trouve son utilisation dans la détection de signaux radar (filtre adapté programmable) le stockage et l'analyse des signaux mémorisés (filtrage, identification, analyse spectrale...). Il combine les fonctions mémoire et corrélation et il est ainsi très souple d'emploi. L'étude en laboratoire se poursuit actuellement et elle devrait déboucher sur un composant utilisable dans quelques années.

- TABLE IV -
Caractéristiques des corrélateurs à diodes pn

| | Démonstré | Limites |
|--|-----------|---------|
| Perte en filtre à corrélation (dB) | -50 | - |
| P_{correlat}/P_r pour $P_W = 1 \text{ W}$ | | |
| Signal/parasite (sortie) (dB) | 25 | 40 |
| Temps de mémoire | > 5 s | > 10 s |
| Fréquence centrale (MHz) | 120 | 300 |
| Bande passante (MHz) | 20 | 100 |
| Durée signaux (μs) | 6 | 10 |

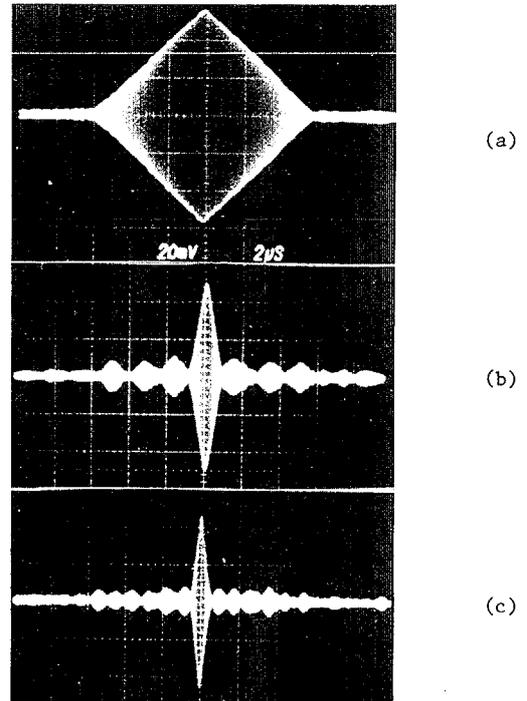


Fig. 3 : Exemples de lecture par corrélation d'un signal stocké pendant 10 ms dans un corrélateur à diode pn. Signal de 6 μs a) carré b) code de Barker à 7 bits c) code de Barker à 13 bits

3. - CONVOLUTION ET CORRELATION A L'AIDE DE FILTRES DISPERSIFS.

3.1. Transformateur de Fourier.

La fonction de base d'un corrélateur (ou convoluteur) à filtres dispersifs est la transformation de Fourier. On sait [6] qu'il existe deux algorithmes de calcul de cette transformée, utilisant des signaux linéairement modulés en fréquence :

$$TF[s(t)] = [(s(t) \cdot R^-) * R^+] \cdot R^- \quad (M-C-M)$$

$$TF[s(t)] = [(s(t) * R^+) \cdot R^-] * R^+ \quad (C-M-C)$$

où R^+ et R^- désignent des signaux modulés linéairement en fréquence (MLF) de pentes positive et négative, et $*$ dénotant le produit scalaire et le produit de convolution. La Figure 4 représente le schéma d'implantation

CONVOLUTION ET CORRELATION A L'AIDE DE COMPOSANTS ACOUSTIQUES
A ONDES DE SURFACE

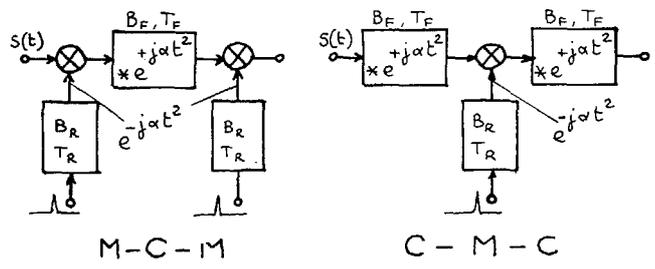


Figure 4

de ces deux algorithmes : les convolutions sont effectuées dans des filtres dispersifs et les rampes modulées de multiplication peuvent être fournies par la réponse impulsionnelle de filtres dispersifs de pente conjuguée. Les deux montages sont duaux, si bien que les conclusions s'appliquant aux bande et dispersion de l'un sont vraies pour les dispersion et bande de l'autre. Les caractéristiques qui sont rappelées ci-après correspondent au montage Multiplication-Convolution-Multiplication (M-C-M).

Si on appelle B_R et T_R les bande et durée de la rampe de prémultiplication, B_F et T_F les bande et dispersion du filtre dispersif de convolution, les valeurs maxima des bande et durée du signal $s(t)$ ainsi que les bande et durée du signal transformé sont données par le tableau V où α caractérise la pente des

TABLEAU V

| | Dispersion | Bande |
|-----------------------------|---|--|
| Filtre de convolution | T_F | $B_F = \alpha T_F$ |
| Rampe de prémultiplication | $T_R = \gamma T_F$ | $B_R = \gamma B_F$ |
| Rampe de postmultiplication | $(1-\gamma)T_F$ | $(1-\gamma)B_F$ |
| Signal $s(t)$ | $T_{max} = T_R = \gamma T_F$ | $B_{max} = (1-\gamma)B_F$ |
| Transformée $s'(t)$ | $T'_{max} = \frac{B_{max}}{\alpha} = (1-\gamma)T_F$ | $B'_{max} = \alpha T_{max} = \gamma B_F$ |

modulations de fréquence. La résolution δf d'un tel transformateur est donnée par :

$$\delta f = 1/T_R$$

et le nombre de raies spectrales séparées est :

$$N = \frac{B}{\delta f} = B \cdot T_R$$

Pour analyser un signal de bande B avec une résolution égale à δf , le produit (B.T) des filtres dispersifs nécessaires est minimum si $\gamma = 0,5$ c'est-à-dire si :

$$\begin{cases} T_F = 2T_R = 2/\delta f \\ B_F = 2B_R = 2B \end{cases}$$

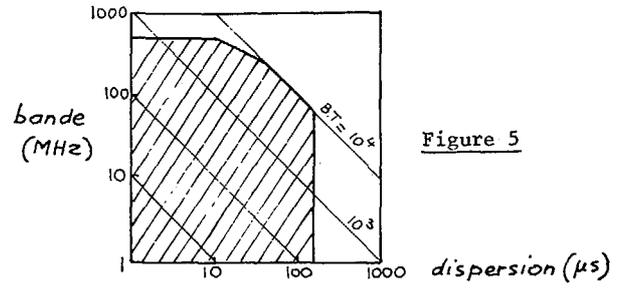


Figure 5

La figure 5 résume les possibilités des filtres dispersifs à ondes acoustiques de surface et permet de déduire les performances qu'on peut atteindre avec de tels analyseurs. Il faut noter que les caractéristiques d'amplitude et de phase de ces filtres sont telles qu'une pondération de 40 dB des lobes secondaires est possible, même pour des produits BT de l'ordre de 10000.

3.2. Convolution et corrélation.

A partir d'un module de transformée de Fourier, on peut obtenir une convolution en utilisant la relation :

$$C_{S_1 S_2} = S_1 * S_2 = TF^{-1} [TF(S_1) \cdot TF(S_2)]$$

On effectue une corrélation en inversant un des signaux dans le temps ou en prenant la conjuguée de l'une des transformées (par le choix de la bonne bande latérale par exemple). La figure 6 montre le schéma d'implantation d'un corrélateur utilisant un transformateur de Fourier (CTF), où le nombre de mélangeurs a été réduit au maximum.

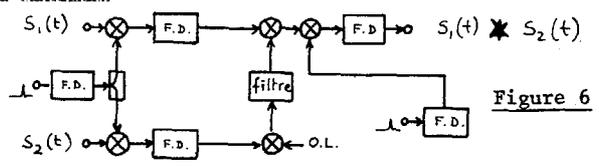


Figure 6

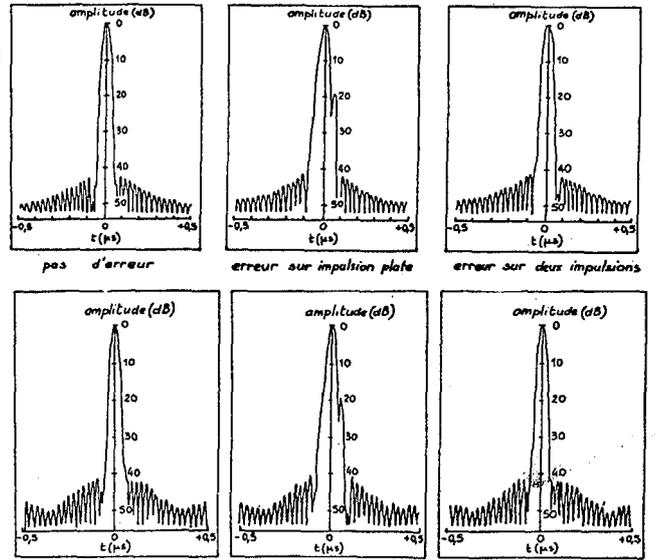


Figure 7



CONVOLUTION ET CORRELATION A L'AIDE DE COMPOSANTS ACOUSTIQUES
A ONDES DE SURFACE

La figure 7 présente une simulation de la corrélation d'un signal plat MLF ($B = 40$ MHz, $T = 5$ μ s) avec une référence MLF pondérée en fonction de Hamming [7]. La sortie du CTF est comparée au produit de corrélation idéal dans trois cas :

- 1) signaux parfaits,
- 2) erreur de phase de 15° sinusoïdale avec 1,5 périodes sur la longueur de l'impulsion plate,
- 3) même erreur sur les deux signaux.

Ces résultats montrent que :

- le CTF donne des résultats pratiquement identiques à ceux d'un corrélateur idéal
- lorsque les deux signaux présentent une erreur de phase identique l'impulsion comprimée est très voisine de celle obtenue avec des signaux parfaits.

En conséquence, outre la possibilité de traiter une grande variété de signaux à large bande ($B \leq 200$ MHz) et produit BT élevé ($B.T \leq$ quelques milliers), le CTF permet d'obtenir des résultats supérieurs à ceux qu'un filtre dispersif parfait aurait donnés pour comprimer un signal imparfait (cas général d'un signal codé obtenu par génération active).

D'autres avantages importants de cette technique de corrélation découlent du fait, qu'après la première transformation de Fourier, un filtrage ou un blanchiment du signal est très facilement réalisable : il suffit d'effectuer un découpage ou un écrêtage temporel, Cf. Fig. 6. Ceci est particulièrement intéressant lorsque le signal est "noyé" dans un signal d'interférence à faible bande.

La figure 8 donne les résultats de la simulation du traitement avec un CTF et pré-filtrage temporel, dans le cas d'un signal MLF et d'une interférence à fréquence pure de même amplitude [7]. On constate un gain de 10 dB sur le plateau dû au signal d'interférence.

Dans le cas de la figure 9, le signal est un code de phase à 50 bits [8]. On montre les résultats de la simulation suivant que le niveau de l'interférence est nul ou égal à 20 fois celui du signal. Dans ce dernier cas, un pré-blanchiment du signal (écrêtage de 40 dB) permet de "sortir" le signal du bruit. Il faut noter en outre que ce résultat est obtenu sans avoir à connaître la fréquence du signal d'interférence.

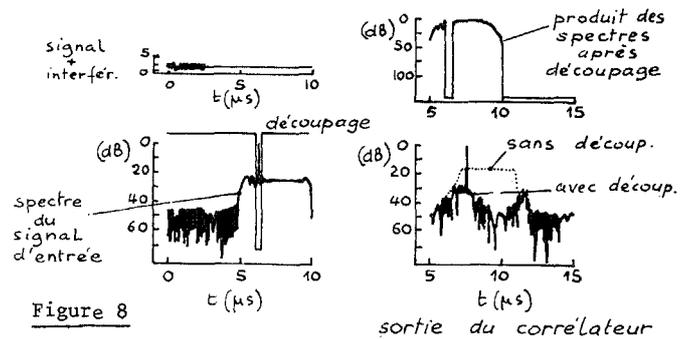
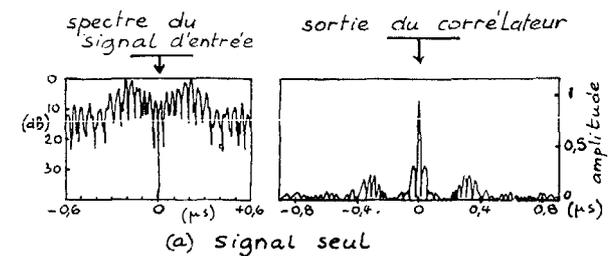
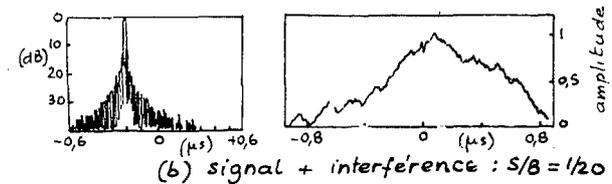


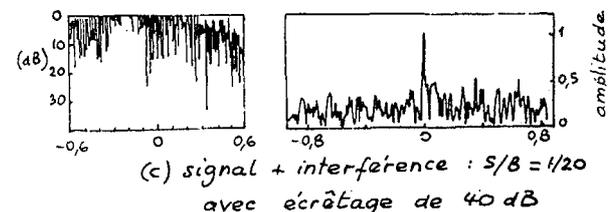
Figure 8



(a) signal seul



(b) signal + interférence : $S/B = 1/20$



(c) signal + interférence : $S/B = 1/20$
avec écrêtage de 40 dB

Figure 9

- REFERENCES -

- [1] P. Defranould, C. Maerfeld "A SAW planar piezoelectric convolver" Proc. IEEE 64, 5, 748-750 (1976)
- [2] T. Beauvais, R. Carré, H. Gautier "Interfacing and comparison of surface acoustic wave and digital technologies" IEE Conf. Public. n° 144 44-52 (1976)
- [3] T. Beauvais "Application d'un convoluteur acousto-électrique en corrélateur rapide" Compte rendu réunion internationale DRME sur les Applications des Composants Micro-ondes acoustiques (Paris 1976) 202-217
- [4] Ph. Defranould, H. Gautier, C. Maerfeld, P. Tournois "P.N diode memory correlator" 1976 Ultrasonics Symp. Proc. 336-347 (1976)
- [5] K.A. Ingebrigtsen "The Schottky diode acoustoelectric memory and correlator. A novel programmable signal processor" Proc IEEE 64, 5, 764-768 (1976)
- [6] J. Bertheas, J. Guyot, P. Tournois "Analyse spectrale analogique au moyen de filtres dispersifs" Colloque GRETSI Nice 1-5 Juin 1971
- [7] H.M. Gerard, O.W. Otto "A programmable radar pulse compression filter utilizing chirp transform correlation" IEEE Ultrasonics Symp. Proc. 371-375 Annapolis 1976
- [8] R.M. Hays, W.R.S Shreve, D.T. Bell Jr, L.T. Claiborne C.S. Hartmann "Surface wave transform adaptable processor system" IEEE Ultrasonics Symp. Proc. 363-370, Los Angeles 1975.