



APPLICATION D'UN PROCÉDÉ NUMÉRIQUE A LA DÉTECTION DES SIGNAUX FAIBLES

par

Jacques OSWALD *

I. CLASSEMENT DES PROCÉDÉS DE DÉTECTION.

Le problème de la détection des signaux, tout particulièrement en acoustique sous-marine, se ramène à l'identification d'une « anomalie » dans l'onde qui parvient au récepteur : au milieu d'un bruit généralement intense, et quasi permanent, il s'agit de reconnaître l'apparition soudaine d'un signal de structure non aléatoire. Reconnaître le signal, c'est au fond améliorer le contraste entre l'écho et le bruit. Il y a, en gros, deux types de procédés pour y parvenir : l'exploitation du contraste « *spatial* » et l'exploitation du contraste « *spectral* ».

I.1. Exploitation du contraste *spatial*.

Ce procédé repose sur une analyse plus ou moins poussée de la géométrie du système. L'écho est porté par une onde plane (ou sphérique) alors que le bruit a une structure plus complexe, car ses sources sont, soit réparties, soit localisées dans une direction généralement connue (cas du bruit d'hélice). La connaissance de la géométrie de la base, support des hydrophones, permet d'imaginer des moyens pour augmenter la *directivité* de l'antenne. Ainsi, le récepteur « orienté » recueille la plus grande partie de l'énergie réfléchie par la cible, et une fraction seulement de l'énergie du bruit. On sait que cette opération est réalisée en deux étapes.

a) Remise en phase et pondération de tous les échos reçus par les différents hydrophones.

b) Sommation des signaux obtenus.

Les moyens techniques mis en œuvre pour augmenter la directivité peuvent être linéaires ou non linéaires. Les systèmes de pondération les plus courants comportent des déphaseurs ou des lignes à retard qui traitent, de façon linéaire, les signaux analogiques. On a proposé, depuis quelques années, d'autres procédés qui sont avantageux du point de vue technologique : les signaux sont transformés en séquences binaires par échantillonnage et écrêtage, et retardés dans des registres à décalage. On ajoute les suites binaires pour réaliser une somme cohérente des signaux utiles sur chacune des voies, alors que les bruits sont additionnés de façon incohérente.

Un exemple d'application bien connu est celui du système « D.I.M.U.S. » (Digital multibeam steering). Ce système n'est d'ailleurs que « semi-numérique », car la sommation des signaux binaires se fait de façon analogique ; on a pu montrer que dans certaines conditions les performances obtenues ne sont pas très inférieures à celles que fournissent les procédés linéaires.

En résumé, quelle que soit la technologie employée, on peut dire que l'accentuation du contraste « *spatial* » résulte de nos connaissances sur la géométrie du système, sur la répartition dans l'espace des sources de bruit, et sur la structure des ondes acoustiques supportant les échos utiles.

I.2. Exploitation du contraste *spectral*.

Une autre connaissance *a priori* qui peut être exploitée est relative à la *nature* même du signal. Par exemple, si l'onde émise est sinusoïdale, l'écho doit être lui aussi constitué par une onde sinusoïdale (dont la fréquence a d'ailleurs varié, en raison de l'effet Doppler-Fizeau). De même, si l'onde émise est modulée en fréquence suivant une certaine loi, on retrouvera une structure analogue dans l'écho. Le bruit au contraire a généralement un spectre continu. Dans la mesure où l'on sait reconnaître la différence entre la structure du signal et celle du bruit, on sera capable d'identifier un écho. Cette méthode peut être appelée : exploitation du contraste « *spectral* », ou plus généralement exploitation des différences de nature entre écho et bruit.

Un exemple bien connu est celui du « filtrage adapté » qui substitue au spectre $S(\omega)$ du signal l'expression $|S(\omega)|^2$. En général, la plupart des procédés d'amélioration du contraste spectral sont linéaires, car ils mettent en œuvre des réseaux passifs (ou actifs) qui sont eux-même linéaires.

Nous allons décrire maintenant un procédé simple de détection qui possèdent les caractéristiques suivantes :

a) il a pour effet d'accentuer le « contraste spectral » ;

b) il est essentiellement numérique, non linéaire, et fait appel à des moyens technologiques très voisins de ceux du système « D.I.M.U.S. ».

* Directeur Technique Adjoint, Compagnie Industrielle des Télécommunications (C.I.T.).

II. LA DÉTECTION NUMÉRIQUE PAR ÉCHANTILLONNAGE.

II.1. Emploi d'un procédé numérique pour la détection d'un signal périodique.

L'identification d'un signal périodique peut être faite par des procédés purement numériques en examinant la position des passages par zéro du signal. Une méthode a été proposée par l'auteur, et décrite de façon détaillée dans un article récent [1].

Supposons donné un signal $s(t)$ parfaitement sinusoïdal (ou tout au moins périodique), et cherchons, en l'absence de bruit, à déterminer sa fréquence f_0 . Le système proposé pour faire cette identification est représenté sur la figure 1. Le signal $s(t)$

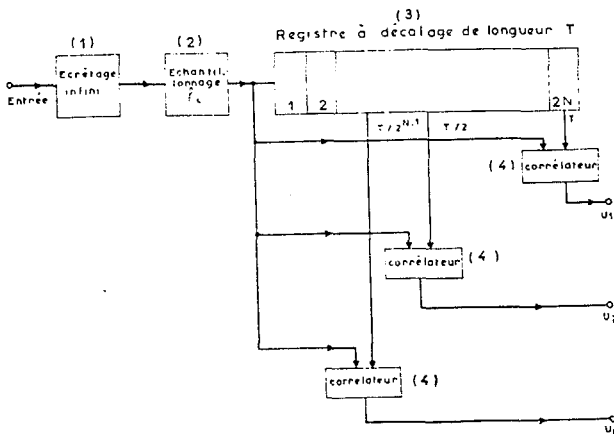


FIG. 1. — Dispositif de détection numérique par échantillonnage, d'un signal périodique, en l'absence du bruit.

est écrêté, pour ne conserver que sa polarité, puis échantillonné à une fréquence relativement élevée par rapport à f_0 (par exemple 4 à 16 fois par alternance). Si l'on compare en permanence les polarités d'échantillons séparés par l'intervalle de temps T (appelé *intervalle de discrimination*), il y aura coïncidence de polarité si T est égal à un nombre pair d'alternances et opposition si T est égal à un nombre impair d'alternances. Dans l'article précité, on a montré comment on pouvait choisir T pour identifier le mieux possible la fréquence, généralement inconnue, de l'onde reçue.

La comparaison des polarités est faite à l'aide d'un autocorrélateur à coïncidence (additionneur modulo 2) qui fournit la moyenne du produit $\text{sgn}[s(t)] \text{sgn}[s(t+T)]$ mesuré aux instants d'échantillonnage. (On désigne conventionnellement par $\text{sgn } s$ le signe de $s(t)$).

Dans le cas général, l'intervalle de discrimination choisi (T) n'a aucune raison d'être un multiple exact de la demi-période de l'onde analysée. On constate alors que la moyenne du produit $\text{sgn } s(t) \text{sgn}[s(t+T)]$ est comprise entre 0 et 1. Il est possible de rendre ce produit très voisin de 1 (ou de 0), si l'onde analysée est effectivement périodique et de période inconnue, mais fixe, pendant la durée de l'analyse, en ajoutant au dispositif un intégrateur

(ou organe logique de décision majoritaire) et un dispositif de lever de doute. Nous renvoyons le lecteur, pour la description de ces organes, à l'article déjà cité. Par surcroît, si la fréquence de l'onde reçue est comprise dans une bande de fréquence relativement large, on est conduit à effectuer simultanément plusieurs comparaisons de polarité avec des intervalles de discrimination différents ; il est particulièrement commode d'utiliser N intervalles ayant respectivement pour valeurs $T, T/2, T/4, \dots, T/2^{N-1}$. Dans un tel cas, on pourra non seulement reconnaître l'existence d'un signal périodique, mais trouver à quel intervalle de fréquence élémentaire il appartient : on mesurera par là même l'effet Doppler du but.

En résumé, la détection, et l'éventuelle discrimination de la fréquence d'un signal *périodique* peuvent être réalisées par le dispositif de la figure 1, qui comporte :

- un dispositif d'échantillonnage fonctionnant à fréquence élevée,

- un registre à décalage à N prises, permettant d'afficher des retards égaux à $T,$

$$T/2, \dots, T/2^{N-1}.$$

- N corrélateurs (additionneurs mod. 2),

- N intégrateurs (ou circuits de décision majoritaire).

L'emploi de ce système a été fait avec succès dans le cas des signaux forts (grand rapport signal/bruit). Nous nous proposons d'examiner ci-après ses possibilités d'emploi en détection sous-marine, c'est-à-dire dans le cas des signaux faibles.

Revenons au préalable sur l'hypothèse de la périodicité du signal. Une telle restriction n'est pas absolument nécessaire. En effet, si le signal émis est modulé en fréquence *suivant une loi linéaire*, il est clair qu'une transposition de fréquence réalisée à la réception par une onde engendrée localement et obéissant à la même loi, restituera un signal de fréquence fixe, donc périodique. On se trouvera donc ramené au problème précédent.

D'autre part, pour faire l'analyse, on peut supposer connue la fréquence du signal à détecter : en effet, le système, sous sa forme la plus simple, se contente de reconnaître l'existence d'un signal périodique pour autant qu'il appartienne à une bande de fréquences prédéterminée. On sépare alors complètement le problème de l'identification d'un écho de celui de la détermination de l'effet Doppler. Nous nous contenterons, dans ce qui suit, d'examiner le premier de ces problèmes, le second ne pouvant être résolu que lorsque le premier l'a été.

II.2. Détection numérique d'un signal périodique, détection numérique d'un bruit stationnaire.

Considérons le cas d'un signal $s(t)$ de fréquence f_0 , en l'absence de tout bruit. Si le signal n'est pas écrêté, et si l'intervalle de discrimination T satisfait à la relation $f_0 T = q$ (q entier), le corrélateur



reçoit deux tensions d'entrée égales et la tension de sortie v_s est égale à la puissance du signal $s(t)$, mesurée aux instants d'échantillonnage t_k :

$$(1) \quad v_s(t_k) = [s(t_k)]^2.$$

Si maintenant on admet que le signal a été échantillonné au préalable, on trouve une tension de sortie u_s constante :

$$(2) \quad u_s(t_k) = 1 \quad \text{quel que soit } t_k.$$

Dans le cas d'un bruit stationnaire seul présent $b(t)$, de fonction d'autocorrélation normée $\rho(\tau)$ et de variance σ^2 , et en l'absence d'écrêtage, on trouve une tension de sortie moyenne v_b telle que :

$$(3) \quad v_b = E[b(t) b(t + T)] = \sigma^2 \rho(T),$$

(E désignant comme à l'ordinaire l'espérance mathématique).

Il est évident que v_b peut être rendu très petit si $\rho(T)$ est petit, ce qui s'obtient en choisissant un intervalle de discrimination T très supérieur au rayon de corrélation du bruit $b(t)$.

Si le bruit a subi un écrêtage préalable, il est connu que la tension moyenne de sortie devient u_b telle que [2] :

$$(4) \quad u_b = \frac{2}{\pi} \arcsin [\rho(T)],$$

dans le cas d'un bruit gaussien et centré.

Ces considérations préliminaires étant faites, le problème pratique à résoudre est celui de la détection de la somme $s(t) + b(t)$ par le moyen du dispositif proposé qui n'est pas linéaire.

II.3. Détection numérique d'un signal périodique de fréquence connue au milieu d'un bruit à large bande (*).

Si on désigne par t_i les instants d'échantillonnage, si on suppose un écrêtage parfait et un temps de discrimination T grand devant le rayon de corrélation du bruit, la tension moyenne de sortie du dispositif de la figure 2 a pour expression :

$$(5) \quad u = E \{ \operatorname{sgn} [s + b(t_i)] \operatorname{sgn} [s + b(t_i + T)] \}.$$

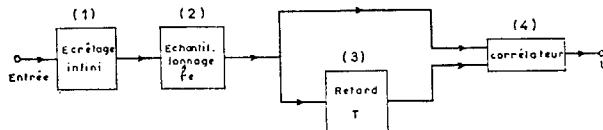


FIG. 2. — Dispositif de détection numérique par échantillonnage d'un signal périodique au milieu d'un bruit à large bande.

Dans le cas général, en appelant $f(x, y)$ la densité liée de probabilité des bruits $b(t)$ et $b(t + T)$, on montre que l'équation (5) peut s'écrire :

$$(6) \quad u = 1 - 4 \int_{-s}^{+\infty} dx \int_{-\infty}^{-s} f(x, y) dy ;$$

(*) Les résultats des paragraphes II.3 et II.4 sont le fruit d'une étude de M. THIRION Ph., ingénieur à la C.I.T., dont nous ne donnons ici que les conclusions essentielles.

si le signal $s(t)$ est absent, et que le bruit est seul présent, (6) se réduit à :

$$(7) \quad u_b = 1 - 4 \int_0^{+\infty} dx \int_{-\infty}^0 f(x, y) dy.$$

Prenons maintenant le cas particulier d'un bruit gaussien. La densité liée des bruits $b(t)$ et $b(t + T)$ a pour expression :

$$(8) \quad f(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2\sqrt{1-\rho^2}} \exp \left[-\frac{(x^2 - 2\rho xy + y^2)}{2\sigma^2(1-\rho^2)} \right] ;$$

ρ désigne le coefficient de corrélation entre $b(t)$ et $b(t + T)$. Si $b(t)$ est un bruit blanc de largeur de bande B , on a :

$$(9) \quad \rho(T) = \frac{\sin BT}{BT}.$$

Le calcul de l'intégrale répétée (6), pour $f(x, y)$ gaussien (équation 8) donne en définitive :

$$(10) \quad u = -\Theta \left(\frac{s}{\sigma\sqrt{2}} \right) + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{-\frac{s}{\sigma\sqrt{2}}}^{+\infty} \times e^{-z^2} \Theta \left[\frac{\frac{s}{\sigma\sqrt{2}} + \rho z}{\sqrt{1-\rho^2}} \right] dz.$$

$\Theta(x)$ désignant comme à l'ordinaire la fonction d'erreur :

$$\Theta(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt.$$

II.4. Interprétation des résultats.

La réponse du dispositif est donnée, dans le cas général, par l'expression (6) qui n'est pas très aisément exploitable. Mais la forme particulière (10) correspondant au cas d'un bruit gaussien est d'une interprétation plus aisée. En premier lieu, si le signal est absent ($s = 0$), u se réduit à u_b et l'équation (10) donne bien le résultat classique :

$$(11) \quad u_b = \frac{2}{\pi} \arcsin \rho(T).$$

u_b peut être considérée comme une « tension de seuil » [3] ; en effet, lorsqu'un signal d'amplitude suffisante apparaît, u va prendre une valeur supérieure à la tension de seuil u_b , et le récepteur pourra prendre une décision.

Si $|u| > |u_b| + \varepsilon_1$, on admettra que le signal $s(t)$ est présent.

Si $|u| < |u_b| + \varepsilon_2$, on admettra que le signal $s(t)$ est absent.

Si $|u_b| + \varepsilon_2 \leq |u| \leq |u_b| + \varepsilon_1$, il y a indétermination.

ε_1 et ε_2 sont des nombres qui caractérisent les probabilités de détection et de fausse alarme.

Dans le type d'application envisagé, le coefficient de corrélation ρ est petit devant l'unité : il suffit en effet de prendre T tel que $BT \gg 1$ (l'intervalle de discrimination T ne sera en fait limité que par la

durée T' du signal ; il faut en tout état de cause que T soit inférieur ou égal à $T'/2$.

D'autre part, nous examinons le cas où le signal est très faible : $\frac{s}{\sigma} \ll 1$. On peut alors simplifier l'équation (10) en utilisant son développement au voisinage de $\frac{s}{\sigma} = 0$; on trouve ainsi :

$$(12) \quad u \approx \frac{2}{\pi} \left[\rho + \left(\frac{s}{\sigma} \right)^2 \right],$$

$$(13) \quad u_b \approx \frac{2}{\pi} \rho,$$

donc :

$$(14) \quad y = \frac{u}{u_b} = 1 + \frac{1}{\rho} \left(\frac{s}{\sigma} \right)^2 \approx 1 + \frac{1}{BT} \left(\frac{s}{\sigma} \right)^2.$$

Le rapport y caractérise les possibilités de détection pour les signaux faibles. Il est d'autant plus grand que ρ est plus petit ; or $\rho(T) \leq \frac{1}{BT}$ si on se réfère à l'équation (9).

On a porté sur les courbes de la figure 3 le rapport $y = \frac{u}{u_b}$ en fonction de $\frac{s}{\sigma}$ (rapport signal/bruit à l'entrée) et pour diverses valeurs de ρ , c'est-à-dire du produit BT . Ces courbes montrent par exemple

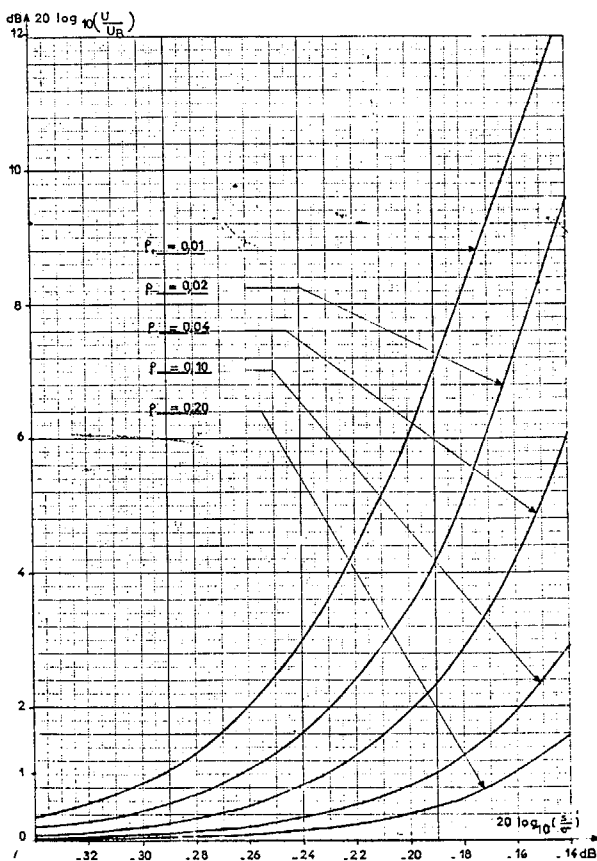


FIG. 3. — Variation de $y = \frac{u}{u_b} = f\left[\left(\frac{s}{\sigma}\right)^2\right]$, pour différentes valeurs de ρ , ($\rho \ll 1$ et $s/\sigma \ll 1$).

que pour $\rho = 0,02$ ($BT \approx 50$) et pour un rapport signal/bruit de -14 dB, le rapport $y = \frac{u}{u_b}$ atteint 10 dB. Par contre si $\rho = 0,20$ ($BT \approx 5$), y ne dépasse pas 2 dB. L'ordre de grandeur de ces chiffres montre qu'il n'est probablement pas étonnant d'employer la détection numérique par échantillonnage, même dans le cas des signaux faibles.

III. CONCLUSION.

Une des particularités essentielles du dispositif qui vient d'être décrit sommairement est la *non linéarité*. Après écrêtage, l'opération de corrélation se fait sur des signaux binaires, comme dans le cas du système « D.I.M.U.S. ». Mais, au contraire de ce dernier, qui exploite le contraste « spatial », la détection numérique par échantillonnage exploite le contraste « spectral ». Il est donc toujours possible de disposer, en amont du système de détection, un organe linéaire qui améliore la directivité en exploitant le contraste spatial.

La détection numérique par échantillonnage repose sur l'idée très simple que le signal à détecter est *périodique* (quoique sa fréquence soit généralement inconnue) alors que le bruit ne l'est pas. Il en résulte que la fonction d'autocorrélation du bruit décroît rapidement en fonction du temps alors que celle du signal reste constante aux instants multiples de la demi-période. Enfin, il importe de remarquer que le dispositif, qui est un analyseur de fréquence instantanée, peut encore être employé si le signal est modulé en fréquence suivant une loi connue ; il peut de même fournir une évaluation de l'effet Doppler-Fizeau, tout au moins pour des valeurs acceptables du rapport signal/bruit ; plus précisément, l'incertitude sur la valeur de la fréquence reçue est d'autant plus faible que le temps de discrimination T peut être choisi dans un intervalle plus étendu : T est limité inférieurement par le bruit (réduction du produit BT) et supérieurement par la durée du signal.

Il est probable que les procédés de ce genre, qui permettent d'obtenir une analyse spectrale par des méthodes numériques, trouveront d'intéressantes applications dans la détection des signaux.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] OSWALD (J.). *Câbles et Transmission* (1967), n° 1, pp. 20-39.
- [2] BLANC-LAPIERRE (A.), PICINBONO (B.). Propriétés statistiques du bruit de fond. *Masson* (1961).
- [3] MIDDLETON (D.). An introduction to statistical communication theory. *McGraw Hill* (1960), chap. 18, 19, 20.