



CORRÉLATEUR OPTIQUE POUR LA DÉTECTION EN TEMPS RÉEL DE LA PRÉSENCE DANS UN BRUIT D'UN SIGNAL DÉPENDANT DE DEUX PARAMÈTRES INCONNUS

par

Jean-Pierre LUSINCHI *

I. CADRE DE L'ÉTUDE.

Le problème de la détection par corrélation en temps réel a déjà fait l'objet de nombreuses études ayant abouti à des réalisations que l'on peut classer en deux ensembles.

I.1. Le signal est monodimensionnel, c'est-à-dire qu'il ne dépend que d'un seul paramètre inconnu. Ce paramètre est généralement le retard du signal.

Les appareils concernant ce cas font appel à une technologie électronique lorsque la durée du signal n'est pas trop grande (quelques millisecondes), et à une technologie optique lorsque la durée du signal devient de l'ordre du dixième de seconde, en raison de la difficulté qu'il y a à mettre en mémoire un signal de cette durée par des moyens purement électroniques [1].

I.2. Le signal est bidimensionnel, c'est-à-dire qu'il dépend de deux paramètres inconnus.

Ce problème présente un intérêt tout particulier en traitement du signal lorsque le signal est de la forme $S[n(t - t_0)]$, dans lequel les paramètres inconnus sont n et t_0 (détection d'un signal affectée d'un retard inconnu et d'un effet Doppler inconnu).

Les dispositifs réalisés jusqu'à présent concernent les cas particuliers suivants :

I.2.1. La variation de n est de l'ordre de 1 pour 10^6 à 1 pour 10^4 en valeur relative. T est de l'ordre de la milliseconde et t_0 appartient à un intervalle fini [2]. Ceci est le problème de la détection radar dans une certaine gamme de distance.

I.2.2. La variation de n est de l'ordre de quelques % en valeur relative, T est de l'ordre de la seconde, t_0 est quelconque. C'est le problème de la détection sonar. Les solutions déjà proposées se limitent à un petit nombre de modèles qui rendent compte de quelques valeurs de n , ce qui ramène le problème à la mise en parallèle de plusieurs dispositifs tels que ceux évoqués en I.1.

Nous nous proposons ici de détecter des signaux $S[n(t - t_0)]$, de durée T/n , tels que :

- T est de l'ordre du dixième de seconde à quelques secondes,
- t_0 est quelconque,

— n varie de quelques pour cent en valeur relative, le calcul étant fait pour plusieurs dizaines de valeurs de n .

Appelons $F(t)$ la fonction représentant le bruit dans lequel nous voulons détecter la présence éventuelle de signal par estimation de la fonction d'intercorrélation entre $F(t)$ et le signal de référence. La fonction à calculer s'écrit

$$\Gamma(n, \tau) = \int_{\tau}^{\tau+T/n} F(t) \cdot S[n(t - \tau)] dt.$$

Ceci devient, lorsqu'à un instant t_0 , et pendant une durée T/n $F(t)$ s'identifie à $S[n(t - t_0)]$.

$$C(n, \tau, t_0) = \int_{t_0}^{t_0+T/n} S[n(t - t_0)] \cdot S[n(t - \tau)] dt.$$

II. DESCRIPTION DU DISPOSITIF [3].

Le calcul de $\Gamma(n, \tau)$ nécessite les opérations suivantes :

- 1° mise en mémoire des fonctions $S(nt)$;
- 2° calcul du produit $F(t) \cdot S[n(t - \tau)]$ pour chaque valeur de n et de t ;
- 3° calcul de l'intégrale $\int_{\tau}^{\tau+T/n} F(t) \cdot S[n(t - \tau)] dt$,
- 4° présentation du résultat.

II.1. Description de la mémoire.

La mémoire doit être à deux dimensions pour permettre la restitution de $S(nt)$ soit à n variable et t constant, soit à n constant et t variable. De plus, elle doit pouvoir contenir des fonctions du temps dont la durée s'étend de quelques dixièmes de secondes à quelques secondes.

On sait que la solution purement électronique du problème est impraticable, du fait de sa complexité.

C'est pourquoi la solution proposée ici utilise un enregistrement optique de $S(nt)$. Cet enregistrement est simplifié par le fait que l'on conserve en sortie une information strictement proportionnelle à la fonction de corrélation cherchée, en substituant à $S(nt)$ la fonction déduite de celle-ci par écrêtage infini [4].

* Centre d'Étude des Phénomènes Aléatoires (CEPHAG), (associé au C. N. R. S.), Faculté des sciences, 46, avenue Félix-Viallet. 38 — Grenoble.



De cette manière l'enregistrement optique de $S(nt)$ en transparence variable se réduit à l'inscription sur le support de zones opaques ou parfaitement transparentes, à condition d'ajouter à cette fonction une composante continue qui la rende toujours positive.

Cette façon de procéder appelle certaines remarques que nous développerons au paragraphe 5.

Si nous considérons une fonction $S(nt)$ correspondant à une valeur particulière de n enregistrée suivant une des deux dimensions géométriques du support, toutes les fonctions $S(nt)$ correspondant à toutes les valeurs de n se déduiront de la première par homothétie (Fig. 1). De cette manière, en se

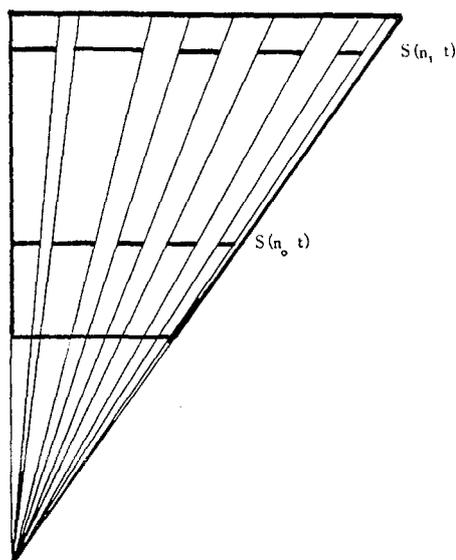


FIG. 1. — Inscription d'une mémoire.

déplaçant suivant deux directions perpendiculaires sur le support, on observera soit la variation de $S(nt)$ à t constant et n variable, soit à n constant et t variable.

Le support proprement dit est un cylindre de plexiglass entraîné par un servo-système assurant une vitesse de rotation dont la stabilité est fonction de la variation de n dont il faut tenir compte. Un observateur fixe, situé en A (Fig. 2) observera la variation de $S(n_0t)$, n_0 étant déterminé par l'ordonnée y de A dans le repère x, y, z .

Une variation ΔV de la vitesse V_0 de support entraînera une variation apparente Δn de n pour l'observateur en A telle que

$$\frac{\Delta n}{n_0} = \frac{\Delta V}{V_0}$$

Il importe donc, si l'on veut différencier deux fonctions $S(n_0 t)$ et $S[(n_0 + \delta n) t]$ que l'on ait

$$\Delta V < V_0 \frac{\delta n}{n_0}$$

Dans le cas présent, pour une variation relative

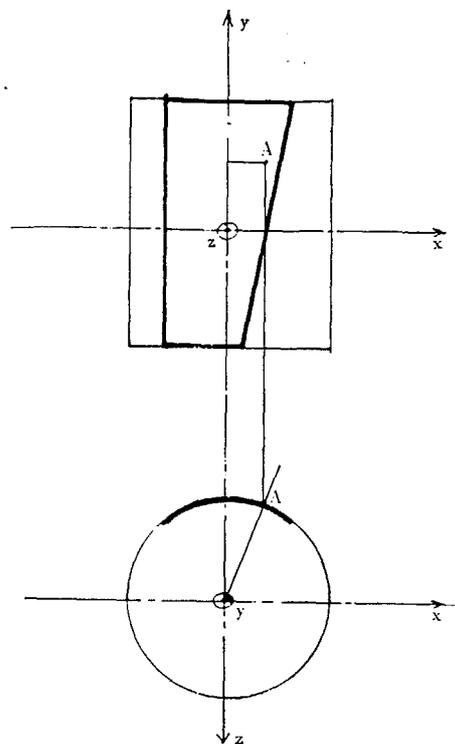


FIG. 2. — Repérage d'une valeur particulière de $S(nt)$.

totale de n de 1 %, il faut, si l'on veut distinguer une centaine de fonctions $S(nt)$, que

$$\frac{\Delta V}{V} < 10^{-2} \cdot 10^{-2},$$

donc

$$\frac{\Delta V}{V} < 10^{-4}.$$

II. 2. Calcul du produit $F(t) \cdot S[n(t - \tau)]$.

Considérons un certain nombre de mémoires analogues à celles décrites au paragraphe II.1, (Fig. 1), identiques et disposées les unes à la suite des autres sur le cylindre, la circonférence du cylindre étant prise égale à un nombre entier de fois le plus grand côté d'une mémoire (Fig. 3).

Un pinceau de lumière dont l'étendue suivant l'axe des t est égale à T/n_1 (n_1 étant la plus petite valeur pouvant être prise par n) et l'étendue suivant l'axe des n est égale à celle d'une des mémoires, éclaire en permanence le cylindre. L'intensité du pinceau est à chaque instant rendue proportionnelle à $F(t)$ par modulation (Fig. 3).

Considérons alors dans un plan d'ordonnée y_0 , correspondant à l'inscription sur le cylindre des fonctions $S(n_0 t)$, un point recevant un rayon lumineux après traversée du cylindre (Fig. 4). A l'instant t_0 considéré, l'intensité du rayon lumineux est proportionnelle à $F(t_0) \cdot S(n_0 t_0)$. Au même instant, en un autre point distant du premier, de la longueur curviligne l , l'intensité du rayon lumineux est $F(t_0) \cdot S[n_0 (t_0 - l/V)]$.

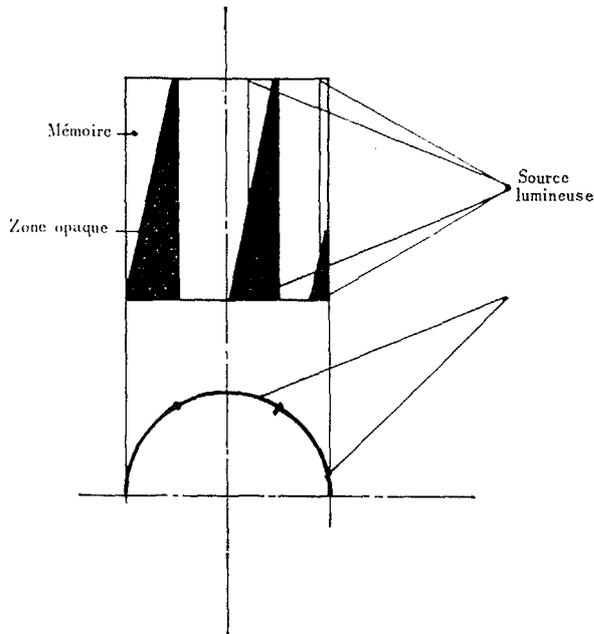


FIG. 3. — Éclairage du cylindre support.

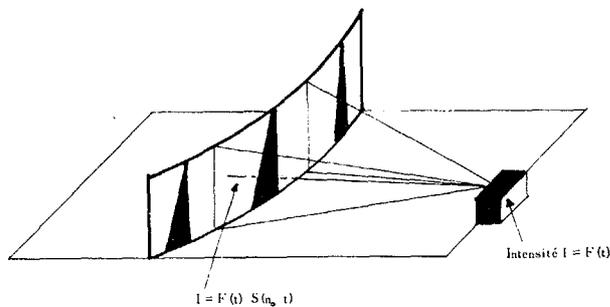


FIG. 4. Modulation du pinceau lumineux par traversée du cylindre.

Supposons maintenant que $F(t)$ soit telle que :

$$(A) \begin{cases} \text{pour } t < t_0, & F(t) \text{ quelconque,} \\ \text{pour } t_0 \leq t \leq t_0 + T, & F(t) = KS[n_0(t - t_0)], \\ \text{pour } t > t_0 + T, & F(t) \text{ quelconque ;} \end{cases}$$

K étant un réel positif.

L'origine des temps est prise à l'instant où le début de l'une des deux mémoires éclairées à l'instant t_0 est passée devant un repère fixe (Fig. 5).

Dans ces conditions, l'intensité du pinceau lumi-

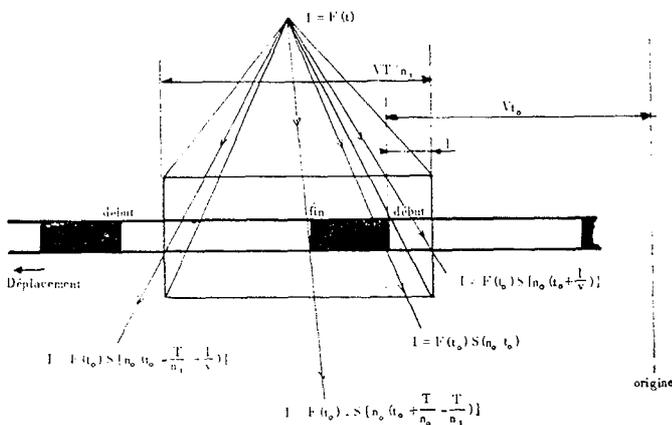


FIG. 5. — Calcul du produit $F(t) \cdot \tau[n(t - \delta)]$.

neux après traversée du cylindre est décrite par les relations, à l'instant t_0 , et en nous déplaçant dans le sens contraire du défilement des mémoires :

$$I = F(t_0) \cdot S[n_0(t_0 - \tau)],$$

τ variant continûment de

$$\frac{T}{n_1} - \frac{l}{V} \quad \text{à} \quad -\frac{l}{V},$$

sauf pour $\frac{T}{n_1} - \frac{T}{n_0} > \tau > 0$ où nous avons $I = 0$.

Plaçons-nous à τ donné, c'est-à-dire en un point d'abscisse fixée par rapport au repère origine. Entre l'instant t_0 et l'instant $t_0 + T/n_0$, ce point enregistrera une quantité de lumière proportionnelle à

$$I = \int_{t_0}^{t_0 + T/n_0} S[n_0(t - t_0)] \cdot S[n_0(t - \tau)] dt,$$

Cette fonction de corrélation sera maximale pour $\tau = t_0$, c'est-à-dire lorsque le retard τ du signal de référence mis en mémoire sera égal au retard t_0 du signal à détecter.

Nous voyons que cette détection est toujours possible, quelle que soit la valeur de t_0 ; en effet, il suffit pour cela que τ puisse prendre n'importe quelle valeur entre 0 et $+\infty$, autrement dit, que le pinceau lumineux modulé par $F(t)$ éclaire toujours une portion de cylindre où se trouve enregistré $S[n_0(pT)]$, p étant un nombre entier positif et tel que $pT < t_0 < (p + 1)T$, ce qui est réalisé avec le système décrit ici (voir figure 5).

III. CALCUL DE L'INTÉGRALE.

$$\int_{\tau}^{T/n_0 + \tau} S[n_0(t - t_0)] \cdot S[n_0(t - \tau)] dt.$$

On forme l'image de la portion du cylindre éclairée par transparence par le pinceau modulé sur la face sensible d'un tube analyseur à photoconduction (Vidicon).

Pendant un temps t , les charges qui apparaissent en un point où l'éclairement est une fonction du temps $E(t)$ sont proportionnelles à

$$\int_{\Delta t} E(t) dt.$$

Le faisceau d'électrons explorateur, en ramenant le potentiel de ce point à celui de la cathode, fera apparaître aux bornes de la résistance de charge R_c une tension proportionnelle à

$$\int_{\Delta t} E(t) dt. \quad (\text{Fig. 6}).$$

On possède donc le moyen de calculer l'intégrale considérée, à condition que le faisceau explorateur ne ramène le potentiel de la face sensible à celui de la cathode qu'au bout d'un temps T/n_0 après l'instant t_0 . Or, dans la pratique on cherche précisément si $F(t)$ s'identifie à un instant donné, t_0 , à $S(nt)$ et on ne peut donc déclencher la lecture à

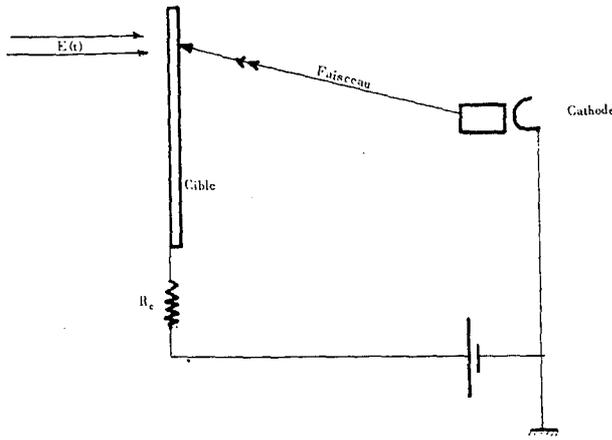


FIG. 6. — Fonctionnement du tube analyseur.

l'instant $(T/n_0) + t_0$, puisque l'on ne connaît pas t_0 . Il y a donc lieu de procéder de la manière décrite ci-dessous.

Le faisceau explorateur est astreint à suivre la fin des mémoires portées sur le cylindre (Fig. 7). De cette façon, tous les points de la couche photoconductrice intègrent pendant au moins une durée T/n_0 . Si à un instant t_0 les conditions (A) sont réalisées, le faisceau explorateur lira la fonction de corrélation entre l'instant $t_0 + T/n_0$ et $t_0 + 2T/n_0$. Le pic de corrélation apparaîtra par conséquent à l'instant $t_0 + T/n_0$ et nous aurons bien une corrélation en temps réel.

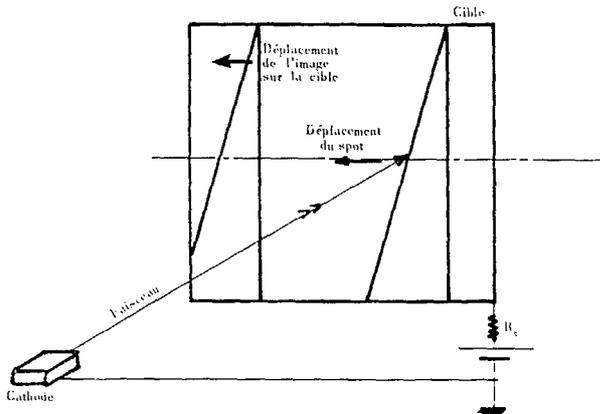


FIG. 7. — Accroissement du faisceau explorateur.

En pratique, n est bien entendu une inconnue. Il faut donc disposer non pas d'une trace ponctuelle du faisceau sur la cible, mais d'une trace linéaire, de façon à lire au même moment, pour τ donné, toutes les fonctions $C(n, \tau, t_0)$ pour n variable. L'apparition éventuelle du pic de corrélation donnera donc en même temps t_0 et n_0 .

Plutôt que de former un faisceau explorateur plan, il revient au même de balayer rapidement la cible. Donc, en fait, le balayage suivant l'axe des t ne pourra être continu (Fig. 8) et cela introduit donc une limitation dans le nombre de points où l'on peut distinguer un pic de corrélation. Mais il est toujours possible de rendre cette limite moins restrictive que celle apportée par la structure granulaire

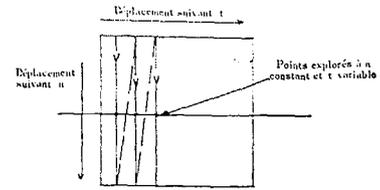


FIG. 8. — Balayage de la cible du tube analyseur.

de la cible qui limite le nombre de points à environ 1 000.

On voit ainsi que la période de balayage doit pour cette méthode être la même pour toutes les fonctions $S(nt)$, et qu'il faut la prendre au moins égale à T/n_1 , n_1 étant, rappelons-le, la borne inférieure des n . Ceci entraîne que pour toutes les fonctions autres que $S(n_1 t)$ le faisceau explorateur sera non pas asservi à suivre la fin des mémoires, mais précèdera d'une quantité très petite le début des mémoires, la structure de celles-ci étant rendue périodique, ainsi que nous l'avons vu au paragraphe II.

La conséquence est que le pic de corrélation sera lu, s'il existe, non pas au temps $t_0 + T/n_0$, mais au temps $t_0 + T/n_1$.

Ce n'est donc pas en toute rigueur une corrélation en temps réel mais, comme $(n - n_0)/n_0$ n'excède pas 1 % pas hypothèse, le retard à la détection $T \left(\frac{1}{n_1} - \frac{1}{n_0} \right)$ est tout à fait négligeable.

IV. PRÉSENTATION DES RÉSULTATS.

Les informations à présenter en sortie sont :

- 1) y a-t-il présence de signal ? et dans l'affirmative :
- 2) valeur de n_0 ,
- 3) valeur de t_0 .

Le signal prélevé sur la résistance de charge R_c module l'intensité du faisceau d'inscription d'un tube à rayons cathodiques classique. De plus ce faisceau balaye la face avant du tube à rayons cathodiques en synchronisme avec le faisceau explorateur de la cible de vidicon. Donc, un maximum de

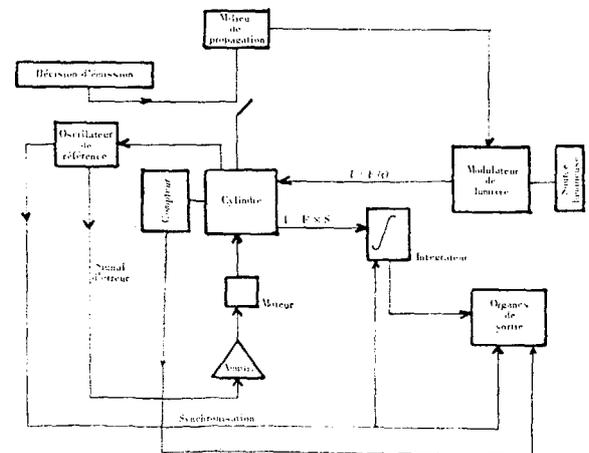


FIG. 9. — Schéma synoptique.



charges en un point de la cible, caractérisant la présence d'un signal de paramètres (n_0, t_0) se traduira par un maximum d'éclairement au point correspondant du tube à rayon cathodique. Ce dernier pourra donc être repéré dans un système d'axes directement gradués en n et t . En fait, la périodicité des mémoires introduit naturellement une ambiguïté module T/n_1 sur l'axe des t . Cette ambiguïté est aisément levée en comptant le nombre de mémoires ayant défilé devant un repère donné à l'instant où on lit un pic de corrélation.

Le schéma synoptique de l'ensemble est donné sur la figure 9.

V. CONSIDÉRATIONS ANALYTIQUES.

Dans cette partie nous allons examiner l'influence de la technologie optique sur les performances du corrélateur en ce qui concerne le gain en rapport signal sur bruit et la résolution.

V.1. Gain en rapport signal sur bruit.

Nous nous limiterons au cas rencontré le plus couramment dans la pratique, c'est-à-dire à celui où le signal utilisé est une séquence binaire. La fonction $S(t)$ ne peut prendre que les valeurs $+a$ et $-a$ (Fig. 10).

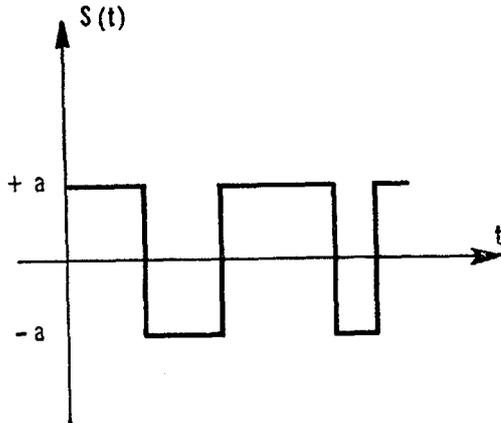


FIG. 10. — Fonction binaire $S(t)$ non polarisée.

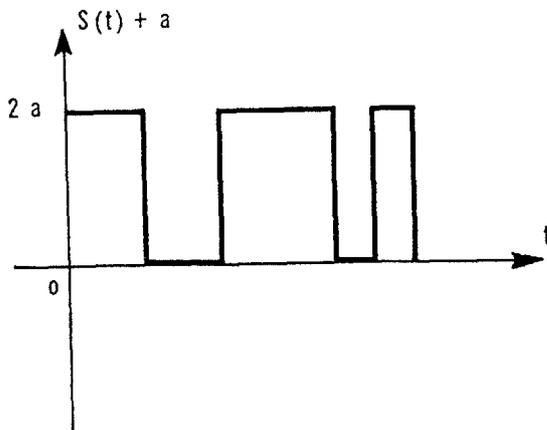


FIG. 11. — Fonction binaire $S(t) + a$ polarisée.

Pour pouvoir l'inscrire en transparence variable, nous y ajoutons une composante continue et le signal effectivement mis en mémoire est $S(t) + a$ (Fig. 11).

De même, $F(t)$ module une source lumineuse dont l'intensité sera décrite, lorsque le signal est présent au milieu du bruit, par

$$I \equiv S(t - t_0) + b + B(t),$$

où b représente une composante continue et $B(t)$ le bruit dû à la propagation.

L'intégrale réellement calculée sera donc

$$(1) \quad R(t_0, \tau) = \int_{t_0}^{t_0+T} [S(t - \tau) + a] \times [S(t - t_0) + b + B(t)] dt.$$

(Nous prenons $n = 1$ pour simplifier l'écriture, ce qui ne restreint pas la généralité du problème).

Or

$$(2) \quad C(t_0, \tau) = \int_{t_0}^{t_0+T} S(t - \tau) [S(t - t_0) + B(t)] dt.$$

En l'absence de polarisation, le bruit provient de l'influence du facteur

$$\int_{t_0}^{t_0+T} S(t - \tau) B(t) dt,$$

dont la variance sera notée

$$\sigma_B^2 = E \left\{ \left[\int_{t_0}^{t_0+T} S(t - \tau) B(t) dt \right]^2 \right\}.$$

En présence de polarisation, nous avons :

$$R(t_0, \tau) = \int_{t_0}^{t_0+T} [S(t - \tau) + a] [S(t - t_0) + B(t)] dt + \int_{t_0}^{t_0+T} ab dt + b \int_{t_0}^{t_0+T} S(t - \tau) dt.$$

Le bruit provient maintenant des facteurs

$$\int_{t_0}^{t_0+T} [S(t - \tau) + a] B(t) dt + \int_{t_0}^{t_0+T} bS(t - \tau) dt + a \int_{t_0}^{t_0+T} S(t - t_0) dt + \int_{t_0}^{t_0+T} ab dt.$$

Le dernier terme s'élimine aisément par filtrage, le troisième est nul par hypothèse. Examinons les deux autres.

La variance de

$$\int_{t_0}^{t_0+T} [S(t - \tau) + a] B(t) dt,$$

s'écrit

$$\sigma_N^2 = E \left\{ \left[\int_{t_0}^{t_0+T} [S(t - \tau) + a] B(t) dt \right]^2 \right\}.$$

Si nous remarquons que

$$S^2(t - \tau) \equiv a^2,$$

alors,

$$\sigma_B^2 \equiv a^2 E \{ B^2(t) \}, \quad \text{et} \quad \sigma_N^2 \equiv 2a^2 E \{ B^2(t) \}.$$

Donc

$$\sigma_N^2 = 2\sigma_B^2.$$



Autrement dit, changer $S(t - \tau)$ en $S(t - \tau) + a$ a pour effet de diminuer le gain en rapport signal sur bruit de 3 dB.

L'influence du terme de polarisation b est traduite par le terme

$$b \int_{t_0}^{t_0+T} S(t - \tau) dt,$$

qui varie avec t_0 et τ .

La valeur de ce terme est égale, à un facteur multiplicatif près, à la différence entre les aires positives et négatives définies par $S(t)$ entre $t_0 - \tau$ et $t_0 - \tau + T$, ce qui peut être rendu très faible, quels que soient t_0 et τ , en choisissant correctement $S(t)$ et pourvu que b ne soit pas trop grand devant a .

En conclusion de cette étude, nous pouvons dire que la nécessité de polariser les fonctions aboutit à une perte en rapport signal sur bruit de 3 dB environ, pour les fonctions particulières choisies. Cette conclusion est identique à celle à laquelle arrivent certains auteurs [1].

V.2. Résolution.

La résolution théorique maximale en temps est égale à $1/W$, où W représente la bande passante du signal, tandis que la résolution maximale en fréquence (effet Döppler) est égale à $1/T$, où T représente la durée du signal.

Technologiquement, la résolution en distance est limitée par la structure granulaire de la cible. Or, il peut y avoir jusqu'à 1 000 points distincts sur la cible, et comme la totalité de la cible est balayée en 1 seconde, la limite inférieure de la résolution en temps est $1/1\ 000$ de seconde. Pour être limité par ceci, il faudrait un signal de bande passante égale à 1 000 hertz et les signaux sonar utilisés sont limités à 350 hertz. Pour cette application particulière, le problème de la limitation par la structure granulaire de la cible ne se pose pas, mais il faudrait en tenir compte pour d'autres signaux de bande passante plus large.

En ce qui concerne la résolution en fréquence, nous avons déjà évoqué le problème au paragraphe II.1, et nous avons vu que la limite de résolution dépend de la variation relative totale de n . De toute façon, ici encore, on ne peut aller au delà de 1000 canaux différents en raison de la granularité de la cible, mais l'importance de cette limitation vis-à-vis de celle apportée par la fluctuation de vitesse ne peut être appréciée que dans chaque cas particulier.

CONCLUSION

Nous avons vu comment il était possible, par des méthodes particulières d'inscription des mémoires et de lecture, de détecter par corrélation en temps réel la présence dans un bruit d'un signal dépendant de deux paramètres inconnus dont l'un est un temps et l'autre un rapport d'affinité sur le temps.

Nous avons évoqué rapidement l'influence des nécessités technologiques sur les performances du corrélateur, et nous avons vu que le seul point important est une perte en rapport signal sur bruit de 3 dB par rapport au gain maximum théorique.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] PARKS (J. K.). Optical-correlation detector for the audio frequency range. (Détecteur par corrélation optique dans les fréquences audibles.) *J. acoust. Soc. Amer.* (fév. 1965), **37**, n° 2, pp. 268-277.
- [2] TALAMINI (A.), FARNETT (E.). New target for radar. (Nouveaux objectifs pour le radar.) *Electronics*, U. S. A. (déc. 1967), pp. 58-66.
- [3] LUSINCHI (J. P.). Dispositif optique de corrélation pour la détection en temps réel de la présence dans un bruit d'un signal dépendant de deux paramètres inconnus. *Brevet*, PV 127 950 du 13 novembre 1967.
- [4] BONNET (G.). Sur les corrélateurs utilisant la quantification des signaux. — Traitement du signal avec application particulière à l'acoustique sous-marine. CEPHAG (1964), p. 337.