

UN PROCESSEUR ACOUSTO-OPTIQUE DE  
COMPRESSION D'IMPULSIONS A 2000 POINTS.

O. BAZZI, R. TORGUET, J.M. ROUVAEN et M. GAZALET

Laboratoire d'Opto-Acousto-Electronique URA CNRS 832 ENSIMEV  
Université de Valenciennes 59326 VALENCIENNES Cédex FRANCE

RÉSUMÉ

Nous présentons une architecture compacte de processeur acousto-optique de compression d'impulsions à 2000 points, adapté au décodage en temps quasi-réel des signaux satellites GPS. Une cellule unique de Bragg en Paratellurite est utilisée pour supporter les deux signaux à corrélérer sur un temps d'accès de 80µs. La théorie de fonctionnement, la réalisation et les performances sont reportées.

1 - INTRODUCTION

De nouveaux systèmes d'aide à la navigation par satellites sont apparus ces dernières années (GPS, STARFIX, LOCSTAR...). Ces systèmes permettront dans un avenir proche le positionnement tridimensionnel des mobiles avec une précision allant de cent mètres à quelques mètres. La transmission des signaux utilise la technique du spectre étalé par des séquences directes pseudo-aléatoires propres à chaque satellite. Ceci permet, entre autres, le multiplexage des signaux sur un même canal, la mesure du temps de parcours et l'immunité contre un brouillage à bande limitée. La réception est basée sur la corrélation des codes reçus avec une référence. Dans le système GPS, les données transmises concernent les positions des satellites [1]. La position du navigateur est calculée à partir des temps de parcours des signaux émis d'au moins trois satellites. La corrélation sélective des codes pseudo-aléatoires utilisés permet d'obtenir une amélioration du rapport signal à bruit proportionnelle au nombre N des bits du code [2] :

$$SNRE = 10 \log_{10}(N) \quad (1)$$

Le générateur classique, basé sur un registre à décalage bouclé en contre-réaction par une fonction prédéfinie en "Ou-Exclusifs" est représenté à la figure 1. Le spectre de corrélation se traduit par une compression de bande ou d'impulsion. Les signaux GPS sont codés par des séquences de 1023 moments (pour les signaux C/A) [1]. A la réception, ils sont noyés de -6 à -16 dB dans le bruit. La technique acousto-optique semble aujourd'hui être la plus appropriée pour un traitement en temps réel. Les moyens numériques restent assez limités en cadence de calcul et difficiles à mettre en oeuvre à cause de l'échantillonnage. Nous proposons dans la suite une architecture compacte de processeur acousto-optique à intégration spatiale

ABSTRACT

A compact architecture for an acousto-optic correlator is presented. A 2000-point compression adapted to a real time processing of GPS C/A navigation signals is obtained. The processor is designed in a unique Paratellurite Bragg cell with an access time of 80µs. Processing theory, realization and performances are reported.

réalisée dans une cellule de Bragg unique avec un taux de compression de 2000.

2 - FONCTIONNEMENT DU CORRELATEUR ACOUSTO-OPTIQUE.

Les signaux, convertis en ondes ultrasonores, sont envoyés en sens opposés dans une cellule de Bragg éclairée par de la lumière cohérente. Le produit des signaux est réalisé par deux interactions acousto-optiques successives [3] (voir Fig.2). Les deux faisceaux optiques en sortie comportent chacun deux composantes fréquentielles. Le faisceau incident (I) va interagir avec le premier signal  $S_1$  pour donner lieu à une partie modulée ( $I_1$ ) et un résidu ( $I_0$ ). A leur tour, ( $I_1$ ) et ( $I_0$ ) vont être séparés lors de la deuxième interaction avec  $S_2$  respectivement en ( $I_{11}$ ), ( $I_{10}$ ) et ( $I_{00}$ ), ( $I_{01}$ ).

La lumière incidente (I), de vecteur amplitude  $A$ , de pulsation  $\omega_0$  et de vecteur d'onde  $k_0$  peut être représentée par le vecteur champ électrique :

$$E_1 = A \cdot e^{j(\omega_0 t - k_0 r)} \quad (2)$$

où  $t$  et  $r$  désignent respectivement le temps et le vecteur position.

Les ondes acoustiques de pulsation  $\Omega_0$  et de nombre d'ondes  $K_0$  peuvent être représentées par :

$$s_{1,2}(t) = S_{1,2}(t) \cdot e^{j(\Omega_0 t \pm K_0 z)} \quad (3)$$

En relation avec la figure 2, l'un des deux signaux à traiter doit être inversé dans le temps par rapport à l'autre :

$$S_1(t) = F_1(t - \frac{z}{v}) \quad S_2(t) = F_2(t + \frac{L - z}{v}) \quad (4)$$

où  $v$  est la vitesse acoustique dans le cristal et  $L$  est la longueur de la cellule selon l'axe  $z$ .



Dans notre présente application, les signaux utilisés sont des séquences pseudo-aléatoires  $F(t) = \pm 1$ . La porteuse est ainsi modulée en phase  $(0, \pi)$ .

L'interaction acousto-optique peut être considérée (à faible rendement) comme une modulation d'amplitude de la lumière associée à un décalage de fréquence et du vecteur d'onde lumineux égaux à ceux des ondes acoustiques.

Si  $\alpha$  est le rendement de l'interaction, le champ électrique du premier faisceau diffracté est :

$$\mathbf{E}_1 = \alpha S_1 \mathbf{B} e^{j(\omega_0 + \Omega)t} e^{-j(\mathbf{k}_0 + \mathbf{K})\mathbf{r}} \quad (5)$$

où  $\mathbf{B}$  est un vecteur fixe lié à  $\mathbf{A}$  par le rapport des indices de réfraction  $n_1$  et  $n_2$ .

Le champ du faisceau résidu  $I_0$  est :

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_0 &= \sqrt{1 - \alpha^2 S^2} \mathbf{E}_1 \\ &= \sqrt{1 - \alpha^2} \mathbf{A} e^{j(\omega_0 t - \mathbf{k}_0 \mathbf{r})} \end{aligned} \quad (6)$$

Les expressions des différents champs résultants de la deuxième interaction sont déduits de la même manière. En vue d'une détection hétérodyne sur une photodiode [4], nous nous intéressons particulièrement aux deux faisceaux colinéaires sortants de fréquences voisines:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{00} &= (1 - \alpha^2) \mathbf{A} e^{j(\omega_0 - \mathbf{k}_0 \mathbf{r})} \\ \mathbf{E}_{11} &= \alpha^2 S_1 S_2 e^{2j\Omega t} \mathbf{E}_{00} \end{aligned} \quad (7)$$

Le système de détection est présenté dans la figure 3. L'intégrale sur la ligne acoustique est réalisé par la lentille L. Le courant de sortie de la photodiode est :

$$I = \int_0^L |\mathbf{E}_{00} + \mathbf{E}_{11}|^2 dz \quad (8)$$

La réponse de la photodiode limite cependant ce courant à la seule composante " basse-fréquence" de porteuse  $2\Omega$ . En désignant par  $\eta$  le rendement de la détection photoélectrique et en posant

$$\Gamma = 2\alpha^2 (1 - \alpha^2) \eta \quad (9)$$

le changement de variables :

$$\mathbf{u} = t - \frac{z}{v} \quad \tau = 2t - \frac{L}{v} \quad (10)$$

nous permet d'écrire :

$$\begin{aligned} I &= \frac{\Gamma}{v} |\mathbf{A}|^2 e^{2j\Omega t} \int_{t-\frac{L}{v}}^t F_1(u) F_2(u-\tau) du \\ &= \frac{\Gamma}{v} |\mathbf{A}|^2 e^{2j\Omega t} C_{12}(\tau) \end{aligned} \quad (11)$$

où  $C_{12}$  représente la fonction de corrélation des signaux  $F_1$  et  $F_2$ . La porteuse située au double de la fréquence acoustique peut être extraite par une détection d'amplitude synchrone du signal de corrélation. Ceci permet d'atteindre une haute dynamique de réception ainsi qu'une détection de polarité.

### 3 - REALISATION DU PROCESSEUR.

Le nombre de points du processeur est lié au temps d'accès de la cellule et à la bande passante de l'interaction acousto-optique [5] :

$$N = \tau \cdot \Delta F \quad (12)$$

Le signal C/A (GPS) est codé sur 1023 bits. Pour une bande passante de 25MHz, compatible avec un système d'acquisition numérique en sortie du corrélateur, un temps d'accès de 80 $\mu$ s est requis pour obtenir 2000 points. Notre choix de matériau s'est porté sur la paratellurite ( $\text{TeO}_2$ ), dans laquelle la vitesse de propagation des ondes transversales est très lente ( $v = 620\text{m/s}$ ). La longueur du cristal nécessaire pour une mémoire dynamique de 2000 points est ainsi réduite à 5 cm. La fréquence acoustique d'opération est centrée à 60 MHz. L'atténuation acoustique dans le  $\text{TeO}_2$  se situant autour de 3dB/cm à 100MHz est compensée par le fait que, dans le milieu, les ondes se propagent selon des directions opposées. Le rendement global des deux interactions successives reste ainsi quasi-constant sur toute la ligne acoustique. Le processeur est réalisé dans un parallélépipède de 50 x 1,5 x 1,5 mm<sup>3</sup>. A l'entrée, un faisceau laser fin de 50x1mm<sup>2</sup> est obtenu par une diode laser placée dans le plan focal commun à deux lentilles cylindriques. En sortie, une troisième lentille est utilisée pour la focalisation sur une photodiode (voir fig. 4).

### 4 - RESULTATS

Quelques résultats de corrélation obtenus pour des codes pseudo-aléatoires de 1023 bits générés par une horloge à 25 MHz sont présentés dans la figure 5. Une source de bruit blanc introduite sur l'une des voies (à puissance acoustique constante) a permis la mesure du facteur d'amélioration du rapport signal à bruit proche de la valeur théorique de 30 dB. La figure 5.a représente le signal d'autocorrélation en absence du bruit. La figure 5.b correspond au signal de sortie pour un rapport signal à bruit de -20dB en entrée. Dans ces mêmes conditions, la détection synchrone de polarité est démontrée (fig. 5.c).

### 5 - CONCLUSION

Un processeur acousto-optique de taux de compression de 2000 a été mis au point. Le choix du  $\text{TeO}_2$  a permis la réalisation d'une architecture compacte. Un facteur d'amélioration du rapport signal à bruit de 30dB est obtenu. Actuellement, notre objectif est d'adapter, par un interfaçage électronique, le temps d'accès du corrélateur à des signaux de durées variées. Les résultats de ce travail seront reportés dans un avenir proche.

REFERENCES

- 1 J.J. Spilker, Jr., Navigation, ed. The Institute of Navigation, ISBN 0-936406-003, p. 29 (1980).
- 2 R.C. Dixon, Spread Spectrum Systems, ed. Wiley & Sons, New York (1976).
- 3 N.J. Berg et J.N. Lee, Acousto-optic Signal Processing, ed. Dekker, New York (1983).
- 4 J.M. Rouvaen, E. Bridoux et R. Torguet, Electron. Lett., Vol. 11, p. 281 (1975).
- 5 I.C. Chang, Optical Engng., Vol. 24, p. 132 (1985).

REMERCIEMENTS

Ce travail a été supporté par SODENA 19, r. des Réfugiés 94000 Créteil - FRANCE

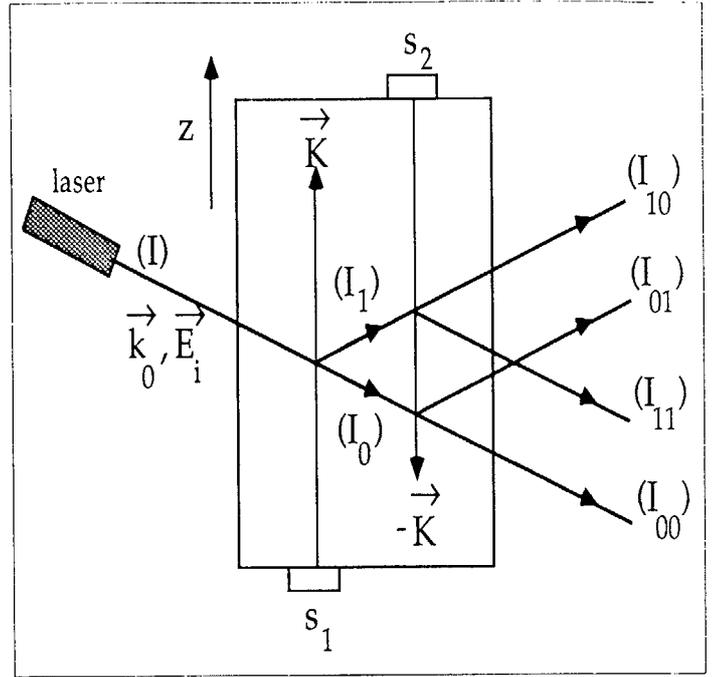


Fig. 2 Géométrie des interactions acousto-optiques.

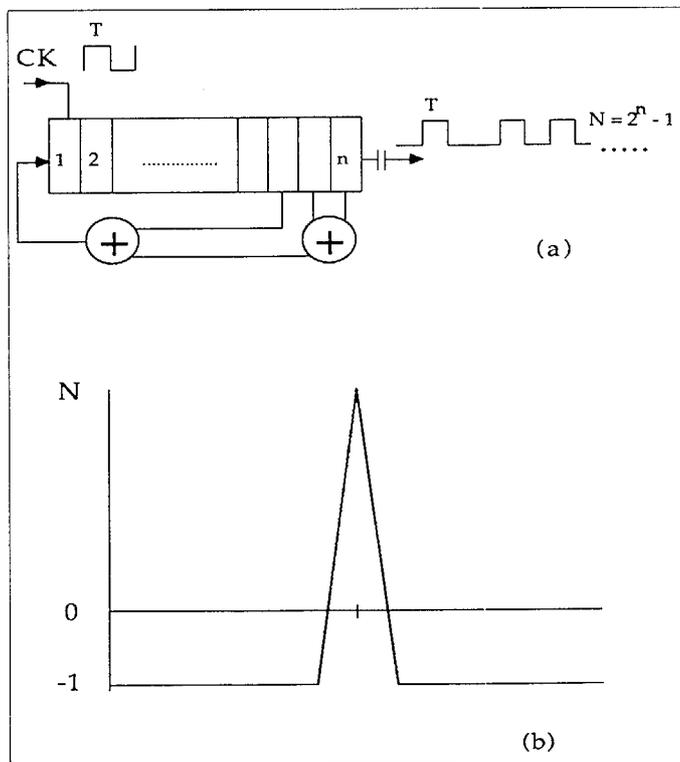


Fig. 1 Codes pseudo-aléatoires  
 a) génération  
 b) fonction d'auto-corrélation

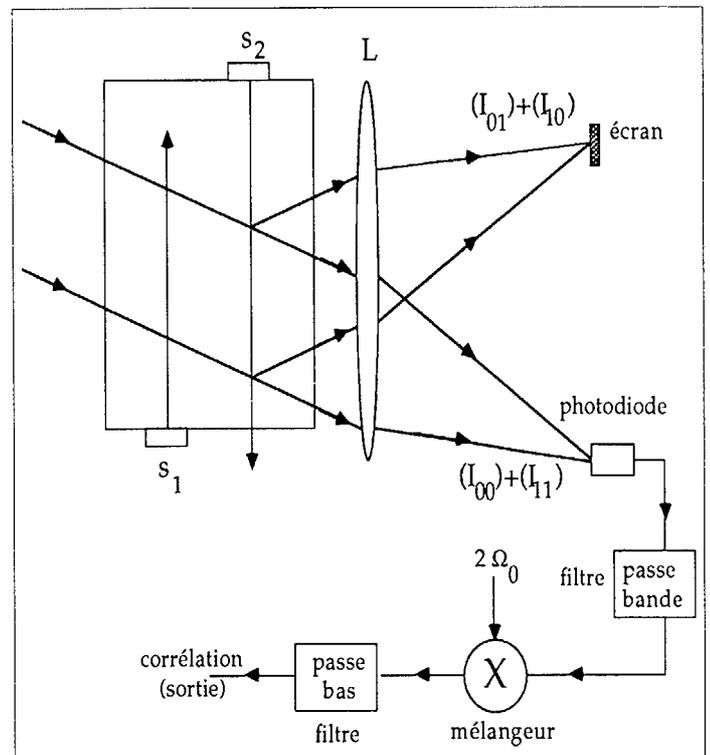


Fig. 3 Système de détection opto-électronique.

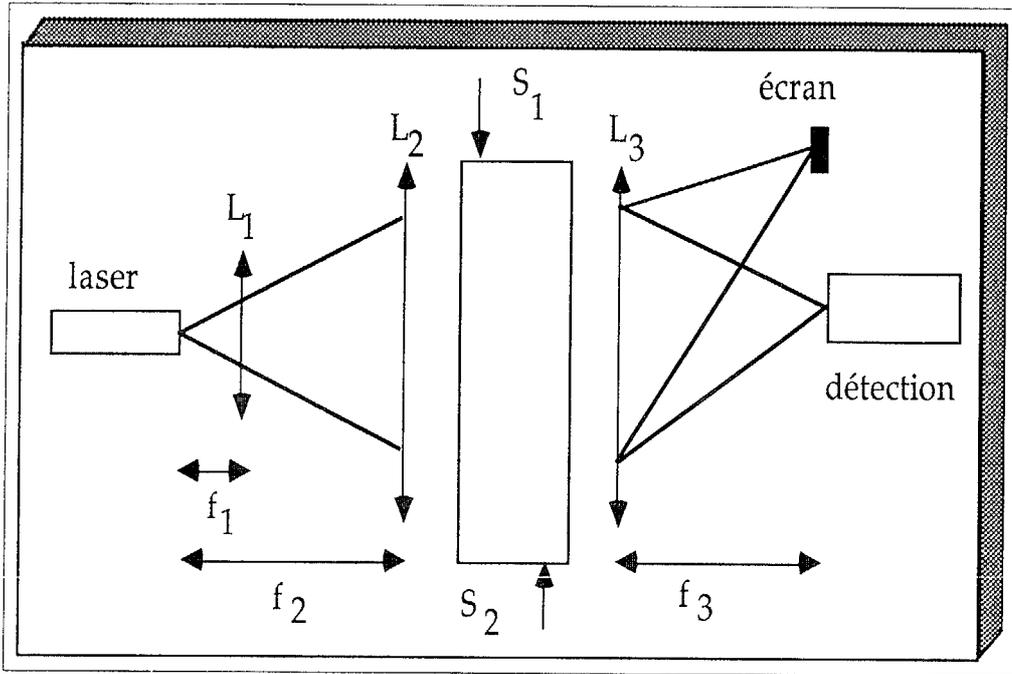


Fig. 4 Montage optique.

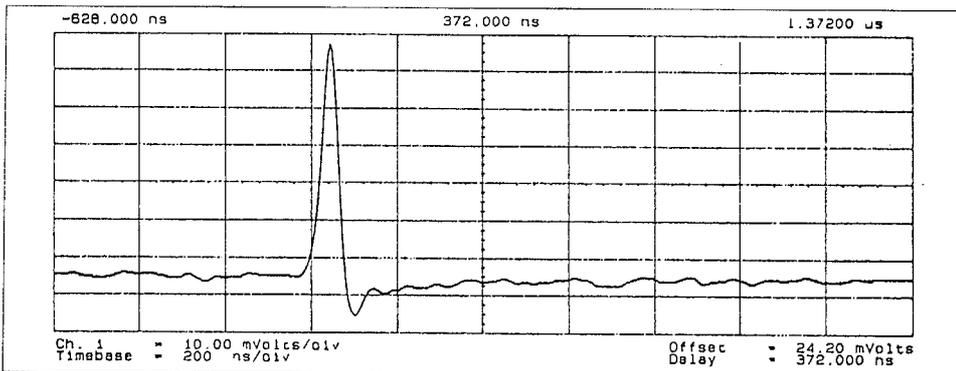
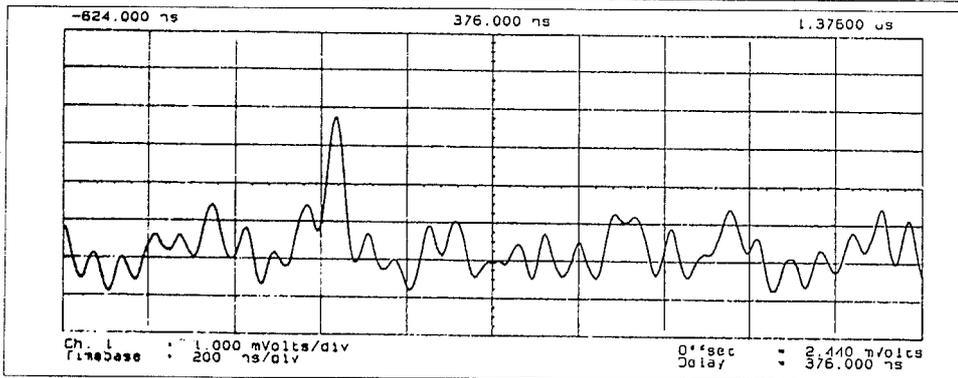
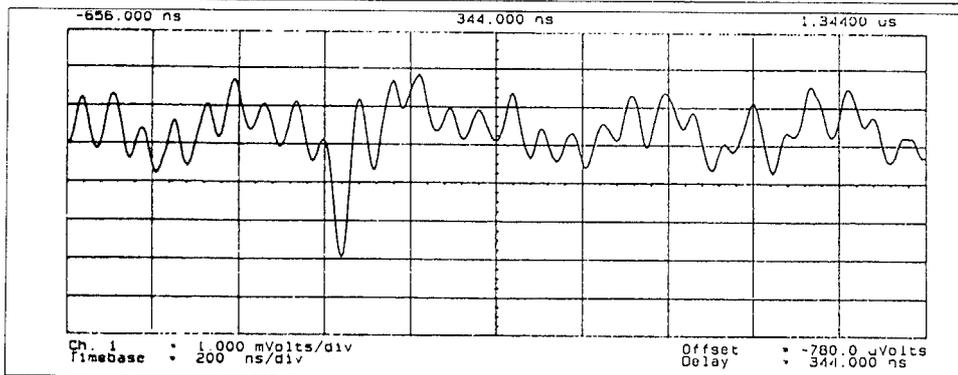


Fig. 5 Résultats expérimentaux

(a) en l'absence de bruit



(b) avec un rapport signal/bruit de -20 dB en entrée.



(c) Détection de polarité