

TRAITEMENT NUMERIQUE DU SIGNAL PAR PROCESSEUR
HYBRIDE : ACOUSTO-OPTIQUE ET NUMERIQUE.P. LOGETTE, P. GOUTIN, J.M. ROUVAEN et
E. BRIDOUXLaboratoire d'Opto-Acousto-Electronique UA CNRS 832 ENSIMEV
Université de Valenciennes 59326 VALENCIENNES Cédex FRANCE

RÉSUMÉ

ABSTRACT

Les filtres acousto-optiques transversaux et leurs applications sont maintenant bien connus. Parmi ceux-ci, le convoluteur acousto-optique a été l'objet d'un intérêt particulier. Le travail a porté sur la conception d'algorithmes et la réalisation d'un système digital de pilotage adapté à la structure de ce composant en vue de traitements numériques du signal.

Acousto-optic transverse filters and their applications have been extensively studied. A great interest has been here devoted to the acousto-optic convolving device. The aim of this is to design and build the digital driving circuitry for matching it to the processing of digital signal.

1. INTRODUCTION.

L'essor des techniques numériques et de ses applications en traitement du signal a engendré la recherche de technologies de plus en plus performantes et essentiellement rapides afin de tendre vers un traitement en temps réel. Parmi celles-ci, les techniques mettant en œuvre les ondes acoustiques sont de plus en plus à l'ordre du jour /1/. Leurs applications dans le domaine du filtrage nécessitent une grande souplesse d'utilisation liée aux configurations diverses des filtres numériques ; ceci justifie le choix de l'interaction acousto-optique en structure de convoluteur.

2. LE FILTRE TRANSVERSAL.

Sous certaines conditions, le signal de sortie d'un système est relié à celui d'entrée par la relation de convolution, définie à partir de la réponse impulsionnelle du système. Ainsi, si $x(t)$ désigne le signal d'entrée, $h(t)$ la réponse impulsionnelle du système, le signal de sortie est donné par :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau).x(t-\tau).d\tau$$

Dans les systèmes numériques, cette relation se traduit par une sommation discrète; la réponse impulsionnelle du système est alors constituée d'une suite de nombres et la relation s'écrit :

$$y(n) = \sum_m h(m).x(n-m)$$

Deux cas se présentent /2/:

- ou bien la sommation porte sur un nombre infini de termes et le système est à réponse impulsionnelle infinie ou de type récursif, car il faut réaliser une boucle de réaction entre l'entrée et la sortie (filtre IIR). Dans ces dernières conditions, son fonctionnement est régi par une équation dans laquelle un élément de sortie est calculé en fonction d'un certain nombre d'échantillons de sortie précédents, soit :

$$y(n) = \sum_l a_l .x(n-l) - \sum_k b_k .y(n-k)$$

- ou bien la sommation porte sur un nombre m fini de termes, le système est à réponse impulsionnelle finie et ne nécessite pas de contre-réaction entre l'entrée et la sortie (filtre FIR). Il est à mémoire finie.

L'inconvénient de la structure IIR est qu'elle fait apparaître des problèmes de stabilité du filtre pour des pôles proches du cercle unité, mais elle permet de réduire le nombre de coefficients par rapport à un filtre FIR d'efficacité équivalente.

3. LE SYSTEME ACOUSTO-OPTIQUE.

Le principe général de l'interaction acousto-optique consiste en la propagation d'une onde acoustique dans un milieu transparent (modulateur acousto-optique) au travers duquel passe un faisceau laser (fig. 1) /3-4/. Celui-ci, sous certaines conditions (Bragg) /5/, est dévié d'un angle proportionnel à la fréquence porteuse du signal ultrasonore et son intensité est modulée par la puissance de ce signal. Si l'on cascade le premier milieu par un second

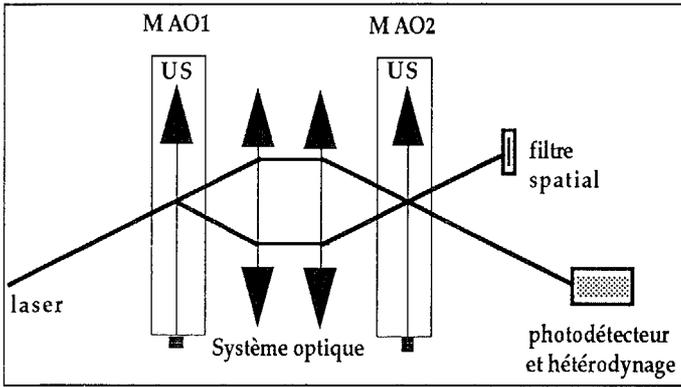


Fig.1 Convolveur acousto-optique

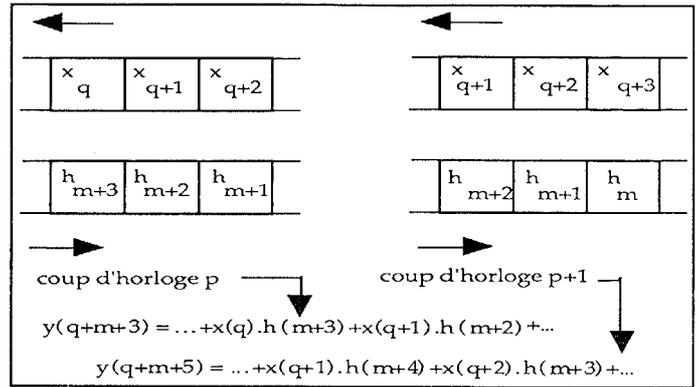


Fig.2 Echantillons de sortie successifs

modulateur dans lequel se propage une seconde onde acoustique, dans une direction parallèle à la première mais en sens opposé, le faisceau laser doublement dévié transporte l'information du produit de convolution des signaux acoustiques; après intégration spatiale par une lentille sphérique et hétérodynages optique et électronique, nous obtenons le signal de convolution des deux modulations acoustiques, affecté d'un facteur 2 de compression dans le temps, soit un signal de sortie :

$$y(t) = \int u_1(y) . u_2(2.t - y) . dy$$

Si nous digitalisons les signaux d'entrée et de sortie, nous obtenons un traitement numérique à base de convolution analogique.

4. PRINCIPE DE L'ALGORITHME.

Ainsi nous faut-il maintenant étudier des algorithmes adaptés à cette structure en fonction de ses particularités. En effet, le phénomène de propagation permet le calcul de plusieurs points durant le transit dans la LAR mais, pour une longueur finie d'interaction b, limite le nombre d'échantillons d'entrée u₁ et u₂ simultanément présents dans les modulateurs.

4.1 Cas des filtres FIR

Le nombre fini de cellules (N_{cel}) va déterminer la longueur maximale des filtres directement réalisables /6/ et vaut, si v est la vitesse de propagation dans le milieu et T_c, la période d'horloge du pilote numérique:

$$N_{cel} = b / (v . T_c)$$

Pour effectuer un calcul complet, il faudra décomposer le cycle en une série de passages des coefficients du filtre désignés par passes /7/. De plus, les sens de propagation opposés qui provoquent la compression dans le temps, nous donnent, si l'émission se fait à la même cadence que la réception, des échantillons de sortie de même rang (fig. 2).

Ainsi, le traitement devra s'effectuer en deux temps appelés étapes (elles mêmes composées d'un certain nombre de passes). En effet, pour un passage

donné du jeu de coefficients du filtre, nous obtiendrons des résultats d'une même parité et, pour le calcul des termes de l'autre parité, il faudra réaliser un décalage d'un coup d'horloge d'une émission par rapport à l'autre.

Afin de profiter pleinement du nombre N_{cel} de cellules des modulateurs, les émissions des échantillons doivent être synchronisées de telle manière que le premier instant de présence simultanée des différents coefficients coïncide avec la sortie du premier résultat de la passe correspondante. Après différentes simulations, la généralisation de l'algorithme impose que le cycle de calcul commence par une étape de rang pair si N_c est pair et par une étape impaire autrement. Restent à distinguer les régimes transitoires et permanent du filtre pour lesquels les séquençements diffèrent légèrement étant donné que, dans le premier cas, on dispose plus tôt des résultats.

4.2 Cas des filtres IIR

Pour la réalisation de filtres récurrents, le calcul d'un point nécessite la connaissance d'un certain nombre de résultats précédents. Ceci impose un temps minimal entre 2 calculs successifs, égal à l'intervalle de temps entre le moment où l'on injecte les échantillons et celui où l'on récupère le résultat correspondant. Nous ne pouvons plus utiliser le même algorithme que précédemment.

Durant l'intervalle de temps T_m précisé ci-dessus, nous utiliserons les cellules inoccupées des modulateurs (fig. 3) pour les échantillons (signal et coefficient) nécessaires pour le calcul du résultat de

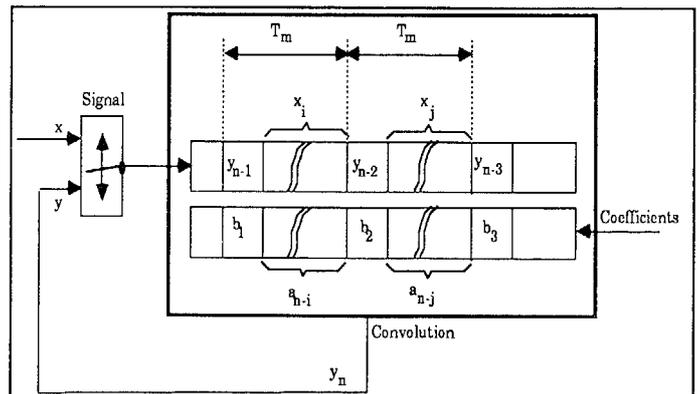


fig.3 Filtrage IIR

l'instant considéré. Pour ce faire, un programme de recherche d'algorithmes adaptés à chaque configuration permet d'optimiser l'occupation de ces cellules. Les problèmes de stabilité liés à ce type de filtre nous forcent à le décomposer en filtres d'ordre plus faible. Le nombre N_{cel} n'est donc plus une limite pour ce traitement; il devient nécessaire de synthétiser le filtre à partir d'éléments du second ou troisième ordre. Plusieurs méthodes de décomposition sont possibles, en cascade ou en parallèle /8/.

5. REALISATION DU SYSTEME.

La source lumineuse est un laser de type monomode suivi d'un jeu de lentilles pour obtenir un fin pinceau lumineux qui traverse les deux modulateurs de lumière et après lesquels est disposée une lentille convergente pour focaliser le faisceau sur un photodétecteur.

Le générateur haute fréquence délivre également un signal de fréquence double de la porteuse de l'émission utilisé comme référence pour la détection synchrone au niveau de la réception, ce qui permet de conserver l'information de signe du résultat. La détermination de la fréquence porteuse dépend du milieu d'interaction choisi. Dans notre cas, pour un bon compromis bande passante/atténuation, le choix s'est porté sur le Molybdate de Plomb ($PbMoO_4$) qui tolère une plage de fréquence allant de 150 à 300MHz et possède un coefficient d'atténuation acoustique de $1,5 \cdot 10^{-5} dB/MHz^2$. Cette largeur de bande passante nous permet d'envisager un traitement parallèle sur quatre canaux pour une bande de modulation d'environ 10MHz. La limitation à 1 dB de l'atténuation sur la longueur d'interaction et la forme gaussienne du faisceau optique réduisent la largeur utile a du pinceau lumineux à une valeur de 7,5 mm dans le cas le plus défavorable. Ceci détermine ainsi la longueur maximale du filtre transversal directement réalisable en fonction de la bande de modulation :

$$\delta f < (N_{cel} \cdot v) / (2 \cdot a)$$

si v est la vitesse de propagation.

Pour N_{cel} égal à 16 cellules, nous obtenons une largeur de bande de 4 MHz, soit 8MHz de fréquence d'échantillonnage. C'est cette dernière configuration que nous avons utilisée pour le prototype actuel. Une horloge de base de fréquence 40 MHz est utilisée pour la synchronisation des opérations numériques, réalisées en majorité à l'aide de circuits PLD (logique programmable) pour des raisons de simplification de mise en oeuvre. Celle-ci fournit la base de temps du système à la fréquence de 8 MHz. La gestion des signaux est assurée par un micro-ordinateur PC, à l'aide d'un programme en langage C, pour permettre une grande flexibilité des fonctions du processeur.

La réalisation du pilote concernant la structure avec contre réaction est actuellement en phase de dé-

veloppement. Sa conception est basée sur l'emploi de circuits plus complexes et performants (MAX de chez ALTERA). Une "unité centrale" assure la gestion de chaque carte numérique qui sont toutes conçue selon la même technologie (PLD associés à une RAM ultra-rapide). On dispose ainsi d'une grande souplesse de traitement et de la possibilité d'adapter au mieux les cycles du pilote au calcul à effectuer.

6. EXPERIMENTATIONS

6.1 Résultats

Nous présentons ici quelques résultats expérimentaux qui ont permis d'évaluer les performances du système. Différents types de filtres ont été testés pour extraire les harmoniques d'un signal carré. Le filtrage pour un nombre de coefficients supérieur à N_{cel} a pu être effectué en décomposant les calculs en convolutions d'un nombre réduit d'échantillons, en décalant les résultats et les sommant convenablement extérieurement. Ceci est illustré par la figure 3 présentant le filtrage des harmoniques 3 et 5 d'un signal carré de fréquence 250KHz à l'aide de filtres passe-bande de longueur 39 découpé en 3 filtres de longueur 13.

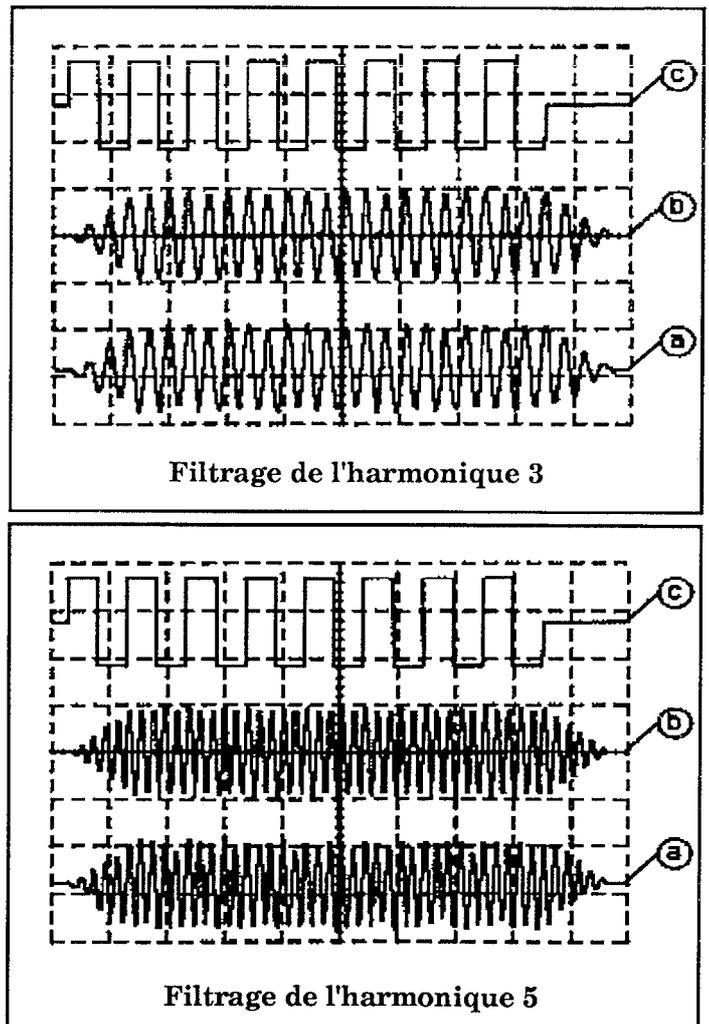


Fig.3 Filtrage d'un signal carré à 250KHz
 c) signal d'entrée
 b) signal filtré en simulation
 a) signal filtré en manipulation



Nous avons pu aussi vérifier le fonctionnement en corrélateur en utilisant les résultats typiques des codes de Golay à huit moments (fig.4) /9/.



Fig.4 Autocorrelation des codes de Golay

6.2 Performances

La caractéristique la plus importante est celle de vitesse de traitement. Elle est fonction de l'horloge du pilote et se détermine en durée de calcul par échantillon de sortie; elle peut être calculée par la formule :

$$T_p = 20.T_c / (N_{cel} - N + 1)$$

La précision de calcul est de huit bits, en accord avec la dynamique du système acousto-optique de 50dB.

7. CONCLUSION

Le processeur présenté relève du domaine expérimental et implique donc un grand nombre d'améliorations possibles pour l'optimisation de son fonctionnement. Le facteur le plus sensible est la vitesse de traitement. En effet, si nous utilisons, pour les résultats, une horloge de fréquence double de celle d'émission des échantillons, le traitement ne se réduit plus qu'à une seule étape puisque nous récupérons, au cours de chaque passes, les résultats des deux rangs. L'augmentation raisonnable de la fréquence d'horloge de 25 % contribue aussi à cette amélioration. Il reste à exploiter les possibilités de parallélisme, soit pour effectuer des calculs en parallèle ou pour augmenter artificiellement le nombre de cellules des milieux

acoustiques. Ceci interviendra dans la réalisation du second prototype et influera, entre autre, sur le choix de la méthode de décomposition des filtres IIR. Ce dernier sera entièrement programmable au niveau des cycles de calculs et permettra d'effectuer une multitude d'opérations et d'envisager le filtrage itératif ou adaptatif.

REFERENCES

1. John N. Lee, ULTRASONICS SYMPOSIUM (1987), p. 475 .
2. L.R. Rabiner, B. Gold, THEORY AND APPLICATION OF DIGITAL SIGNAL PROCESSING , Prentice Hall, 1975.
3. R.L. Cohoon, C.S. Wright, W.J. Wiley, OPTICAL ENGINEERING , March 1986, vol. 25, 3, p.480 .
4. G. Waxin, J.M. Rouvaen, E. Bridoux et R. Torquet, J. APPL. PHYS. , vol. 52, p.646 (1981).
5. Young E.H., Shi-Kay Yao, PROCEEDING I.E.E.E. , vol. 69,1 (1981).
6. Pfeiffer P., Meyrueis P., SPECTRA , vol. 14, p.111 (1986).
7. P. Goutin, P. Logette, J.M. Rouvaen and E. Bridoux, ACOUSTIC LETTERS, vol. 14, 10 (1991).
8. Yong Ching Lim, Bede Liu, I.E.E.E. TRANSONIC ON ASSP , Vol. 36, 11 (1988).
9. Hollis E.E., PROCEEDING I.E.E.E. , Dec. 1975.