

Dispositif électronique de mesure vélocimétrique à processeur de signal

*Electronic design for velocity measurement
with digital signal processor*



Kaddour BENAÏSSA

GICEP, École Nationale Supérieure
d'Électronique et de Radioélectricité
de Grenoble, 23 rue des Martyrs,
B.P. 257, 38016 GRENOBLE Cedex

Ingénieur d'état en géophysique (Institut Algérien du Pétrole à
Boumerdes-Algérie). Chercheur au GICEP, École Nationale Supérieure
d'Électronique et de Radioélectricité de Grenoble, Institut National
Polytechnique de Grenoble.



Christian POUPOT

GICEP, École Nationale Supérieure
d'Électronique et de Radioélectricité
de Grenoble, 23 rue des Martyrs,
B.P. 257, 38016 GRENOBLE Cedex

Professeur Institut National Polytechnique de Grenoble, Directeur du
Groupe d'Instrumentation et de Contrôle Électronique des Procédés

RÉSUMÉ

Cette étude concerne la conception et la réalisation d'un dispositif électronique de traitement du signal dédié à la vélocimétrie sans contact.

Après avoir énuméré les différentes méthodes de mesure de vitesse on fait un bref rappel de celles se faisant sans contact pour montrer les énormes avantages qu'elles présentent mais surtout les limites imposées par les unités de traitements.

Nous analysons les différents traitements nécessaires à l'obtention de la mesure pour en déduire une architecture optimisée à base de DSP.

Partant de là nous proposons un dispositif électronique de mesure présentant des performances intéressantes en rapidité en souplesse d'emploi et de faible coût.

Enfin nous validons les performances de notre dispositif en l'utilisant comme support dans la mise en œuvre d'une de ces méthodes (Vélocimétrie par intercorrélation).

MOTS CLÉS

Architecture de mesure, Corrélation, Processeur de signal, Vélocimétrie.

ABSTRACT

This paper deals with the design and realization of signal processing electronic system used for the measure of velocity without contact.

After mentioning the different ways of measuring we briefly discuss the methods of measurement without contact in order to show the advantages they present and also to let appear the limits imposed by the processing units.

We have tested the different processings which allow the measure of velocity and came out with an architecture that uses a digital processor. We

propose then an electronic processing system which is fast, low cost, and easy to use.

As an application we use this system for the measure of velocity by crosscorrelation.

KEY WORDS

Measurement Architecture, Correlation, Digital Signal processor, Velocity.

Introduction

Dans de nombreuses chaînes industrielles de fabrication interviennent des matériaux en déplacement et leur vitesse reste un paramètre important quant à son incidence sur la qualité des produits finis. D'autre part les vitesses d'entraînement sont contrôlées sérieusement pour des problèmes de sécurité.

On retrouve de tels processus dans les machines à papier, dans les laminoirs, dans les fabrications de bandes plastiques, de caoutchouc ou de fils en matières diverses.

La mesure de la vitesse du matériau défilant doit être connue avec précision et rapidité. Généralement les vitesses de défilement sont élevées et une mesure instantanée de la vitesse permet en cas de fluctuations une réaction rapide et une économie de matière.

Le contrôle des systèmes électroniques d'entraînement n'est généralement pas suffisant et la connaissance de la vitesse sur certaines portions du matériau en mouvement est absolument nécessaire pour une bonne gestion du processus.

La méthode de mesure employée ne doit pas perturber le mouvement ni modifier l'état des matériaux. Des méthodes de mesure dites « sans contact » apparaissent très appropriées.

L'objet de cet article est de proposer un dispositif électronique dont l'architecture peut s'appliquer à de nombreux types de mesures où précision et rapidité sont nécessaires. Nous rappelons d'abord les méthodes classiques de mesure de vitesse et indirectement de débit ou de déplacement de fluides.

Nous passons en revue les différentes méthodes existantes et nous nous intéressons ensuite aux méthodes sans contact. Après en avoir rappelé le principe physique nous dégagons les lois mathématiques correspondantes et déduisons les traitements de signaux nécessaires à l'obtention définitive de la mesure.

Après analyse des traitements précédents et des algorithmes qui les sous-tendent nous évaluons les différents calculs ou opérations élémentaires qui les composent avec le souci d'optimiser les temps de calcul.

A partir de ces caractéristiques nous allons définir une architecture commune optimisée et adaptée à cette classe de méthodes de mesure.

1. Les différentes méthodes de mesure

Nous rappelons les différentes méthodes de mesure existantes. Nous distinguons une première classe que nous appelons « mécanique » où les éléments mécaniques sont en mouvement et une deuxième classe que nous appelons « statique » où les éléments mécaniques sont immobiles [1], [2].

1.1. CLASSE MÉCANIQUE

1.1.1. Flotteur rotatif (Rotamètre)

1.1.2. Compteur volumétrique (à palettes, à pistons, à roues ovales)

1.1.3. Compteur de vitesse à turbine (axiale, verticale, monojet, multijet)

1.1.4. Contrôleurs de circulation (à flotteur rotatif, à noyau plongeur, à cible)

1.2. CLASSE STATIQUE

1.2.1. Déprimogène (à diaphragme, à tuyère, à tube de Venturi)

1.2.2. A sonde

1.2.3. Électromagnétique

1.2.4. A effet Vortex

1.2.5. Thermiques (à fil ou film chaud, massique)

1.2.6. A ultrasons (à effet de transit, à effet Doppler)

1.2.7. A laser (à corrélation, à effet Doppler)

1.3. Remarques

On peut noter que les dispositifs de la première classe posent des problèmes d'usure et la précision en sera affectée.

Si dans la deuxième classe le problème d'usure mécanique ne se pose pas il y a lieu néanmoins de remarquer que le problème du contact avec le mobile se pose toujours pour une bonne partie de ces méthodes.

Les méthodes de mesure non concernées par ces deux inconvénients (mouvement et contact) forment une sous-classe (1.2.6 et 1.2.7) que nous avons baptisé plus haut « méthodes sans contact ». Mais la caractéristique qui leur est vraiment propre et les distingue fondamentalement des autres c'est qu'elles ne fournissent l'information recherchée (vitesse, débit, déplacement) qu'après un véritable traitement du signal.

2. Les méthodes de mesure sans contact

2.1. MÉTHODES À EFFET DOPPLER

2.1.1. A ultrasons

a) Principe physique

C'est une méthode de mesure qui peut être non intrusive [3], le capteur étant placé sur la face externe du tube (fig. 1), il émet à travers la paroi des signaux ultrasonores (U.S.) à la fréquence f_e .

Les particules en suspension ainsi que les bulles d'air véhiculées par le fluide constituent de microréfecteurs qui renvoient les ondes à la fréquence f_r avec un écart de fréquence :

$$(1) \quad f_d = f_e - f_r$$

fonction de la vitesse du fluide.

b) Lois mathématiques

En appliquant la loi de l'effet Doppler on aura la relation :

$$(2) \quad f_d = \frac{2 V \cdot f_e \cdot \cos \theta}{c}$$

où

- V : vitesse de la particule dans le fluide
- c : vitesse de l'onde ultrasonore dans le liquide au repos
- θ : angle entre direction du mouvement et direction de propagation de l'onde
- f_e : fréquence d'émission

pour un fluide connu (c connu) et un dispositif émetteur-récepteur connu (θ connu) on obtient directement la vitesse V en mesurant le glissement fréquentiel f_d :

$$(3) \quad V = \frac{c \cdot f_d}{2 \cdot f_e \cdot \cos \theta}$$

En fait le fluide contient d'innombrables particules avec différentes vitesses d'où tout un spectre au lieu d'une seule fréquence. Il en résulte que le signal récupéré par le capteur est du type aléatoire.

c) Traitements utilisés

Un oscillateur fournit un signal sinusoïdal à l'émetteur ainsi qu'à un mélangeur. Ce dernier reçoit également le signal du récepteur pour fournir un signal de fréquence :

$$(1) \quad f_d = f_e - f_r$$

Le traitement principal intervenant dans cette méthode a pour objectif de déterminer l'étendue spectrale de ce signal d'où la transformée de Fourier.

Le nombre de particules ayant la vitesse V_i et induisant un décalage f_{d_i} sera proportionnel à l'amplitude de cette raie f_{d_i} . Soit $I(f_i)$ cette amplitude, on peut alors estimer la fréquence moyenne avec :

$$(4) \quad f_m = \frac{\sum_i I(f_i) \cdot f_i}{\sum_i I(f_i)}$$

Cependant pour lisser les variations dues aux bruits on utilisera une moyenne quadratique sur m points pour obtenir l'ensemble des amplitudes. On fera donc m calculs de FFT qui donneront des amplitudes que l'on moyennera par :

$$(5) \quad I(f_i) = \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^m I_j^2(f_i)}{m}}$$

A partir de cette fréquence moyenne on peut atteindre la vitesse par :

$$(6) \quad V_m = \frac{c \cdot f_m}{2 F_e \cos \theta}$$

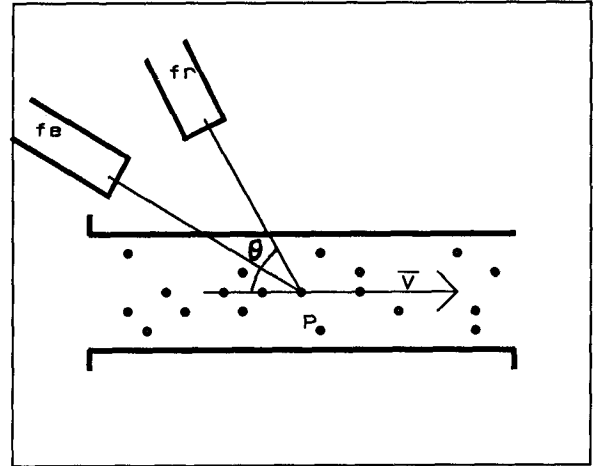


Figure 1. — Mesure par effet Doppler.

puis on accède au débit par la relation :

$$(7) \quad Q = V_m \cdot S$$

où S : Section connue du tube d'écoulement.

2.1.2. A optique laser

a) Principe physique

La vélocimétrie laser est une méthode de mesure de vitesse locale et instantanée dans les écoulements fluides. Elle se fait également sans contact.

Deux faisceaux laser cohérents entre eux (fig. 2) créent dans le volume de croisement des franges d'interférences.

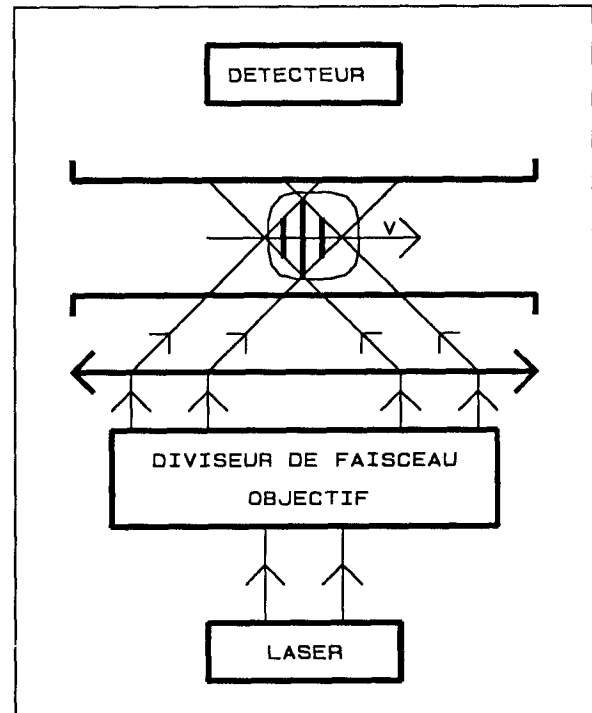


Figure 2. — Méthode de mesure optique.

Une particule entraînée par le fluide traverse donc successivement des bandes noires et blanches (fig. 3) et diffuse donc un flux lumineux modulé à une fréquence proportionnelle à la composante de la vitesse d'écoulement normale aux franges [4].

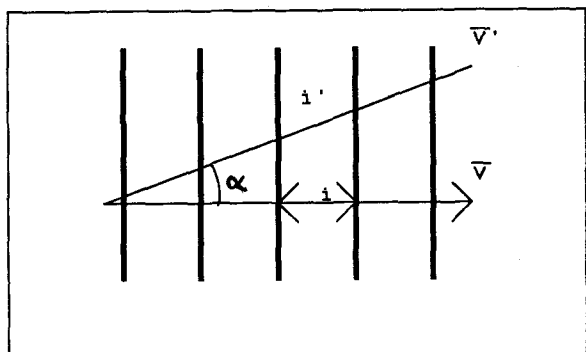


Figure 3. — Interfranges.

b) Lois mathématiques

L'interfrange est donnée par :

$$(8) \quad i = \frac{\lambda_0}{2n \sin\left(\frac{\theta_n}{2}\right)}$$

où :

- λ_0 : longueur d'onde d'émission du laser dans le vide
- n : indice du milieu c'est-à-dire du fluide
- θ_n : angle entre les deux faisceaux dans le fluide dans l'air
- $n = 1$

Le temps pour traverser la distance i' à la vitesse v est T . La fréquence du phénomène est donc :

$$(9) \quad v = \frac{1}{T} = \frac{|\vec{V}'|}{i'} = \frac{V' \cos \alpha}{i} = \frac{V}{i}$$

$$(10) \quad V = v \cdot i$$

V est la projection de V' sur la normale aux plans des franges.

Le but du traitement du signal dans ce cas est l'obtention de la valeur de la fréquence.

Le fluide contient plusieurs particules ayant une distribution aléatoire, il en résulte toute une série de vitesse instantanées V_i et la vitesse moyenne est donnée par :

$$(11) \quad \bar{V} = \frac{\sum_{i=1}^N V_i}{N}$$

On peut en déduire l'écart quadratique moyen :

$$(12) \quad \sqrt{\sigma^2} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\bar{V} - V_i)^2}{N}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N V_i^2}{N} - \bar{V}^2}$$

et de là le taux de turbulence

$$(13) \quad \tau = \frac{\sqrt{\sigma^2}}{V}$$

2.2. MÉTHODES PAR INTERCORRÉLATION

2.2.1. A ultrasons

a) Principe physique

Deux couples de sondes ultrasonores, émetteur + récepteur, sont appliqués sur la paroi de la conduite à une distance D (fig. 4). Les ondes transmises par les sondes normalement au trajet du flux sont déformées par les turbulences hydrauliques.

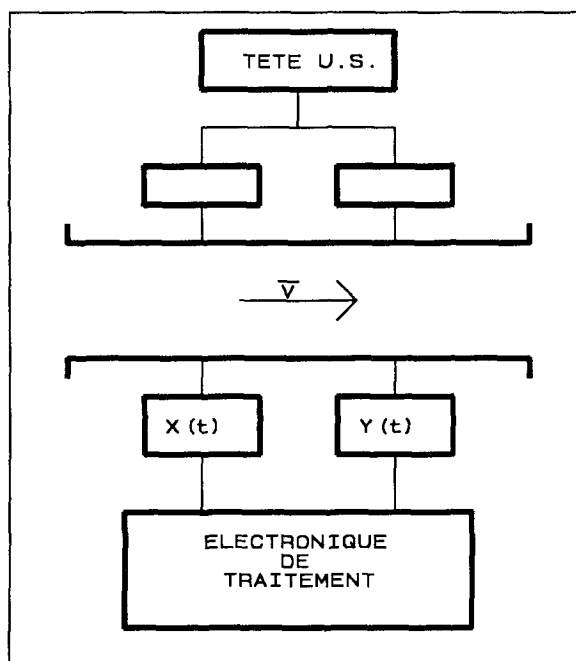


Figure 4. — Mesure par ultrasons.

La comparaison des deux signaux par intercorrélacion permet de détecter le temps de transit [5], [6], [7].

b) Lois mathématiques

La comparaison des deux signaux (fig. 5) se traduit mathématiquement par l'opération intégrale :

$$(14) \quad C_{XY}(J) = \sum_{i=0}^{L-1-J} x(i) y(i+J)$$

Cette fonction présente un maximum (fig. 6) pour le retard mis par une particule pour passer d'un capteur à un autre.

c) Traitement nécessaire

Il faut donc numériser les signaux, les acquérir, calculer la courbe d'intercorrélacion, la lisser par filtrage ou par

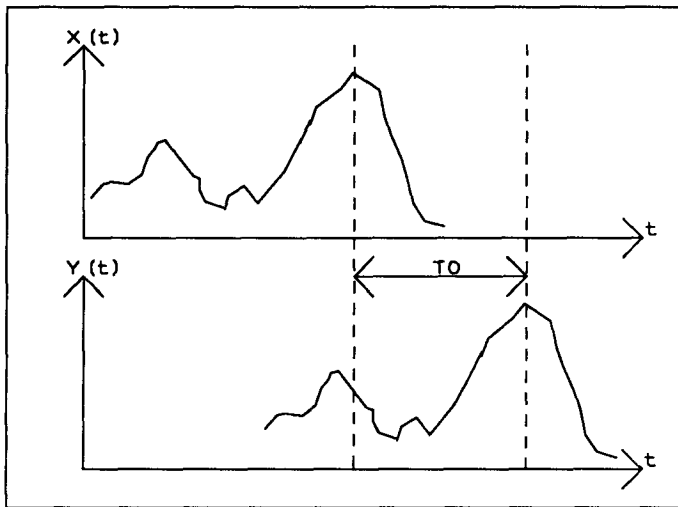


Figure 5. — Signaux retardés.

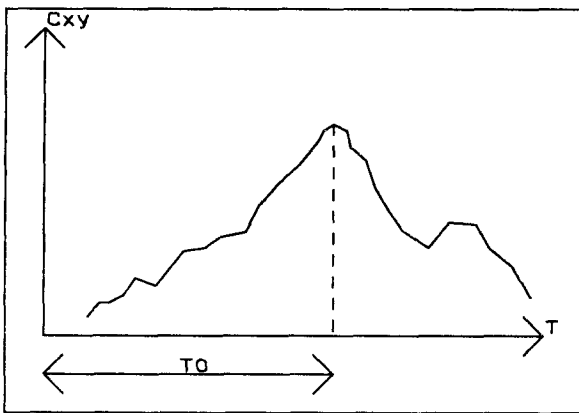


Figure 6. — Courbe d'intercorrélation C_{xy} .

moyennage, détecter le pic de cette courbe qui nous donne le retard correspondant à la distance inter-capteurs et en déduire la vitesse.

2.2.2. A optique laser

a) Principe physique

Ici les couples ultrasonores précédents sont remplacés par des couples laser. Un rayon laser est envoyé normalement à la direction du mobile, un récepteur détecte le rayonnement réfléchi et le traduit en signal électrique. Comme dans la méthode précédente il y a comparaison par intercorrélation [8], [9], [10], [11].

b) Lois mathématiques

Les lois mathématiques sont les mêmes que celles énoncées précédemment.

c) Traitements utilisés

Les lois mathématiques étant les mêmes il en découle que les traitements à effectuer seront les mêmes à des détails près propres à la différence des capteurs.

2.3. CARACTÉRISTIQUES

Dans ces méthodes il n'y a pas de contact entre le corps d'épreuve, ici le fluide, et le capteur d'où les avantages suivants :

- Pas d'usure.
- Pas d'influence sur le mobile.
- Perte de charge nulle.

3. Définition d'une architecture adaptée

Cependant l'obtention de la mesure n'est pas immédiate mais nécessite un traitement approprié à la méthode utilisée. Ces traitements doivent être précis et rapides.

Cette exigence de rapidité synonyme de calcul en temps réel impose de disposer d'unités de traitement spécifiques dont nous allons donner les performances nécessaires.

Tout d'abord voyons qu'elle est la nature de ces traitements [12].

3.1. LES PRINCIPAUX TYPES DE TRAITEMENTS

- a) Filtrage
- b) Quantification
- c) Obtention du spectre par FFT
- d) Comparaison par intercorrélation
- c) Détection de pic par comptage
- d) Décodage du résultat final pour affichage
- e) Formatage pour transmission vers ordinateur

3.2. LES PRINCIPAUX TYPES DE CALCUL

Les calculs à effectuer découlent directement des algorithmes mis en œuvre pour la réalisation des traitements exposés ci-dessus.

a) Le filtrage

Les deux familles de filtres les plus répandues sont :

— Les filtres à réponse impulsionnelle finie (RIF) et dont la fonction de transfert s'exprime par la relation [13], [16] :

$$(15) \quad y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h_k(n) x(n-k)$$

— Les filtres à réponse impulsionnelle infinie (RII) et dont la fonction de transfert s'exprime par la relation mathématique [13], [16] :

$$(16) \quad y(n) = \sum_{k=0}^m b_k x(n-k) + \sum_{k=1}^N a_k y(n-k)$$

Nous constatons à travers ces relations mathématiques que le filtrage fait intervenir des opérations de multiplications par des coefficients et des additions.

b) Le moyennage

Le moyennage n'est en fait qu'un cas particulier de filtrage, on peut l'exprimer par la relation suivante [14], [15] :

$$(17) \quad I_n(t) = \alpha I_{n-1}(t) + (1 - \alpha) X_n(t)$$

où $I_n(t)$ désigne la moyenne et $X_n(t)$ le dernier point calculé.

Les opérations élémentaires sont les mêmes que dans le cas du filtrage.

c) La corrélation

La corrélation se traduit par la relation suivante [14], [15] :

$$(18) \quad C_{XY}(k) = \sum_{n=0}^{L-k-1} x(n) y(n+k).$$

Les opérations élémentaires dans ce cas sont des cumuls de produits de deux opérands $x(n)$ et $y(n)$.

d) La FFT

La transformée de Fourier rapide [13], [14], [15], [16] est obtenue par la transformation intégrale :

$$(19) \quad X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{nk}$$

$$(20) \quad W_N = e^{-j2\pi/N}.$$

Les opérations à effectuer dépendent de l'algorithme utilisé mais en général on trouve des multiplications par des coefficients et des cumuls avec un adressage circulaire des échantillons manipulés.

3.3. LES ALGORITHMES MIS EN ŒUVRE

La plupart des algorithmes de traitement du signal tels que filtrage, corrélation, FFT sont le plus souvent réguliers et peuvent se ramener à des suites d'opérations répétitives sur des données d'où l'utilité de l'adressage circulaire [12].

3.4. NÉCESSITÉ DU TEMPS RÉEL

Le suivi de l'évolution de la grandeur à mesurer telle que la vitesse par exemple en vue d'une prise de décision rapide quant à une éventuelle correction automatique du débit (sécurité des installations ou tout simplement qualité de fabrication) nécessite un calcul en temps réel ou en ligne qui nous impose de disposer d'unités de calculs très puissantes, très rapides et particulièrement bien adaptées à ces exigences.

4. Le processeur numérique de signal

La solution que nous proposons pour répondre à ces besoins bien particuliers est un système de mesure architecturé autour d'un processeur de signal ou DSP (Digital Signal Processor) choisi parmi la dernière génération de DSP.

Il s'agit de l'ADSP-2100 d'Analog Devices [17], [18], [19] dont nous allons décrire les principales performances qui ont motivé notre choix.

4.1. ARCHITECTURE

Comme on peut le remarquer sur le schéma synoptique (fig. 7) l'ADSP-2100 est conçu selon une architecture dite Harvard, améliorée [18].

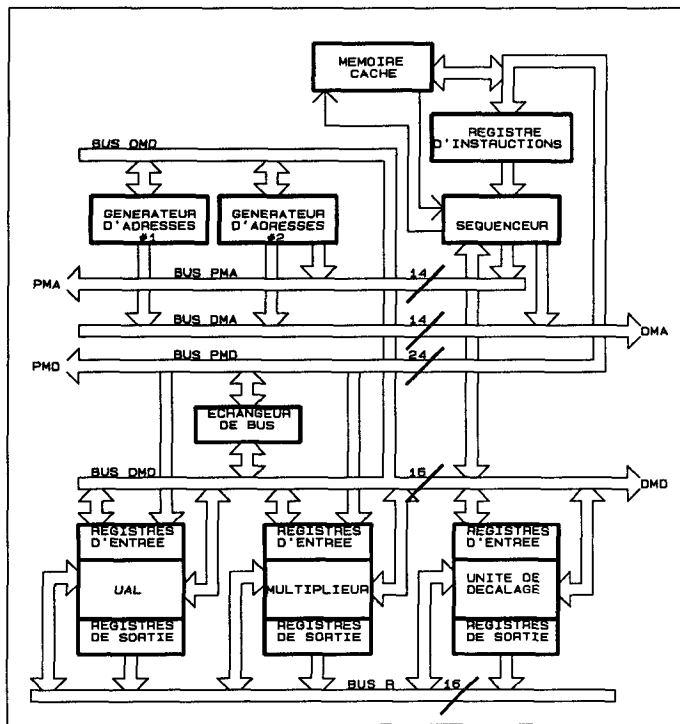


Figure 7. — Architecture de l'ADSP-2100.

Sa partie opérative est formée de trois unités en parallèle reliées par un bus (bus R) fonctionnant selon la méthode de calcul dite pipeline. La partie contrôle comporte un séquenceur assez complexe et deux générateurs d'adresses. On note la présence d'une mémoire cache.

4.2. LES BUS

L'ADSP-2100 possède cinq bus [18] (fig. 7).

Le bus R est un bus interne reliant les sorties des trois unités opératives à l'entrée de chacune d'elles ce qui permet d'utiliser n'importe quel résultat comme nouvel opérande pour n'importe quelle nouvelle opération on évite ainsi des transferts superflus qui augmentent le nombre de cycles de calcul inutilement.

Le couple de bus DMA-DMD permet d'accéder séparément et d'une façon asynchrone à l'espace mémoire-données. Le bus d'adresse DMA a une étendue de 14 bits ce qui permet d'adresser $16K \times 16$ bits et même le double si on utilise le signal de contrôle PMDA. Le bus de données a une étendue de 16 bits.

Le couple de bus PMA-PMD permet d'accéder séparément mais d'une façon synchrone à l'espace-mémoire programme. Le bus d'adresses PMA a une étendue de 14 bits ce qui permet d'accéder à $16K \times 24$ bits de codes d'instructions ou $16K \times 16$ bits de données. On peut utiliser le signal PMDA comme bit d'adresse pour doubler la capacité mémoire.

Ces quatre derniers bus (DMA, DMD, PMA, PMD) sont ouverts sur l'extérieur et, fait important, ne sont pas multiplexés.

Comme on peut le voir les instructions et les données circulent sur des voies séparées et simultanément ce qui accroît considérablement les vitesses de transfert.

4.3. LA MÉMOIRE CACHE

Si l'ADSP-2100 ne possède pas de mémoire RAM ou ROM interne il possède néanmoins une mémoire cache (fig. 7) qui accroît d'une façon significative sa vitesse de calcul [18]. Cette mémoire a un fonctionnement transparent qu'il est très utile de connaître si l'on veut bénéficier des avantages qu'elle présente. Les seize dernières instructions du programme en cours d'exécution sont chargées automatiquement dans la mémoire cache ainsi lors du transfert d'une donnée à partir de la mémoire programme on économise le cycle d'instruction nécessaire à l'extraction de la prochaine instruction puisque c'est la mémoire cache qui va servir de seconde source pour le déroulement du programme. Dans le cas donc de transfert de deux données et d'une instruction en un même cycle de calcul le DSP se comporte virtuellement comme ayant trois bus de données.

Dans le cas d'exécution de boucles ou de saut de programme si la programmation a été optimisée (boucle de seize instructions au plus) le transfert des codes exécutables se fait à partir de la mémoire cache donc d'une façon interne et non à partir de la mémoire externe d'où une économie de temps et également libération d'un bus qui pourra servir à des transferts de données à partir de la mémoire programme.

4.4. LES UNITÉS OPÉRATIVES

Trois unités opératives sont disposées en parallèle avec de multiples possibilités d'échanges aussi bien entre elles qu'avec les différentes ressources du circuit [18].

— L'unité arithmétique et logique (UAL) (fig. 8).

En plus des opérations arithmétiques et logiques classiques mais sur des mots de 16 bits l'UAL exécute des divisions de nombres de 32 bits par des nombres de 16 bits. Le calcul en multiprécision est possible par la présence d'un bit de retenue.

L'opérande X peut provenir aussi bien du registre AX que de n'importe quel autre registre (AR, MR0, MR1, MR2, SR0, ou SR1) via le bus R. L'opérande Y peut provenir aussi bien du registre AY que du registre AF. Le registre AX peut être chargé à partir du bus DMD. Le registre AY peut être chargé à partir du bus DMD. Le registre AY peut être chargé à partir des bus DMD et PMD. Le résultat est mis dans le registre AR qui communique dans

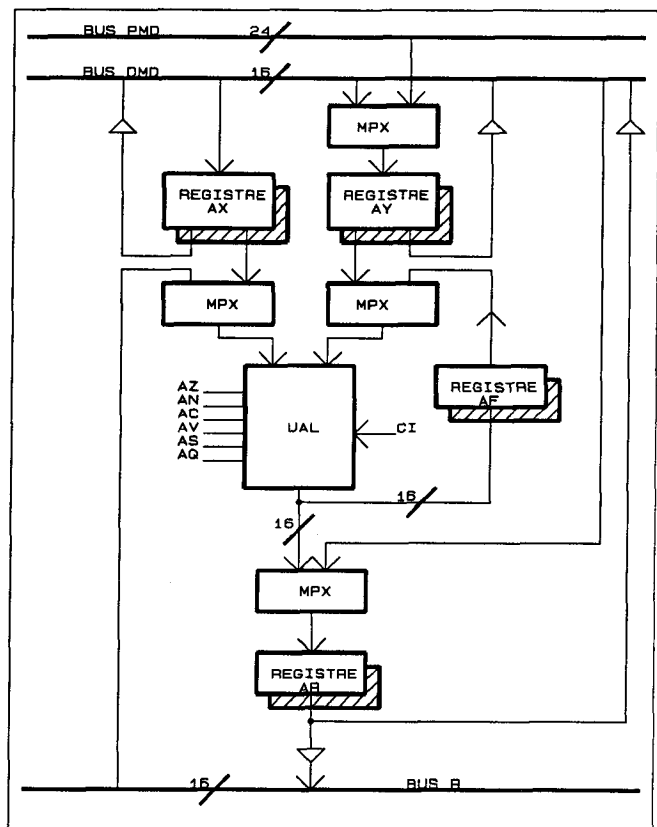


Figure 8. — L'unité arithmétique et logique.

les deux sens avec les bus R et DMD. Tous les registres mis en œuvre dans l'UAL sont dédoublés (AX, AY, AF, AR) mais un seul registre du même ordre est accessible à la fois.

— Le multiplieur accumulateur (MAC) (fig. 9).

Le MAC, étant une unité câblée, exécute à très grande vitesse des produits, des produits cumulés, des produits retranchés sur des nombres de 16 bits. Le résultat sur 32 bits est stocké dans un accumulateur de 40 bits.

L'opérande X peut provenir aussi bien du registre MX que de n'importe quel autre registre (AR, MR0, MR1, MR2, SR, OU SR1). L'opérande Y peut provenir aussi bien du registre MY que du registre MF. On peut écrire et lire dans MX via le bus DMD, de même qu'on peut lire et écrire dans le registre MY via les bus DMD et PMD. Le résultat peut être stocké dans MR ou MF. MR est connecté aux deux bus R et DMD. A l'exemple de l'UAL tous les registres (MX, MY, MF, MR) de contexte du MAC sont dédoublés.

— L'unité de décalage à barillet (UDB) (fig. 10).

L'UDB se compose des ressources suivantes : la zone de décalage, la zone logique OR/PASS, le détecteur d'exposant, et le comparateur d'exposant.

Ces ressources donnent à l'UDB ses six fonctions de base : le décalage arithmétique, le décalage logique, la normalisation, la dénormalisation, la détection de l'exposant d'un mot, la détection du plus grand exposant d'un groupe de

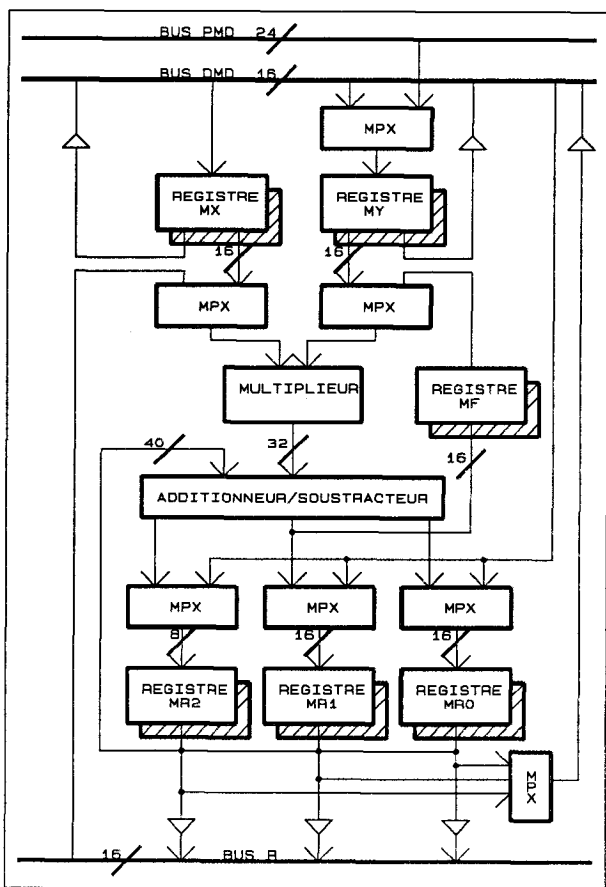


Figure 9. — Le multiplieur.

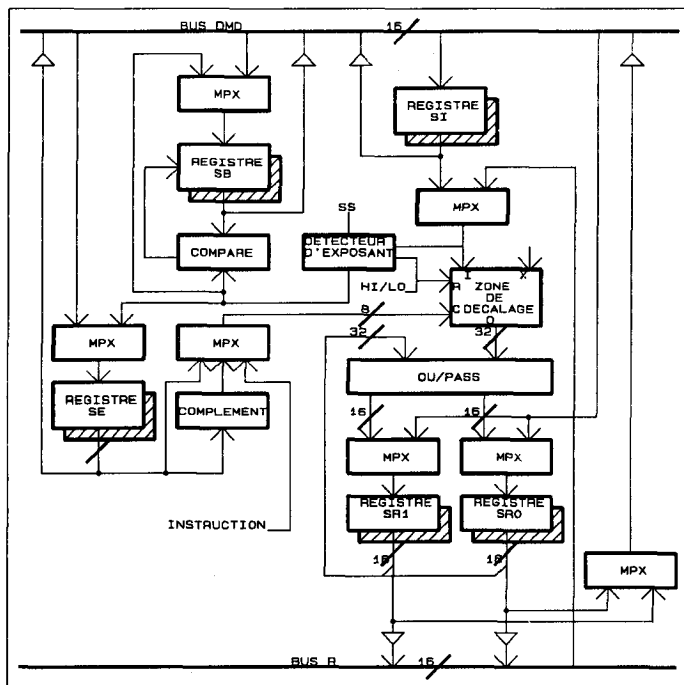


Figure 10. — L'unité de décalage.

Le registre de contexte de l'UDB sont : SI, SE, SB, SR ; on peut y lire et y écrire via le bus DMD. Le registre SR est connecté en outre au bus R. Tous ces registres sont dédoublés.

4.5. LE SÉQUENCEUR

Le séquenceur permet d'assurer un bon contrôle du déroulement du programme en fournissant l'adresse de la prochaine instruction à exécuter [17], [18]. Sa puissance est telle qu'il permet l'exécution d'instructions très proches de celles des langages évolués comme les sauts (JUMP), les boucles (DO UNTIL), l'appel de sous-routines (CALL), le retour de sous-routines (RTS) et le retour d'interruption (RTI).

L'adresse de la prochaine instruction peut avoir quatre origines différentes :

- L'incrémenteur du compteur ordinal
- La pile
- Le registre d'instructions
- Le contrôleur d'interruption

Le séquenceur est donc une unité très complexe qui contribue par ses possibilités énormes à accroître les performances du DSP.

4.6. LE GÉNÉRATEUR D'ADRESSE

Dans le DSP il n'y a que deux modes d'adressage : l'adressage direct où l'adresse est donnée explicitement dans l'instruction et l'adressage indirect où l'adresse est calculée par le générateur d'adresse. Il y a deux générateurs d'adresses par espace mémoire. Chaque générateur est constitué de quatre triplés de registres (pointeur, incrémenteur, limite d'adressage). Le générateur d'adresses permet de prépositionner la nouvelle adresse pendant le cycle de calcul en cours de façon à gagner du temps. Mais le plus grand intérêt est de permettre de faire de l'adressage circulaire indispensable en traitement du signal. Les deux générateurs d'adresses peuvent travailler simultanément ce qui permet de préparer l'accès à deux données en même temps (une donnée PMA, une donnée DMA).

4.7. LES INTERRUPTIONS

L'ADSP-2100 dispose de quatre vecteurs d'interruptions. La très grande célérité avec laquelle le processeur répond aux demandes d'interruptions est due à la technique très originale qu'il utilise pour sauvegarder le contexte d'avant interruption. Contrairement aux processeurs classiques il n'utilise pas de pile de sauvegarde qui exige beaucoup de temps surtout avec la multitude de registres à sauvegarder. Tous les registres étant dédoublés comme signalé plus haut, commutent du premier ensemble de registres vers le deuxième ensemble double du premier. Ce qui représente un gain de temps considérable et une réponse à une demande d'interruption quasi instantanée.

4.8. LANGAGE DE PROGRAMMATION

Le langage assembleur se présente sous une forme algébrique très proche des langages évolués ce qui permet un

apprentissage rapide et une compréhension à la lecture assez aisée [18];

Les instructions sont codées sur 24 bits et se classent en quatre grandes familles : instructions de transfert, instructions opératives, instructions de contrôle, et instructions composites. La durée d'exécution d'une instruction est fixe elle vaut 125 nS pour l'ADSP-2100 et 80 nS pour l'ADSP-2100A et elle porte le nom de cycle de calcul qui n'est pas à confondre avec le cycle machine qui est beaucoup plus court (quatre fois moindre).

Les caractéristiques que nous venons d'exposer permettent de réaliser jusqu'à 5 opérations par cycle de calcul :

- Calculer la prochaine adresse programme.
- Chercher l'instruction suivante.
- Réaliser un ou deux transferts de données.
- Mettre à jour un ou deux pointeurs d'adresse.
- Exécuter une opération arithmétique ou logique.

5. Électronique de traitement du signal en vélocimétrie

Le système proposé est le plus général possible afin d'être utilisé dans la mise en œuvre de toutes les méthodes que nous avons rappelées. Ce système est architecturé autour de l'ADSP-2100 [18] exposé précédemment et réalise tous les traitements recensés dans l'analyse faite plus haut (fig. 11).

5.1. MODULE DE CONDITIONNEMENT

Cette électronique devant être commune à toutes les méthodes, se doit d'être capable de traiter des signaux issus de capteurs très divers. Les signaux ont donc des étendues spectrales et des dynamiques différentes.

La présence d'un module de conditionnement du signal analogique est indispensable. Les principales fonctions présentes dans ce module sont :

- Adaptation d'impédance du système électronique aux différents capteurs à l'aide d'un étage suiveur par exemple.
- Adaptation de la dynamique du signal d'entrée à la dynamique des convertisseurs par un étage amplificateur à gain ajustable.
- Éviter le repliement éventuel du spectre suite à l'échantillonnage au moyen d'un filtre passe-bas adapté de gain unitaire.
- Adapter les différentes étendues spectrales de l'électronique de traitement au moyen de filtres dont les fréquences de coupure sont réglables (filtre à capacités commutées de gain unitaire [20]).

5.2. MODULE D'ACQUISITION

Le signal ayant été conditionné il faut le numériser c'est la fonction quantification. Le nombre de niveaux de quantification dépend de la précision recherchée et selon les méthodes employées nous avons prévu différents convertisseurs d'entrée (CAN).

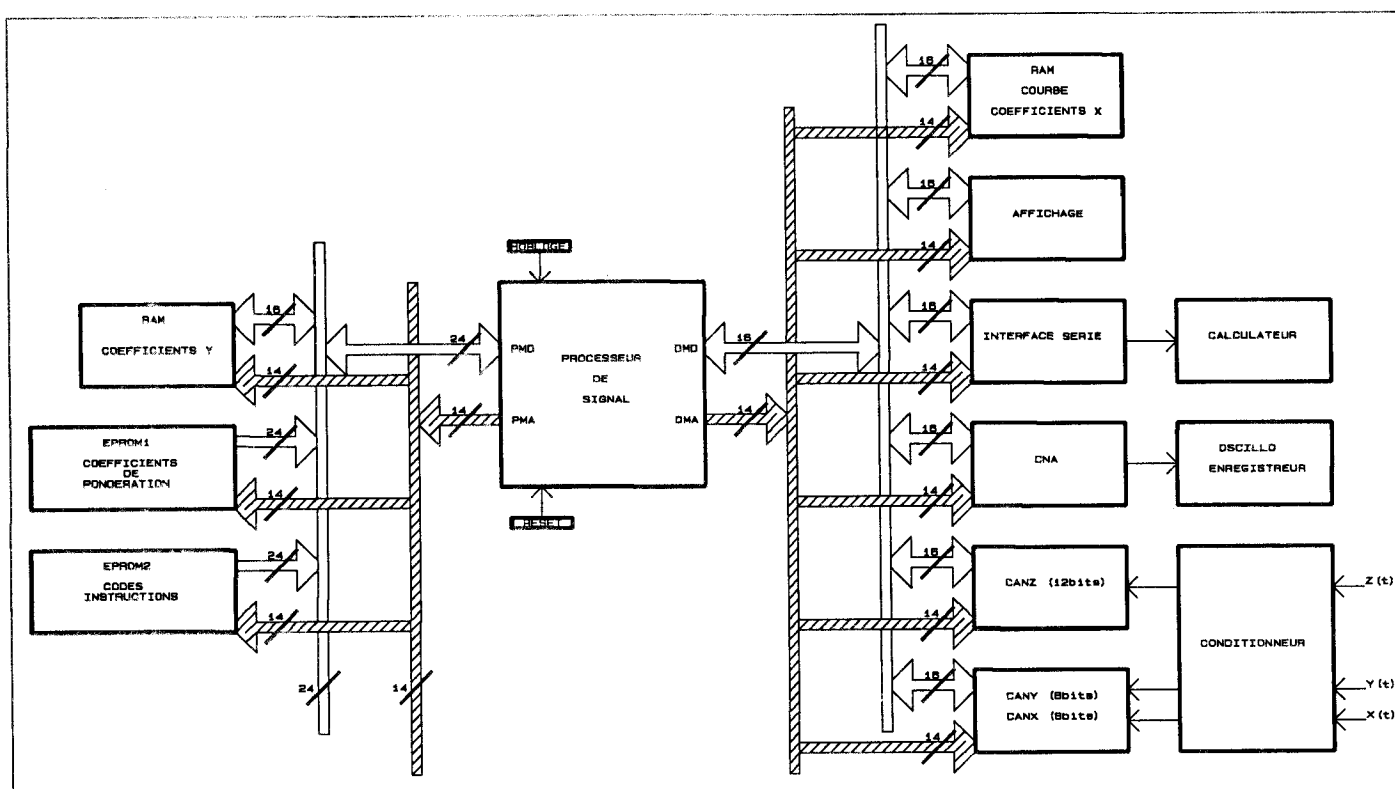


Figure 11. — Schéma synoptique de l'électronique de traitement.

L'intercorrélation faisant appel à deux signaux il a été prévu dans ce cas deux convertisseurs d'entrée de 8 bits seulement car la corrélation est un traitement qui n'exige pas un grand nombre de niveaux de quantification [21], [22], [23]. Ces convertisseurs de 8 bits sont placés côte à côte sur le bus de 16 bits du DSP. L'acquisition des deux échantillons se fait donc en une seule fois ce qui réduit le temps de transfert de moitié.

La précision dans la FFT exige un plus grand nombre de niveaux de quantification [21], [22] mais les méthodes faisant appel à l'analyse spectrale n'utilisent qu'un seul signal ce qui nous permet de prévoir dans ces cas un seul convertisseur à 12 bits.

Afin de ne pas occuper inutilement le DSP, les CAN sont activés par une horloge externe au rythme de la fréquence d'échantillonnage. A chaque fin de conversion ils envoient au DSP un signal d'interruption. Les convertisseurs doivent être rapides (600 nS dans notre cas) et le temps de conversion doit être au plus égal à une période d'échantillonnage. Chaque convertisseur occupe une adresse et est vu par le DSP comme une mémoire. Les temps d'accès étant légèrement plus lents que ceux du DSP, des extras cycles sont prévus.

5.3. MODULE DE SORTIE

L'information (vitesse, débit, etc...) pourra être fournie par le système sous différentes formes : affichage, courbe d'enregistrement, oscillogramme, fichiers, etc... c'est pourquoi il a été prévu un affichage à trois digits, un convertisseur numérique-analogique (CNA) et une liaison série.

L'électronique d'affichage se compose d'une partie décodage et de trois afficheurs le tout occupant une adresse.

La sortie analogique pour piloter un enregistreur ou pour visualisation sur un oscilloscope s'obtient par l'intermédiaire d'un CNA à 12 bits compatible DSP.

La sortie vers un ordinateur se fait par une liaison série utilisant un ACIA-6850 de Motorola.

5.4. LE MODULE MÉMOIRE

Nous disposons de deux espaces mémoires :

- L'espace mémoire programme d'une étendue de 16 Ko est formé de mémoires très rapides (35 ns de temps d'accès) en raison de la liaison synchrone avec le DSP qui n'offre pas de possibilités d'extras cycles de lecture. La largeur est de 24 bits (3 boîtiers de 8 bits chacun en parallèle) pour les codes instructions et de 16 bits (2 boîtiers de 8 bits chacun en parallèle) pour les données.
- L'espace mémoire donnée d'une étendue de 16 Ko est partagé entre les différents périphériques (CAN, CNA, AFFICHAGE, etc...) et la mémoire RAM contenant les données.

Les mémoires sont du type vives très rapides (35 ns), ce qui évite la production de cycles supplémentaires de lecture et d'écriture.

La liaison étant asynchrone une broche (DMACK) du DSP lui permet d'adapter sa vitesse à celle des périphériques plus lents.

5.5. MODULE DE CONTRÔLE

Ce module de loin le plus important comprend le DSP et les différentes logiques de gestion du système qui sont :

- Le décodage d'adresse.
- L'horloge produisant les différentes fréquences d'échantillonnage.
- Les signaux permettant de piloter les différents convertisseurs tels que début de conversion et lecture des données.
- La logique fournissant le signal DMACK au DSP afin qu'il puisse s'adapter à la vitesse des périphériques plus lents.
- Le signal de synchronisation externe en cas de visualisation sur un oscilloscope.

6. Application

Partant de l'étude précédente il a été possible de développer au GICEP une réalisation pratique sur cartes au format double Europe. Cette réalisation nous a servi de support pour l'expérimentation de la méthode de mesure de vitesse par intercorrélation.

6.1. PRINCIPE DE LA MESURE

Le principe de mesure est d'estimer le retard que met le mobile pour parcourir la distance D connue séparant deux têtes optiques. Plusieurs méthodes d'estimation de retard ont été exposées [7] mais l'intercorrélation reste de loin la plus utilisée.

6.2. LOIS MATHÉMATIQUES

La structure physique du mobile (pâte à papier, caoutchouc, plastique, etc...) étant irrégulière il en résulte à la sortie du capteur des signaux $X(t)$ et $Y(t)$ aléatoires dont la covariance (moyenne statistique) présente un maximum pour le retard T_0 :

$$(21) \quad C_{XY} = E \{ X(t) \cdot Y(t - \tau) \}$$

où E désigne l'espérance mathématique.

Lorsque les signaux sont stationnaires et observés sur des durées grandes devant leur temps de corrélation, le problème se ramène à une mesure classique de retard entre les faisceaux rétrodiffusés $X(t)$ et $Y(t)$ [8], [9], [10].

Nous allons estimer cette covariance (moyenne statistique) par une moyenne temporelle, l'intercorrélation :

$$(21) \quad C_{XY} = E \{ X(t) \cdot Y(t - \tau) \}$$

$$(22) \quad C_{XY} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{t-T}^t X(\theta) \cdot Y(\theta - \tau) d\theta$$

Cette égalité n'est vérifiée que pour des processus stochastiques $X(t)$ et $Y(t)$ conjointement stationnaires et ergodiques, la vitesse doit être constante durant toute l'observation de durée T [8].

Les calculs consistent en une approximation de $C_{XY}(T)$ par une intégrale évaluée sur une durée finie T :

$$(23) \quad \hat{C}_{XY} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t X(\theta) \cdot Y(\theta - \tau) d\theta .$$

6.3. TRAITEMENTS MIS EN OEUVRE

Le traitement analogique (adaptation, amplification et filtrage) est fait par le module conditionneur.

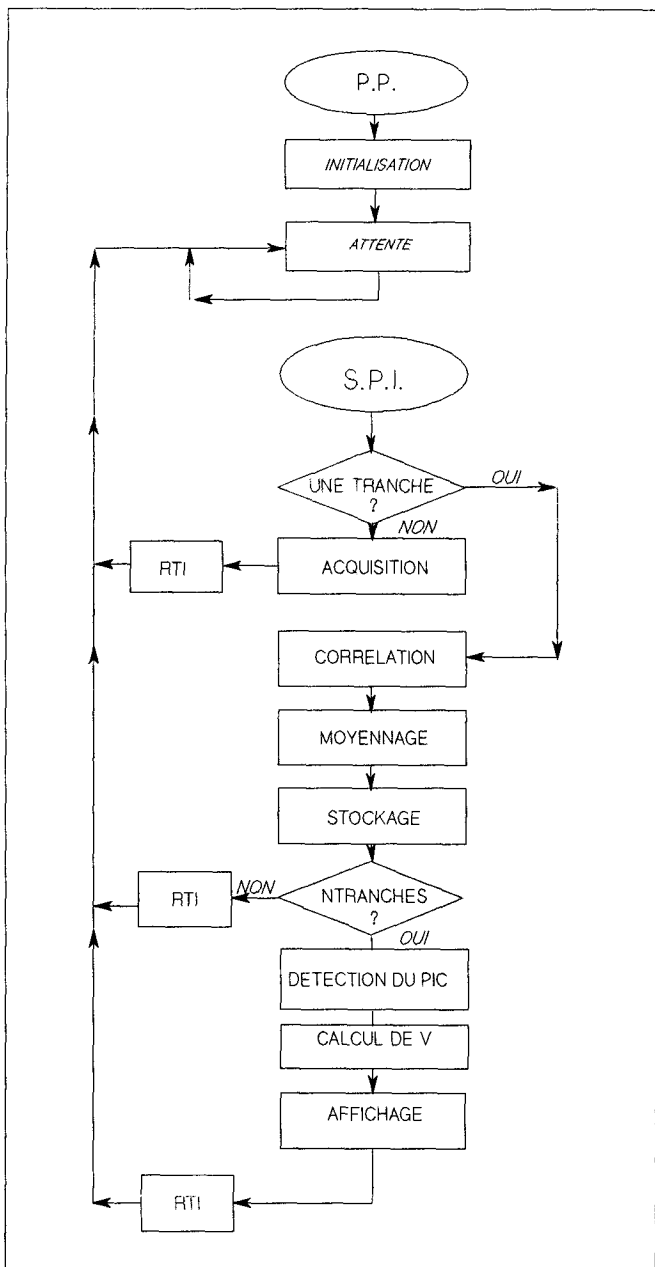


Figure 12. — Organigramme général.

Les signaux sont ensuite numérisés par les CAN et arrivent sur l'unité de traitement pour subir les différentes étapes de traitements numérique représentés par l'organigramme (fig. 12) et qui sont :

- Acquisition
- Corrélation
- Moyennage
- Détection du pic
- Calcul de la vitesse
- Décodage
- Formatage

6.4. ALGORITHMES

* L'acquisition : elle se fait par interruptions au rythme de la fréquence d'échantillonnage f_e . Le pas d'échantillonnage T_e est déterminé d'une part par les vitesses limites V_{min} et V_{max} du processus d'autre part par la résolution ϵ . Pour V_{max} , la distance D est parcourue en un temps

$$(24) \quad t_{min} = \frac{D}{V_{max}} .$$

Pour V_{min} , la distance D est parcourue en un temps

$$(25) \quad t_{max} = \frac{D}{V_{min}} .$$

La résolution ϵ satisfait à l'inégalité :

$$(26) \quad \epsilon \leq \frac{T_e}{t_{min}}$$

on peut en déduire la période d'échantillonnage

$$(27) \quad T_e \leq t_{min} \cdot \epsilon \% .$$

Les deux CAN étant en parallèle sur le bus de donnée les deux échantillons X et Y sont acquis en un seul cycle.

* La corrélation : le calcul numérique de la corrélation est donné par la formule

$$(14) \quad C_{XY}(J) = \sum_{i=0}^{L-1-J} x(i) y(i+J) .$$

L'utilisation systématique de cette formule peut nécessiter beaucoup de mémoire et de temps de calcul, nous allons donc essayer de les réduire :

La première possibilité est de sous-échantillonner la voie $X(t)$ et de ne prendre qu'un échantillon sur 10, valeur correspondant à un bon compromis entre d'une part la précision et d'autre part la capacité mémoire et le temps de calcul. Cette façon de procéder (fig. 13) qui consiste à ne pas utiliser toute l'information que seraient susceptibles de fournir les signaux d'entrée porte le nom de corrélation en ligne conformément à la définition de Max [14] qui précise que la corrélation est dite en temps réel seulement dans le cas où toute l'information contenue dans le signal est utilisée et aucune partie du signal n'est perdue. La précision n'en sera pas très affectée [12], [14] et on aura ainsi réduit la capacité mémoire et le nombre de produits donc le temps de calcul.

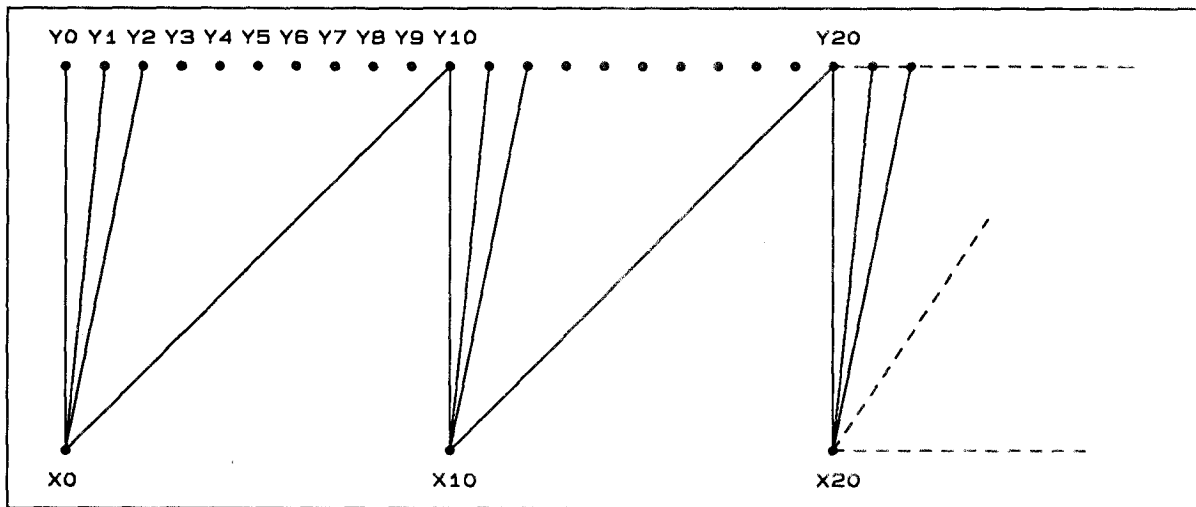


Figure 13. — Algorithme de corrélation.

La deuxième possibilité consiste à ne calculer que partiellement la courbe d'intercorrélation puisque connaissant les limites de la vitesse du mobile V_{\min} et V_{\max} on peut en déduire les points limites de la portion de courbe où se situe le pic et se contenter du calcul des points l'entourant.

$$(28) \quad N_{\min} = \frac{t_{\min}}{T_e} \quad \text{et} \quad N_{\max} = \frac{t_{\max}}{T_e}$$

l'intégrale (14) sera calculée pour $N_{\min} < j < N_{\max}$ si $V_{\max} = k \cdot V_{\min}$ alors $N_{\max} = k \cdot N_{\min}$, le nombre de points à calculer sera k fois moindre et le temps de calcul sera réduit dans la même proportion.

Afin d'utiliser d'une façon optimale les ressources du DSP les échantillons de la voie X sont stockés en mémoire données (DMA) et les échantillons de la voie Y sont stockés en mémoire programme (PMA) ainsi lors de l'exécution des calculs des produits et des cumuls on

pourra procéder au transfert simultané des deux données X et Y suivantes ce qui accélère les calculs.

6.5. PROGRAMMATION

Conformément à l'organigramme de la figure 12 il y a d'une part un programme principal composé d'une initialisation et d'une boucle d'attente, d'autre part un programme d'interruption contenant les différentes routines (acquisition, corrélation, détection de pic, calcul de la vitesse, décodage, affichage, formatage, sortie sur CNA ou calculateur).

Le sous-programme réalisant l'intercorrélation est le plus important, écrit en langage assembleur-2100, il est donné à la figure 14. Ce langage se présente sous forme de relations algébriques entre les noms des registres concernés où le signe d'égalité représente l'opération de transfert.

```

CORREL
CORREL:  CNTR=NPOINTS;           (Nombre de points par courbe)
         AX0=~COEFY+600;
         DO TRANCH UNTIL CE;      (Boucle de calcul d'une courbe)
         AYO=CNTR;
         AR=AX0-AYO;
         I5=AR;                   (pointeur de l'échantillon yi)
         CNTR=PRODMOINSUN;       (Nombre de produits par point)
         MR=0, MYO=PM (I5, M5), MXO=DM (I1, M1);
         DO POINT UNTIL CE;      (boucle de calcul d'un point)
POINT:   MR=MR+MXO*MYO (UU), MYO=PM (I5, M5), MXO=DM (I1, M1);
         MR=MR+MXO*MYO (UU);
TRANCH:  DM (I3, M3) =MR1;       (Sauvegarde du point)
    
```

Figure 14 — Sous-programme CORRELATION.

Le cœur de ce sous-programme est constitué par l'instruction portant l'étiquette POINT. Toute la puissance de calcul du processeur apparaît à travers cette instruction exécutée en un seul cycle de calcul soit 125 ns pour l'ADSP-2100 ou 80 ns pour la l'ADSP-2100A et qui comporte quatre opérations :

- Deux transferts, un à partir de PM : « MY0 = PM(I5, M5) », l'autre à partir de DM : « MX0 = DM(I1, M1).
- Un produit : MX0* MY0.
- Un cumul de produit : MR = MR + MX0* MY0.

En plus de ces avantages apparaissant explicitement à travers les instructions il y en a d'autres transparents à la lecture du programme et qui sont le positionnement des pointeurs I5 et I1 par les générateurs d'adresse et la décrémentation d'un compteur de boucles suivie d'un test sur le résultat par l'utilisation de l'instruction de boucle DO UNTIL CE très proche des langages évolués.

Nous avons optimisé la programmation de façon à ne pas dépasser 16 lignes d'instructions (capacité maximale de la mémoire cache) dans le but de se placer dans des conditions nous permettant de bénéficier des avantages (triple bus et instructions internes au DSP) que procure l'utilisation de la mémoire cache.

Toutes les instructions ayant une même longueur de cycle de calcul (125 ns pour le 2100 et 80 ns pour le 2100A) on en déduit :

$$\text{temps d'exécution} = \text{NPOINTS}[7 + 2(\text{PRODMOIN-SUN})]\text{CYCLES}$$

Cette relation montre que le temps de calcul dépend d'une part du nombre de points à calculer d'autre part du nombre de produits par point.

Exemple si l'on désire une courbe de 300 points (NPOINTS = 300) de 100 produits (PRODMOIN-SUN = 99) chacun le temps d'exécution sera :

$$\text{Temps d'exécution} = 300[7 + 2(99)] = 61\,500 \text{ CYCLES}$$
 soit

Pour le 2100 : CYCLE = 125 ns d'où temps d'exécution = 61 500.125.10⁻³ ms = 7,69 ms.

Pour le 2100A : CYCLE = 80 ns d'où temps d'exécution = 61 500.80.10⁻³ ms = 4,92 ms.

Cette rapidité de calcul va nous permettre de faire un suivi de la vitesse instantanée.

Nous avons vu que le nombre de points à calculer dépend des vitesses minimales et maximales à mesurer ainsi que de la résolution demandée. Le nombre de produits par point, quant à lui, a une incidence sur la précision de calcul.

Nous pouvons réduire davantage et d'une façon significative le temps de calcul en intervenant sur ces deux paramètres, nombre de points et nombre de produits si l'on opère sur une tranche de vitesses plus étroite avec une résolution et une précision moindres.

Cette application peut être réalisée à l'aide de n'importe quel DSP de la génération actuelle. En ce qui concerne la rapidité d'obtention de la corrélation l'ADSP2100 possède certaines fonctions essentielles qui le rendent plus indiqué que d'autres et qui sont :

- Bus non multiplexés donc transferts simultanés de deux opérands à partir de la mémoire externe.
- Présence d'une mémoire cache dont les avantages ont été décrits dans le paragraphe 4.3.
- Instruction de boucle.

Conclusion

Les méthodes de mesures vélocimétriques qui se faisaient sans contact présentaient des avantages (pas d'usure, pas de perte de charge, pas de perturbations du procédé etc...) qui les rendaient très séduisants c'est pourquoi elles furent l'objet de nombreuses études théoriques.

Malheureusement un des facteurs qui limita leur développement a été le traitement numérique qui se faisait le plus souvent en logique câblée (structure figée) ou à l'aide de calculateurs (trop lents ou trop coûteux).

A travers cette application nouvelle nous avons montré comment ces contraintes de vitesse de traitement et de coût pouvaient être levées.

Le DSP étant une unité spécialisée dans le traitement du signal, son utilisation apporte une grande puissance de calcul qui permet de faire des calculs très rapides, en ligne et même dans certains cas en temps réel. Sa qualité de composant programmable permet une grande flexibilité d'emploi.

La syntaxe algébrique du langage assembleur de l'ADSP-2100 le rend très proche des langages évolués ce qui permet une optimisation considérable de l'algorithmique et de la programmation.

Le dispositif est autonome (présence d'afficheurs et d'une sortie analogique) mais la communication avec un calculateur reste possible (une sortie série RS232 a été prévue).

Tous ces apports du DSP associés à la conception de l'architecture spécialement adaptée à ce type de mesure rendent les coûts très bas pour des performances très intéressantes ce qui laisse présager des perspectives prometteuses à la vélocimétrie sans contact.

Manuscrit reçu le 6 décembre 1990.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] CIAME, *Capteurs français, textes des conférences*. Versailles, 6 au 9 octobre 1981.
- [2] G. ASCH, *Les capteurs en instrumentation industrielle*. Dunod, 1982, pp. 534-572.
- [3] M. FORSTER, *Les capteurs en instrumentation industrielle*. Ciame, 1981, pp. 188-202.
- [4] A. BOUTIER, *Principes et applications aérodynamiques de la vélocimétrie laser*. Ciame, 1976, pp. 251-268.
- [5] J. R. JORDAN, *Correlation algorithms, circuits and measurements applications*. IEE proceed.-G; Electronic circuits and systems 2-1986, 133-G-1, pp. 58-74.

- [6] J. COULTHARD et D. N. BRADLEY, *Correlation and spectral properties of flow-modulated ultrasonic signal*. IEE Random signal analysis, 1977, pp. 139-153.
- [7] C. H. KNAPP, G. C. CARTER, *The generalised correlation method for estimation of time delay*. IEEE Trans. on ASSP, vol. ASSP-24 n° 4, août 1976, pp. 320-326.
- [8] E. MOISAN, *Mesure de vitesses variables et longueur par corrélation. Étude et réalisation d'un vélocimètre*. Thèse de docteur ingénieur, INPG, 1983.
- [9] P. BOLON, *Application de méthodes de corrélation de signaux optiques à des mesures de vitesses sans contact. Utilisation dans l'industrie papetière*. Thèse de docteur ingénieur, INPG, 1981.
- [10] J. MASSON, *Mesures de débit par corrélation dans l'industrie nucléaire. Étude de différentes méthodes et réalisation de l'unité de traitement d'un débitmètre à corrélation*. Thèse de docteur ingénieur, INPG, 23-9-1982.
- [11] J. SABATER, *Méthodes optiques pour le contrôle de fabrication des papiers et cartons*. Thèse de docteur ingénieur, université Paris-Sud, 1979.
- [12] J. LIÉNARD, *Contribution à l'étude des moyens de mise en œuvre des traitements numériques du signal*. Thèse d'état, INPG, 1983.
- [13] ADSP-2100, *Applications handbook volume 1*. Analog Devices, 1987.
- [14] J. MAX, *Méthodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physiques*. Masson, 1985.
- [15] M. KUNT, *Le traitement numérique des signaux*. Presses polytechniques romandes Lausanne, 1980.
- [16] L. R. RABINER, B. GOLD, *Theory and application of digital signal processing*. Prentice Hall, 1975.
- [17] ADSP-2100, *Data sheet: An overview of the processor with complete timing information*. 38 pages. Analog Devices, 1988.
- [18] ADSP-2100, *User's manuel: Complete description of architecture and system interface*. 165 pages. Analog Devices, 1988.
- [19] ADSP-2100, *Application handbook: Topics include arithmetic, filters, FFT, LPC, Modem algorithm*. 190 pages. Analog Devices, 1987.
- [20] LINEAR DATABOOK 2, *Active filters*. National Semiconductor 1988, pp. 1-13/1-26.
- [21] J. MAX, M. DIOT, R. BIGRET, *Les analyseurs de spectre à FFT et les analyseurs de spectre à corrélation*. Traitement du signal, Volume 3, N° 4-5-1986.
- [22] F. BOUREUX, *Contribution à l'étude des erreurs dans l'analyse spectrale par corrélation*. Thèse de docteur ingénieur, Grenoble, 1973.
- [23] G. BONNET, *Sur les corrélateurs utilisant la quantification des signaux*. École d'été OTAN-Marine nationale, Grenoble, 14-26, 9, 1964.