



**HAL**  
open science

# Contribution à l'étude des moyens de mise en œuvre des traitements numériques du signal

Joël Liénard

► **To cite this version:**

Joël Liénard. Contribution à l'étude des moyens de mise en œuvre des traitements numériques du signal. Modélisation et simulation. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG; Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 1983. tel-00308760

**HAL Id: tel-00308760**

**<https://theses.hal.science/tel-00308760>**

Submitted on 1 Aug 2008

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

# THESE

PRESENTEE A

L'UNIVERSITE  
SCIENTIFIQUE ET MEDICALE

L'INSTITUT  
NATIONAL POLYTECHNIQUE

DE GRENOBLE

POUR OBTENIR

LE GRADE DE DOCTEUR D'ETAT ES-SCIENCES

PAR

**Joël LIENARD**

---

**CONTRIBUTION A L'ETUDE DES MOYENS DE MISE  
EN ŒUVRE DES TRAITEMENTS NUMERIQUES  
DU SIGNAL**

---

Soutenu le 7 JUIN 1983 devant la Commission d'Examen

JURY

Monsieur

R. PERRÉ

Président

Messieurs

M. BELLANGER

M. GARNIER

GERBER

LACOUME

MAZARE

} Examineurs



INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

Président : Daniel BLOCH

Vice-Présidents : René CARRE  
Hervé CHERADAME  
Marcel IVANES

Année universitaire 1982-1983

Professeurs des Universités

ANCEAU	François	E.N.S.I.M.A.G.	LACOUME	Jean Louis	E.N.S.I.E.G.
BARRAUD	Alain	E.N.S.I.E.G.	LATOMBE	Jean Claude	E.N.S.I.M.A.G.
BAUDELET	Bernard	E.N.S.I.E.G.	LESIEUR	Marcel	E.N.S.H.G.
BESSON	Jean	E.N.S.E.E.G.	LESPINARD	Georges	E.N.S.H.G.
BLIMAN	Samuel	E.N.S.E.R.G.	LONGUEUE	Jean-Pierre	E.N.S.I.E.G.
BLOCH	Daniel	E.N.S.I.E.G.	MAZARE	Guy	E.N.S.I.M.A.G.
BOIS	Philippe	E.N.S.H.G.	MOREAU	René	E.N.S.H.G.
BONNETAIN	Lucien	E.N.S.E.E.G.	MORET	Roger	E.N.S.I.E.G.
BONNIER	Etienne	E.N.S.E.E.G.	MOSSIERE	Jacques	E.N.S.I.M.A.G.
BOUYARD	Maurice	E.N.S.H.G.	PARIAUD	Jean, Charles	E.N.S.E.E.G.
BRISSENEAU	Pierre	E.N.S.I.E.G.	PAUTHENET	René	E.N.S.I.E.G.
BUYLE BODIN	Maurice	E.N.S.E.R.G.	PERRET	René	E.N.S.I.E.G.
CAVAIGNAC	Jean François	E.N.S.I.E.G.	PERRET	Robert	E.N.S.I.E.G.
CHARTIER	Germain	E.N.S.I.E.G.	PIAU	Jean Michel	E.N.S.H.G.
CHENEVIER	Pierre	E.N.S.E.R.G.	POLOUJADOFF	Michel	E.N.S.I.E.G.
CHERADAME	Hervé	U.E.R.M.C.P.P.	POUPOT	Christian	E.N.S.E.R.G.
CHERUY	Ariette	E.N.S.I.E.G.	RAMEAU	Jean Jacques	E.N.S.E.E.G.
CHIAVERINA	Jean	U.E.R.M.C.P.P.	RENAUD	Maurice	U.E.R.M.C.P.P.
COHEN	Joseph	E.N.S.E.R.G.	ROBERT	André	U.E.R.M.C.P.P.
COUMES	André	E.N.S.E.R.G.	ROBERT	François	E.N.S.I.M.A.G.
DURAND	François	E.N.S.E.E.G.	SABONNADIÈRE	Jean Claude	E.N.S.I.E.G.
DURAND	Jean-Louis	E.N.S.I.E.G.	SAUCIER	Gabrielle	E.N.S.I.M.A.G.
FELICI	Noël	E.N.S.I.E.G.	SCHLENKER	Claire	E.N.S.I.E.G.
FOULARD	Claude-	E.N.S.I.E.G.	SCHLENKER	Michel	E.N.S.I.E.G.
GENTIL	Pierre	E.N.S.E.R.G.	SERMET	Pierre	E.N.S.E.R.G.
GUERIN	Bernard	E.N.S.E.R.G.	SILVY	Jacques	U.E.R.M.C.P.P.
GUYOT	Pierre	E.N.S.E.E.G.	SOHM	Jean Claude	E.N.S.E.E.G.
IVANES	Marcel	E.N.S.I.E.G.	SOUQUET	Jean Louis	E.N.S.E.E.G.
JAUSSAUD	Pierre	E.N.S.I.E.G.	VEILLON	Gérard	E.N.S.I.M.A.G.
JOUBERT	Jean Claude	E.N.S.I.E.G.	ZADWORNY	François	E.N.S.E.R.G.
JOURDAIN	Geneviève	E.N.S.I.E.G.			

Professeurs associés

BASTIN	Georges	E.N.S.H.G.	GANDINI	Alessandro	U.E.R.M.C.P.P.
BERRIL	John	E.N.S.H.G.	HAYASHI	Hirashi	E.N.S.I.E.G.
CARREAU	Pierre	E.N.S.H.G.			

Professeurs Université des Sciences Sociales (Grenoble II)

BOLLIET	Louis	HATELIN	Françoise
---------	-------	---------	-----------

Professeurs E.N.S. Mines de Saint Etienne

RIEU	Jean	SOUSTELLE	Michel
------	------	-----------	--------

Chercheurs du C.N.R.S.

FRUCHART	Robert	Directeur de recherche	HOFFINGER	Emil	Maître de recherche
VACHAUD	Georges	Directeur de Recherche	JOUD	Jean Charles	Maître de recherche
ALLIBERT	Michel	Maître de recherche	KAMARINOS	Georges	Maître de recherche
ANSARA	Ibrahim	Maître de Recherche	KLEITZ	Michel	Maître de recherche
ARMAND	Michel	Maître de recherche	LANDAU	Ioan-Dore	Maître de recherche
BINDER	Gilbert		LASJAUNIAS	J.C.	
CARRE	René	Maître de recherche	MERMET	Jean	Maître de recherche
DAVID	René	Maître de recherche	MUNIER	Jacques	Maître de recherche
DEPORTES	Jacques		PIAU	Monique	
DRIOLE	Jean	Maître de recherche	PORTESEIL	Jean Louis	
GIGNOUX	Damien		THOLENCE	Jean Louis	
GIVORD	Dominique		VERDILLON	André	
GUELIN	Pierre				

Chercheurs du Ministère de la Recherche et de la Technologie  
(Directeurs et Maîtres de recherche - E.N.S. Mines de Saint Etienne)

LESBATS	Pierre	Directeur de recherche	LALAUZE	René	Maître de recherche
BISCONDI	Michel	Maître de recherche	LANCELOT	François	Maître de recherche
KOBYLANSKI	André	Maître de recherche	THEVENOT	François	Maître de recherche
LE COZE	Jean	Maître de recherche	TRAN MINH	Canh	Maître de recherche

Personnalités habilitées à diriger des travaux de recherche  
(Decision du Conseil Scientifique)

E.N.S.E.E.G.

ALLIBERT	Colette	DIARD	Jean Paul	NGUYEN TRUONG	Bernadette
BERNARD	Claude	EUSTATOPOULOS	Nicolas	RAVAINE	Denis
BONNET	Roland	FOSTER	Panayotis	SAINFORT	(CENG)
CAILLET	Marcel	GALERIE	Alain	SARRAZIN	Pierre
CHATILLON	Catherine	HAMMOU	Abdelkader	SIMON	Jean Paul
CHATILLON	Christian	MALMEJAC	Yves (CENG)	TOUZAIN	Philippe
COULON	Michel	MARTIN GARIN	Régina	URBAIN	Georges (Laboratoire des ultra-réfractaires ODEILLO).

E.N.S.Mines Saint Etienne

GUILHOT	Bernard	THOMAS	Gérard	DRIVER	Julien
---------	---------	--------	--------	--------	--------

E.I. R.G.

BARIBAUD	Michel	CHEHIKIAN	Alain	HERAULT	Jeanny
BOREL	Joseph	DOLMAZON	Jean Marc	MONLLOR	Christian
CHOVET	Alain				

E.N.S.E.G.

BORNARD	Guy	KOFMAN	Walter	MAZUER	Jean
DESCHIZEAUX	Pierre	LEJEUNE	rd	PERARD	Jacques
GLANGEAUD	François			REINISCH	Raymond

E.N.S.H.G.

ALEMANY	Antoine	MICHEL	Jean Marie	ROWE	Alain
BOIS	Daniel	OBLED	Charles	VAUCLIN	Michel
DARVE	Félix			WACK	Bernard

E.N.S.I.M.A.G.

BERT	Didier	COURTOIS	Bernard	FONLUPT	Jean
CALMET	Jacques	DELLA DORA	Jean	SIFAKIS	Joseph
COURTIN	Jacques				

U.E.R.M.C.P.P.

CHARUEL	Robert
---------	--------

C.E.N.G.

CADET	Jean	JOUVE	Hubert (LETI)	PERROUD	Paul;
COEURE	Philippe (LETI)	NICOLAU	Yvan (LETI)	PEUZIN	Jean Claude (LETI)
DELHAYE	Jean Marc (STT)	NIFENECKER	Hervé	TAIEB	Maurice
DUPUY	Michel (LETI)			VINCENDON	Marc

Laboratoires extérieurs :

C.N.E.T.

DEMOULIN	Eric	GERBER	Roland	MERCKEL	Gérard
DEVINE	R.A.B.			PAULEAU	Yves

I.N.S.A. Lyon

GAUBERT	C.
---------	----

\*\*\*\*\*

Président de l'Université : M. TANCHE

MEMBRES DU CORPS ENSEIGNANT DE L'U.S.M.G.

---

(RANG A)

SAUF ENSEIGNANTS EN MEDECINE ET PHARMACIE

PROFESSEURS DE 1ère CLASSE :

---

ARNAUD Paul	Chimie organique
ARVIEU Robert	Physique nucléaire I.S.N.
AUBERT Guy	Physique C.N.R.S.
AYANT Yves	Physique approfondie
BARBIER Marie-Jeanne	Electrochimie
BARBIER Jean-Claude	Physique expérimentale C.N.R.S. (labo. de magnétisme)
BARJON Robert	Physique nucléaire I.S.N.
BARNOUD Fernand	Biosynthèse de la cellulose-Biologie
BARRA Jean-René	Statistiques - Maths appliquées
BELORISKY Elie	Physique
BENZAKEN Claude (Mr)	Mathématiques pures
BERNARD Alain	Mathématiques pures
BERTRANDIAS Françoise	Mathématiques pures
BERTRANDIAS Jean-Paul	Mathématiques pures
BILLET Jean	Géographie
BONNIER Jean-Marie	Chimie générale
BOUCHEZ Robert	Physique nucléaire I.S.N.
BRAVARD Yves	Géographie
CARLIER Georges	Biologie végétale
CAUQUIS Georges	Chimie organique
CHIBON Pierre	Biologie animale
COLIN DE VERDIERE Yves	Mathématiques pures
CRABBE Pierre (détaché)	T.E.R.M.O.
CYROT Michel	Physique du solide
DAUMAS Max -	Géographie
DEBELMAS Jacques	Géologie générale
DEGRANGE Charles	Zoologie
DELOBEL Claude (Mr)	M.I.A.G. Mathématiques appliquées
DEPORTES Charles	Chimie minérale
DESRE Pierre	Electrochimie
DOLIQUE Jean-Michel	Physique des plasmas
DUCRÔS Pierre	Cristallographie
FONTAINE Jean-Marc	Mathématiques pures
GAGNAIRE Didier	Chimie physique
GASTINEL Noël	Analyse numérique Mathématiques appliquées

GERBER Robert	Mathématiques pures
GERMAIN Jean-Pierre	Mécanique
GIRAUD Pierre	Géologie
IDELMAN Simon	Physiologie animale
JANIN Bernard	Géographie
JOLY Jean-René	Mathématiques pures
JULLIEN Pierre	Mathématiques appliquées
KAHANE André (détaché DAFCO)	Physique
KAHANE Josette	Physique
KOSZUL Jean-Louis	Mathématiques pures
KRAKOWIAK Sacha	Mathématiques appliquées
KUPTA Yvon	Mathématiques pures
LACAZE Albert	Thermodynamique
LAJZEROWICZ Jeannine	Physique
LAJZEROWICZ Joseph	Physique
LAURENT Pierre	Mathématiques appliquées
DE LEIRIS Joël	Biologie
LLIBOUTRY Louis	Géophysique
LOISEAUX Jean-Marie	Sciences nucléaires I.S.N.
LOÛP Jean	Géographie
MACHE Régis	Physiologie végétale
MAYNARD Roger	Physique du solide
MICHEL Robert	Minéralogie et pétrographie (géologie)
NOZIERES Philippe	Electrométrie - Physique
OMONT Alain	Astrophysique
OZENDA Paul	Botanique (biologie végétale)
PAYAN Jean-Jacques (détaché)	Mathématiques pures
PEBAY PEYROULA Jean-Claude	Physique
PERRIAUX Jacques	Géologie
PERRIER Guy	Géophysique
PIERRARD Jean-Marie	Mécanique
RASSAT André	Chimie systématique
RENARD Michel	Thermodynamique
RICHARD Lucien	Biologie végétale
RINAUDO Marguerite	Chimie CERMAV
SENGEL Philippe	Biologie animale
SERGERAERT Francis	Mathématiques pures
SOUTIF Michel	Physique
VAILLANT François	Zoologie
VALENTIN Jacques	Physique nucléaire I.S.N.
VAN CUTSEN Bernard	Mathématiques appliquées
VAUQUOTS Bernard	Mathématiques appliquées
VIALON Pierre	Géologie

PROFESSEURS DE 2ème CLASSE :

-----

ADIBA Michel	Mathématiques pures
ARMAND Gilbert	Géographie
AURTAULT Jean-Louis	Mécanique
BEGUIN Claude (Mr)	Chimie organique
BOEHLER Jean-Paul	Mécanique
BOITET Christian	Mathématiques appliquées
BORNAREL Jean	Physique
BRUN Gilbert	Biologie
CASTAING Bernard	Physique
CHARDON Michel	Géographie
COHENADDAD Jean-Pierre	Physique
DENEUVILLE Alain	Physique

DEPASSEL Roger	Mécanique des fluides
DOUCE Roland	Physiologie végétale
DUFRESNOY Alain	Mathématiques pures
GASPARD François	Physique
GAUTRON René	Chimie
GIDON Maurice	Géologie
GIGNOUX Claude (Mr)	Sciences nucléaires I.S.N.
GUITTON Jacques	Chimie
HACQUES Gérard	Mathématiques appliquées
HERBIN Jacky	Géographie
HICTER Pierre	Chimie
JOSELEAU Jean-Paul	Biochimie
KERCKOVE Claude (Mr)	Géologie
LE BRETON Alain	Mathématiques appliquées
LONGEQUEUE Nicole	sciences nucléaires I.S.N.
LUCAS Robert	Physiques
LUNA Domingo	Mathématiques pures
MASCLE Georges	Géologie
NEMOZ Alain	Thermodynamique (CNRS - CRTBT)
OUDET Bruno	Mathématiques appliquées
PELMONT Jean	Biochimie
PERRIN Claude (mr)	Sciences nucléaires I.S.N.
PFISTER Jean-Claude (détaché)	Physique du solide
PIBOULE Michel	Géologie
PIERRE Jean-Louis	Chimie organique
RAYNAUD Hervé	Mathématiques appliquées
ROBERT Gilles	Mathématiques pures
ROBERT Jean-Bernard	Chimie physique
ROSSI Andrié	Physiologie végétale
SAKAROVITCH Michel	Mathématiques appliquées
SARROT REYNAUD Jean	Géologie
SAXOD Raymond	Biologie animale
SOUTIF Jeanne	Physique
SCHOOL Pierre-Claude	Mathématiques appliquées
STUTZ Pierre	Mécanique
SUBRA Robert	Chimie
VIDAL Michel	Chimie organique
VIVIAN Robert	Géographie



Je remercie très vivement,

Monsieur PERRET pour avoir accepté de  
présider mon jury,

Messieurs BELLANGER, GAUTIER, GERBER, MAZARE  
pour s'être intéressés à mon travail et avoir  
participé à mon jury,

Monsieur LACOUME pour m'avoir autorisé à  
développer cet axe de recherche au sein du  
CEPHAG,

et tous les membres de ce laboratoire :

ceux qui ont contribué à la  
conception et à la construction  
des modules série",

ceux qui ont bien voulu les  
expérimenter,

ceux qui ont participé à la  
réalisation matérielle de cette  
thèse,

et surtout tous ceux qui m'ont  
encouragé dans mon travail et  
dans ma rédaction.



## PLAN

Introduction

Chapitre I : ANALYSE DES BESOINS SPECIFIQUES DU TRAITEMENT  
DU SIGNAL EN APPAREILLAGE DE CALCUL

Chapitre II: IMPLANTATION DE TRAITEMENT A L'AIDE DES DIA-  
GRAMMES SPATIAL ET SPATIO-TEMPOREL

Chapitre III: EXTENSION DU DIAGRAMME SPATIO-TEMPOREL AUX SYS-  
TEMES ASYNCHRONES

Chapitre IV : STRUCTURES DE REALISATION DE CORRELATEURS NU-  
MERIQUES

Chapitre V : ENSEMBLE MODULAIR DE TRAITEMENT NUMERIQUE DU  
SIGNAL

Conclusions et perspectives

Annexe



## INTRODUCTION



## INTRODUCTION

Entre l'énoncé d'un problème de traitement du signal et l'obtention d'une réalisation de ce traitement, nous pouvons distinguer trois phases :

-une phase de théorie du signal qui, à la vue de l'énoncé du problème (par exemple réduire le bruit d'une transmission) et éventuellement de mesures, va décider du traitement à employer (exemple : filtrage passe-bande),

-une phase d'algorithmique qui, à partir du type de traitement choisi et de ses caractéristiques (exemple : gabarit du filtre) va proposer un algorithme de traitement décrit par un ensemble d'équations mathématiques (exemple : 6 cellules du 2° ordre en cascade),

-enfin, une phase d'implantation de l'algorithme, qui tient compte des contraintes pratiques de la technologie, de la vitesse de traitement demandée, du coût ou de la facilité de réalisation et de la précision des calculs. Le résultat de cette phase est d'abord le choix précis d'une technologie, puis un diagramme indiquant la structure de réalisation par assemblage d'éléments existants ou un programme sur une machine donnée, ou un ensemble des deux.

Il est évident que ces trois phases ne sont pas totalement indépendantes. Il y a une importante rétroaction des problèmes d'implantation sur le choix de l'algorithme afin d'optimiser l'ensemble. Le traitement lui-même doit tenir compte des contraintes de réalisation.

Notre travail se place essentiellement dans la phase d'implantation pratique d'algorithmes.

La motivation initiale de ce travail était de fournir des outils, sous forme de méthodes ou d'appareils, aux chercheurs d'un laboratoire de traitement du signal pour leur faciliter l'implantation d'algorithmes sous forme numérique.

Avant l'apparition des techniques numériques les traitements simples se faisaient par assemblage d'éléments standards comme des filtres, des générateurs de signaux, des sommateurs ou des multiplieurs. Les traitements plus sophistiqués nécessitaient la construction d'appareils spécialisés (corrélateur ...). L'arrivée des ordinateurs a pu faire croire à la disparition du travail d'électronique, mais il s'est vite avéré que les calculateurs étaient soit trop lents, soit trop coûteux pour effectuer les volumes de calcul que nécessite le traitement de signaux aléatoires. Il était donc toujours indispensable de réaliser des appareils spécialisés, dont la puissance était accrue par les possibilités nouvelles de l'électronique numérique. Il est évident que la réalisation d'un appareil spécialisé est coûteuse en matériel et en temps et n'est donc pas toujours possible.

D'autre part, on se trouvait en présence d'un ensemble d'appareils hétérogènes : mini-calculateur, appareils de traitement spécifique, appareils de mesure, dont l'assemblage était très difficile.

Nous avons alors envisagé la conception d'un système numérique qui permette rapidement la réalisation des principaux algorithmes de traitement du signal à l'aide d'éléments réutilisables, et qui ait une vitesse sensiblement supérieure à celle d'un ordinateur, de façon à approcher le fonctionnement temps-réel. Nous avons opté pour une réalisation modulaire, par des éléments assemblés entre eux à la demande, transposant ainsi le principe du calculateur analogique et permettant l'incorporation facile d'appareils de traitement

spécialisés. Nous avons défini les modules de base de ce système à partir de quelques idées directrices : natures répétitives des algorithmes courants, besoin de précision variable et souci de minimiser les interconnexions. Nous avons obtenu le "système modulaire à transmission série".

Nous avons ensuite essayé d'étendre les concepts qui nous avaient servi dans le système modulaire : bouclage d'opérateurs et multiplexage des signaux et des registres, qui n'étaient pas toujours suffisants pour implanter aisément un algorithme. Nous sommes arrivés à une méthode assez générale qui peut faciliter la mise en oeuvre de beaucoup d'algorithmes avec le degré de parallélisme désiré.

Nous proposons de décrire préalablement l'algorithme sans faire intervenir la nature temporelle des signaux à l'aide d'un diagramme spatial sur lequel les périodicités de l'algorithme sont mises en évidence, puis de transformer ce diagramme en un diagramme spatio-temporel à partir duquel on déduit facilement la structure de réalisation pratique.

La première partie de notre exposé est une analyse des besoins spécifiques du traitement du signal en moyens de calculs. Nous exposons ensuite la méthode du diagramme spatio-temporel, accompagnée de plusieurs exemples d'applications. Un chapitre est consacré à l'étude de structure de réalisation de corrélateur en faisant largement appel à cette méthode. Enfin, nous décrivons l'ensemble modulaire à transmission série.



# ***chapitre 1***

## Chapitre I

### ANALYSE DES BESOINS SPECIFIQUES DU TRAITEMENT DU SIGNAL EN

#### APPAREILLAGE DE CALCUL

##### 1 - GRANDS TYPES DE BESOINS

- 1-1 L'ingénieur et le chercheur
- 1-2 Traitement en "temps réel"
- 1-3 Interactivité des traitements
- 1-4 Critères de qualité d'une implantation pratique

##### 2 - CLASSIFICATION DES SIGNAUX ET DES TRAITEMENTS

- 2-1 Nature des signaux
- 2-2 Principaux types de traitements
- 2-3 Nature des calculs
- 2-4 Nature des algorithmes
- 2-5 Précision des signaux et des calculs

##### 3 - SYSTEMES DE TRAITEMENTS EXISTANTS

- 3-1 Principales technologies
- 3-2 Principaux systèmes numériques

##### 4 - Conclusion

## 1 - GRANDS TYPES DE BESOINS DU TRAITEMENT DU SIGNAL

### 1-1 L'ingénieur et le chercheur

Le but de toute notre étude est de fournir des outils pour faciliter la mise en oeuvre d'algorithmes de traitement du signal. Voyons tout d'abord quels en sont les utilisateurs et quelles sont leurs exigences.

Nous pouvons distinguer deux grandes classes d'utilisateurs : l'ingénieur qui construit des appareils figés et le chercheur qui étudie des méthodes de traitement variées.

L'ingénieur met en oeuvre des traitements supposés bien connus dans des appareils de mesures (analyseur de spectre, célérimètre à corrélation ...) ou des processeurs spécialisés (transmultiplexeur de lignes téléphoniques, filtre annuleur d'échos). Le processeur doit généralement traiter les signaux de façon continue, au fur et à mesure de leur arrivée : le traitement se fait en temps réel, à une cadence imposée par les signaux d'entrée. L'ingénieur s'attache à abaisser le coût de revient global du produit réalisé. Compte-tenu de la répartition des frais d'étude sur le coût de plusieurs appareils fabriqués en série, le temps consacré à l'étude peut être important en vue de minimiser le coût de fabrication. Il cherche donc à optimiser la réalisation en minimisant le nombre des composants par un choix judicieux de ceux-ci et de la structure d'interconnexion. Il a en particulier à trouver un compromis entre les parties câblées et les parties programmées.

Le chercheur en traitement du signal, lui, au contraire utilise des appareils bien connus (corrélateurs, calculateur ...) en vue de tester des méthodes de traitement. Sa principale exigence est la facilité avec laquelle il pourra implanter et modifier les caractéristiques de sa méthode de traitement et en vérifier le fonctionnement. Il a besoin d'un appareillage rapidement programmable et très interactif.

La vitesse est plus secondaire car, ayant à comparer des méthodes, il est souvent conduit à enregistrer ses signaux et le traitement peut se faire à vitesse plus lente. Néanmoins, cette même nécessité de refaire plusieurs fois le traitement pour essayer plusieurs valeurs de paramètres ou pour faire des statistiques, liée à l'exigence d'interactivité impose une vitesse de traitement suffisamment grande. On peut parler d'un traitement "temps réel expérimentateur" tel que le chercheur ne s'endorme pas devant sa machine ! L'interactivité nécessite également des dispositifs de visualisations de signaux et des commandes qui n'existeraient peut-être pas dans un processeur figé où serait appliquée la méthode.

A l'encontre du processeur construit par l'ingénieur, le coût de l'appareillage sur lequel est implanté le traitement peut être relativement élevé et la notion d'optimisation perd de son intérêt puisque ce même appareillage pourra ensuite servir à autre chose. C'est le temps d'implantation du traitement qu'il importe de réduire.

Nous sommes donc en présence de deux exigences apparemment contradictoires : optimisation dans un cas, facilité de mise en oeuvre dans l'autre, mais avec un désir de vitesse de calcul dans les deux cas. Sachant qu'à matériel égal, l'optimisation peut augmenter les performances et que l'ingénieur souhaite faciliter son travail, les exigences des

deux sont complémentaires : tous les outils visant à faciliter une transposition rapide et efficace d'un algorithme pourront servir à chacun.

### 1-2 Traitement en temps réel

Les domaines d'application du traitement du signal sont très variés et la gamme des fréquences est très étendue. Celle-ci peut aller des très basses fréquences, plus basses que le hertz rencontré dans quelques applications géophysiques, aux fréquences radar. Le nombre des signaux à traiter simultanément peut aller de un à plusieurs dizaines. Prenons comme exemple le traitement des signaux recueillis par une antenne acoustique. Celle-ci est constituée d'un réseau linéaire ou plan formé par plusieurs dizaines de microphones ou d'hydrophones individuels. Supposons que l'on désire calculer les fonctions d'auto et d'intercorrélation des différentes sorties des capteurs. Le calcul d'un point de la fonction de corrélation nécessite une multiplication et une addition pour chaque échantillon de signal. Si nous voulons calculer 100 points de la fonction de corrélation d'un signal échantillonné à 10 kHz, il faudra effectuer une multiplication et une addition par micro-seconde. On arrive à peine à l'ordre de grandeur des vitesses de calcul d'un ordinateur courant, mais nous n'avons pas tenu compte de la gestion de l'algorithme et des transferts de données, et pour calculer toutes les intercorrélations croisées, il faudra plusieurs centaines d'opérations élémentaires par micro-seconde. Nous voyons que la puissance de calcul nécessaire au traitement du signal en temps réel peut être considérable.

Il est indispensable de disposer d'un processeur spécialisé qui sera constitué obligatoirement de plusieurs opérateurs de calcul.

La notion de traitement en temps réel est assez mal définie. Un traitement peut être qualifié de "temps réel" si il est exécuté au fur et à mesure de l'arrivée du signal, par opposition au traitement "en différé" qui est effectué à partir d'un enregistrement du signal. Nous préférons dire qu'un traitement est "temps réel" si non seulement il est exécuté au fur et à mesure de l'arrivée du signal mais surtout s'il utilise toute l'information contenue dans ce signal. S'il y a perte d'information on dira seulement que le traitement est "en ligne".

Le choix d'un traitement en temps réel ou en différé dépend de la durée du signal, de la disponibilité en moyens de stockage et des contraintes sur le retard apporté par le traitement.

Si le signal arrive en flot continu, il est quasiment de durée infinie et il est impossible de le mettre en mémoire. Ceci se produit dans les opérations de transmission d'un signal, en télécommunication notamment. Il est indispensable de transmettre toute l'information, donc d'utiliser un véritable traitement en temps réel. Dans d'autres cas, il sera possible d'enregistrer le signal et de le traiter ensuite, avec une cadence plus lente que l'enregistrement, avec un processeur moins puissant qu'il ne serait nécessaire pour un traitement en temps réel. Le traitement de signaux longs pourra se faire après enregistrement sur des mémoires permanentes comme des bandes ou des disques magnétiques. Ce mode de traitement présente pour le chercheur l'avantage de pouvoir faire plusieurs traitements successifs du même signal. Un signal plus court pourra être contenu dans une mémoire électronique. Le traitement est alors fait immédiatement après la fin du signal, ou même, commence dès son début. Si le signal possède une structure impulsionnelle à récurrence relativement lente, le traitement d'une impulsion peut se

faire dans l'intervalle suivant, après stockage temporaire. Le traitement est alors quasi temps-réel, puisque, en moyenne, il se fait au rythme de l'entrée. Signalons que certains traitements nécessitent la mémorisation préalable d'une portion du signal. C'est le cas de l'analyse spectrale par transformée de Fourier rapide et de façon générale, des algorithmes de traitement "par bloc". Nous verrons par la suite que cela revient à considérer le signal comme un signal vectoriel dont les composantes sont en nombre égal à celui des échantillons du bloc et sont multiplexées. Le traitement se fait alors avec un retard vis à vis de l'entrée, mais si les blocs sont jointifs, on peut encore parler de traitement temps réel.

Dans le cas des traitements où intervient un moyennage statistique, il n'est pas indispensable d'utiliser toute l'information du signal. On peut n'utiliser qu'un échantillon sur plusieurs ou traiter des blocs non jointifs. On rencontre ce type de fonctionnement dans des appareils comme les corrélateurs ou les analyseurs de spectre. Nous en verrons un exemple dans le corrélateur à sous-échantillonnage (chapitre 4). Si le traitement se fait au fur et à mesure de l'arrivée du signal, on parle encore parfois de temps-réel, mais de façon un peu abusive. Nous dirons seulement que le traitement est "en ligne" en prenant la terminologie utilisée par Max [1]. Cela signifie que le processeur est directement connecté à la source du signal.

La quantité de calcul nécessaire est d'autant plus faible qu'il y a d'échantillons perdus ; mais pour une même durée d'intégration, la qualité du moyennage diminue, ou alors le temps nécessaire à l'estimation d'un paramètre avec une précision donnée augmente et la cadence des mesures diminue. La puissance de calcul nécessaire ne dépend plus alors beaucoup des signaux d'entrée, mais surtout des contraintes de cadence imposées par l'utilisateur des mesures. On peut parler de temps réel aval.

Tout cela n'est vrai que si les signaux sont quasi-stationnaires, c'est à dire que leurs caractéristiques sont lentement variables. Sinon, c'est leur vitesse de variation qui détermine la puissance de calcul nécessaire au fonctionnement en ligne.

Notons que les filtrages auto-adaptatifs peuvent se décomposer en une partie filtre à paramètres variables, qui doit impérativement fonctionner en temps-réel, et une partie d'estimation de paramètre, qui est moins contraignante. Nous verrons par la suite que c'est un cas typique de traitement multiscalaire.

Nous venons de voir que le traitement en temps réel impose des contraintes matérielles de vitesse de calcul. Il impose également des contraintes sur la structure des algorithmes qui doivent respecter la causalité. Prenons l'exemple du filtrage d'un signal. Il peut se faire par transformée de Fourier du signal, produit dans l'espace des fréquences par le gain fréquentiel, puis transformée inverse. Mais la transformée de Fourier est une opération globale : chaque point de la transformée dépend de tout le signal. Cette méthode nécessite donc un enregistrement du signal et n'est pas applicable en temps réel. Par contre, elle peut être adaptée au traitement par blocs, si l'on admet un retard relativement grand sur la sortie du filtre. Sinon, il faudra utiliser un calcul direct de l'équation de filtrage, tout en sachant que le filtre doit rester causal.

Heureusement, beaucoup de traitements de signaux peuvent être réalisés de façon causale, et donc en temps réel. Il faudra pourtant présenter l'algorithme en conséquence. La méthode que nous présentons au chapitre 2 peut aider à cela.

### 1-3 Interactivité

#### 1-3-1 Visualisation des résultats

Le chercheur qui expérimente un traitement a besoin d'en contrôler rapidement les résultats. Ces résultats sont le plus souvent fournis par un ensemble de valeurs : forme du signal, fonction de corrélation, spectre .... Une présentation graphique en est indispensable.

En technique analogique, les seuls moyens d'observation étaient l'oscilloscope pour les signaux rapides, et le traceur sur papier pour les signaux lents. Ils présentent l'avantage d'un tracé simultané du traitement.

Les techniques numériques programmées sur ordinateur ou micro-processeur ont permis d'améliorer notablement la qualité de la présentation des tracés et de diversifier les modes de représentation. On gradue les axes, on trace en échelles logarithmiques ou en diagramme polaire .... Mais dans les traitements réalisés sur des moyens informatiques, le tracé est trop souvent uniquement une présentation des résultats finaux, en raison de la lenteur des moyens de tracé ou de leur connexion au ordinateur. La seule solution pour y remédier est de coupler plus étroitement la visualisation à l'organe de traitement. Certains systèmes utilisent une visualisation permanente des mémoires de travail par accès direct.

Il est important de pouvoir visualiser non seulement la sortie du traitement mais aussi des valeurs intermédiaires. En mode programmé sur ordinateur, il suffira de pouvoir insérer des ordres graphiques à tout point du programme. Si le traitement est mis en oeuvre à l'aide de plusieurs unités

physiques, il faudra pouvoir visualiser les sorties de chacune d'elles. Il est également très utile de pouvoir comparer les résultats de traitements successifs et les moyens de mémorisation apportés par les systèmes de type informatique sont pour cela très commodes.

### 1-3-2 Traitements répé\_tifs

Le chercheur désire traiter plusieurs fois le même signal avec des paramètres ou même des traitements différents. Si la source de signal n'est pas répétitive, il faut impérativement effectuer les traitements à partir d'un enregistrement. Celui-ci peut être fait sur bande magnétique analogique. Mais l'enregistrement numérique facilite le repérage des signaux et les synchronisations. Le développement des mémoires à accès aléatoires, grosse mémoire électronique ou disques magnétiques permettent des accès répétés sans nécessiter des navettes de bandes. L'enregistrement numérique libère complètement le signal de la variable temps. Le traitement peut alors être décomposé en opérations successives exécutées au rythme désiré par l'expérimentateur.

Celui-ci peut observer et mémoriser les résultats intermédiaires et refaire certaines phases de traitement. Ceci à condition qu'il puisse visualiser facilement les résultats intermédiaires et qu'il puisse facilement modifier le traitement

### 1-3-3 Modification facile

Une bonne interactivité nécessite une modification facile des paramètres du traitement. L'informatique facilite la commande et la mémorisation de paramètres nombreux, mais ne fournit souvent pas de moyens d'action agréables. Un potentiomètre peut être beaucoup plus pratique à manipuler qu'un

clavier de console. Mais nous touchons ici à un problème qui dépasse le cadre du traitement du signal.

C'est souvent le traitement lui-même qui sera changé. Il est donc précieux de disposer d'un système de traitement facilement programmable. En ce sens une machine informatique répond bien au problème puisque le programme est par principe modifiable. Pour une modification vraiment interactive de ce programme, il est agréable de disposer d'un interpréteur ou d'un compilateur incrémental d'un langage comme le Basic. Pour faciliter la programmation, il est souhaitable de disposer d'un ensemble de sous-programmes généraux. Ces sous-programmes manipulent des signaux qui sont représentés par des suites de points. Certains systèmes spécialisés dans le traitement du signal par analyse en fréquence permettent de manipuler des ensembles de points appelés "blocs". Ils permettent une programmation très simple et sont très appréciés malgré leur limitation due au découpage en blocs de tailles identiques.

#### 1-3-4 Vitesse de traitement

Nous venons de voir que le chercheur utilise le plus souvent un traitement en temps différé. La vitesse de traitement n'est plus imposée par les caractéristiques du signal, mais par le temps d'attente admissible par l'expérimentateur. La puissance de calcul nécessaire dépend alors de la complexité des algorithmes et surtout de la taille des portions de signaux nécessaires pour obtenir un résultat statistique valable. L'expérience montre qu'un mini-calculateur est souvent un peu lent s'il n'est pas complété par des opérateurs auxiliaires rapides.

#### 1-4 Critères de qualité d'une implantation d'algorithme

Nous avons vu que l'ingénieur qui réalise un appareil ainsi que le chercheur qui implante un algorithme sur une machine se soucient d'optimiser la mise en oeuvre l'un pour le coût de revient, l'autre pour les performances. Comment en juger ? Etant donné un traitement complètement défini, avec une cadence des signaux d'entrée donnée, on peut chiffrer plusieurs grandeurs sur la réalisation pratique achevée :

-le coût de production du produit réalisé fait intervenir les coûts des composants (circuits intégrés, cartes ou appareils complets) et le coût d'assemblage, qui dépend lui-même de la complexité des interconnexions et du nombre des composants.

-le nombre de boîtiers de circuits intégrés donne une indication du degré d'intégration des composants.

-le nombre de sous-ensembles différents chiffre la modularité et influe sur le coût de revient et la facilité de maintenance.

Enfin, on peut mesurer le temps qui a été nécessaire pour la mise au point, en incluant le temps d'écriture du programme si la structure est totalement ou partiellement programmée.

Tous ces chiffres dépendent beaucoup de l'état de la technologie et sont difficiles à prévoir. Il est pourtant intéressant d'avoir un critère utilisable à la vue du bloc diagramme qui décrit le traitement. Les éléments de la réalisation pratique se divisent en opérateurs arithmétiques, mémoires et circuits de gestion (ou unité de commande).

Il semble que le volume occupé par les opérateurs arithmétiques soit le plus important dans un système rapide. Les multiplications étant les opérations les plus fréquentes en traitement du signal (hormis les additions beaucoup plus simples), on admet généralement que le nombre de multiplications exécutées par seconde est représentatif du système de traitement [2]. En fait, tout dépend de la vitesse du traitement ; à basse vitesse, la mémoire et même l'unité de commande peuvent devenir prépondérantes.

Il importe d'ailleurs de prendre garde de ne pas trop compliquer la partie commande dans le but de simplifier la partie calcul.

Un seul critère serait vraiment objectif : le nombre de portes élémentaires (bien qu'il faille également tenir compte de la complexité des liaisons de ces portes entre elles). Ce critère peut sembler peu représentatif du volume final d'une réalisation faite à l'aide de composants commerciaux. Par contre, il donnerait une bonne idée de la surface de silicium nécessaire pour une réalisation inégrée de ce traitement.

## 2 - CLASSIFICATION DES SIGNAUX ET DES TRAITEMENTS

### 2-1 Nature des signaux

#### 2-1-1 Signaux continus ou discrets

Généralement, les signaux sont naturellement des signaux continus : des pressions, des tensions électriques, des puissances de rayonnement. Leur traitement numérique nécessite de les échantillonner. Nous sommes alors ramenés à des signaux discrets. Il convient néanmoins de distinguer le cas du traitement numérique de signaux continus de celui où les signaux sont déjà discrets, en réception d'une transmission numérique ou en relecture d'un enregistrement numérique. Dans le premier cas, la fréquence d'échantillonnage peut être choisie par le dispositif de traitement (dans des limites fixées par la bande du signal). Dans le second cas, cette fréquence est déjà imposée.

#### 2-1-2 Signaux temporels ou spatiaux

Lorsqu'on parle de signal, on sous-entend souvent signal temporel, ou fonction de la variable temps. Toute la terminologie du traitement du signal se rapporte au temps et on parle de période, de fréquence, de durée. Le signal spatial, fonction d'une variable distance, longueur ou angle, est pourtant fréquent : toutes les images qui nous entourent sont des signaux spatiaux. Le cas le plus général est le signal spatio-temporel fonction à la fois du temps et de l'espace. C'est ce que reçoit l'objectif d'une caméra de cinéma placée devant une scène animée : chaque image du film obtenue est un échantillonnage selon la variable temps du signal spatio-temporel.

De même que les signaux temporels, les signaux spatiaux naturels sont le plus souvent continus, mais peuvent être échantillonnés au moyen de capteurs individuels comme les microphones d'une antenne acoustique. Un signal spatio-temporel discrétisé en espace est alors un signal temporel à plusieurs composantes.

Un signal spatial particulier est celui résultant de l'enregistrement d'un signal temporel. Une bande magnétique par exemple, possède une magnétisation le long de sa longueur qui représente un signal fonction du temps : la variable temps est remplacée par la variable longueur. De même, un signal temporel échantillonné peut être enregistré dans une mémoire électronique, sous forme de charges électriques par exemple. La variable temps est alors remplacée par la position dans l'espace des condensateurs de stockage. Notons que la bande magnétique peut être aussi bien déroulée linéairement que placée en vrac dans un panier et que les condensateurs peuvent être placés dans des endroits quelconques repérés de l'espace. Cette possibilité, qui revient à une graduation de l'espace suivant une échelle arbitraire permet de représenter spatialement des signaux finis fonctions d'un nombre quelconque de variables.

La nature temporelle et spatiale d'un signal est très importante pour les traitements, puisque seule la variable temps impose les contraintes liées à la causalité. Les possibilités de stockage offertes par l'électronique numérique permettent des transpositions faciles des signaux entre le temps et l'espace qui sont précieuses pour la réalisation des traitements. Nous les exploitons au chapitre 2.

### 2-1-3 Signaux finis ou infinis

Un signal qui n'a pas de bornes définies peut être considéré comme infini. Ce ne peut guère être qu'un signal temporel. Son traitement se fait obligatoirement en temps réel, au fur et à mesure de l'arrivée du signal.

Un signal de durée finie peut être un signal "impulsionnel" correspondant à une expérience de durée limitée. Ce signal peut être soit traité en temps réel, soit mémorisé et traité en différé. Il est alors considéré comme spatial, ce qui en permet un traitement global, sans problème de causalité ou d'ordre des calculs. Un signal de durée finie peut être également une tranche d'un signal infini, qui pourra être traitée globalement.

Cela revient, sur un signal discret, à remplacer le signal scalaire initial par un signal vectoriel à cadence plus lente, dont le traitement peut parfois être plus simple ou plus rapide : cette technique est connue sous le nom de traitement par blocs.

### 2-2 Principaux types de traitement [3]

Citons rapidement les principaux types de traitement que l'on peut rencontrer. Le filtrage ou l'extraction d'un signal consiste en l'élimination de composantes indésirables ou en la correction de déformations (filtrage inverse). La mesure ou estimation de paramètres du signal (valeur moyenne, fonction de corrélation, enveloppe, fréquence instantanée, répartition d'amplitude ...) peut servir à une mesure d'un paramètre physique (vitesse, distance...) ou simplement à l'analyse des propriétés statistiques du signal.

Le filtrage adaptatif peut généralement se décomposer en une partie de mesure et une partie de filtrage qui utilise la mesure.

L'estimation associée à un seuil permet de faire de la détection d'événement. La synthèse consiste en la création d'un signal de propriétés particulières. Les opérations de codage et de modulation sont des opérations généralement réversibles que l'on rencontre dans les processus de transmission de l'information.

### 2-3 Nature des calculs

Une grande classe de traitement est le filtrage. C'est l'une dont l'implantation est la plus étudiée [4]. On sait que tout filtre linéaire peut se décrire par des équations aux différences ou par une fonction de transfert en "z". Elles ne font intervenir que des opérations de multiplication par des coefficients et des additions. Les fonctions d'estimation de paramètre comportent généralement une opération quadratique ou le produit de deux signaux.

De nombreux traitements peuvent se décrire par des opérations matricielles, ce qui sous-entend également des sommes de produits.

Mais il peut également apparaître, notamment dans des phases de normalisation, des opérations racine carrée et inverse (exemple : calcul de la cohérence) ; les traitements à plusieurs entrées peuvent également nécessiter des inversions de matrices ou des recherches de valeurs propres. Ces opérations ne sont généralement nécessaires qu'en fin d'une phase de prétraitement pendant laquelle un moyennage statistique est réalisé. Elles sont donc beaucoup moins fréquentes, et on admet couramment que les opérations multiplication et addition sont les plus fréquentes.

On a également besoin de l'opération comparaison, qui est très simple, ainsi que d'autres opérations non linéaires comme le logarithme dans l'algorithme de spectre ou pour la visualisation des résultats, ou comme les fonctions trigonométriques dans les algorithmes d'analyse spectrale ou de mesure de phase. Ces opérations pourront être faites par développement en série, ce qui les ramène à des multiplications et additions, ou par consultation de table qui nécessite des mémoires à accès aléatoire. Il existe une méthode de calcul des fonctions algébriques et trigonométriques de façon récursive au moyens de cellules identiques appelées "CORDICS" [6,7].

#### 2-4 Nature des algorithmes

Les algorithmes se distinguent tout d'abord par les rythmes relatifs des signaux d'entrée et de sortie.

Dans toutes les opérations de filtrage, les entrées et les sorties sont des suites temporelles supposées infinies. A chaque échantillon d'entrée correspond un échantillon de sortie. (Notons qu'un échantillon peut être un vecteur dans le cas d'un signal à plusieurs composantes). On parle alors d'un traitement en "flot de données". L'algorithme se décrit par une équation en différence que l'on sait transposer en un bloc-diagramme ou en un diagramme de flux [5] qui correspondent à une structure physiquement réalisable. D'autres opérations que le filtrage (modulation...) entrent également dans cette catégorie que nous appellerons les traitements mono-cadence, dans lesquels il n'existe qu'une seule fréquence d'échantillonnage.

Dans d'autres cas, la cadence de sortie est différente, souvent plus faible que celle d'entrée, mais les deux cadences sont multiples l'une de l'autre. Ceci se rencontre dans tous les traitements qui réduisent la quantité d'informations

d'un signal et en particulier dans la technique de filtrage multicadence [8] mais également dans les algorithmes de mesure de paramètres aléatoires dont la sortie correspond à l'intégration d'une portion de signal.

Il existe enfin des cas de multi-cadence asynchrone, où les cadences d'entrée et de sortie sont indépendantes. C'est typiquement celui des systèmes changeurs de fréquence d'échantillonnage de signaux en temps réel [9]. C'est un cas relativement limité que nous ne traiterons pas.

On verra que les cas de multicadence synchrone se traitent comme des cas mono-cadence en considérant tous les échantillons de la période la plus longue comme des composantes d'un signal vectoriel (chap. 2). C'est alors la structure interne de l'algorithme qui est importante.

Beaucoup d'algorithmes de traitement du signal sont relativement réguliers et peuvent se ramener à des suites d'opérations identiques ou presque identiques. La plupart des structures de filtre se représentent par un diagramme de flux qui fait apparaître des structures en cascade, en treillis ou en échelles. Il en est de même des opérations de corrélation. Cette périodicité de l'algorithme rend sa réalisation séquentielle facile, avec une gestion très simple puisque l'accès aux données se fait toujours dans le même ordre. Il est même possible de ranger celles-ci dans de simples registres à décalage.

D'autres algorithmes, tout en possédant une certaine périodicité, n'accèdent pas aux données dans un ordre régulier, c'est le cas de la plupart des formes de calcul rapide de transformée de Fourier. Ces algorithmes nécessitent généralement une mémoire de stockage des données à accès aléatoire, et la gestion des adresses nécessitera un calcul

particulier. Notons malgré tout qu'il est possible de réaliser un transformateur de Fourier à l'aide de registres à décalage [10].

Une caractéristique importante de la plupart des algorithmes de traitement du signal est leur indépendance vis à vis des données : il n'y a pas de test sur les valeurs pour décider du choix d'un calcul ou d'un autre. C'est cela qui rend possible la description de l'algorithme par un diagramme de flux. Dans un diagramme de flux, toutes les branches sont toujours calculées, alors que dans un organigramme seul un chemin particulier est utilisé à chaque cycle de calcul. Il est néanmoins possible de décrire des opérations conditionnelles dans un diagramme de flux, mais ce diagramme comportera alors des opérations inutiles.

Les algorithmes de filtrage auto-adaptatif [11] semblent en contradiction avec le postulat d'indépendance vis à vis des données : un filtre auto-adaptatif peut généralement se modéliser par un filtre à paramètres variables dont les coefficients sont calculés par un traitement statistique sur les signaux. Pourtant, si les paramètres du filtre dépendent bien du signal, la structure globale est bien figée.

On peut pourtant trouver des algorithmes où les bornes utiles du traitement dépendent des résultats de calcul. Citons comme exemples la poursuite du maximum de la fonction d'intercorrélacion [12] et les opérations de compression [13]. Il faudra alors faire le choix entre des calculs inutiles et la gestion de ces bornes qui compliquent la gestion de l'algorithme et peuvent nécessiter l'emploi de mémoire à accès aléatoire. Citons encore le cas de la statistique d'amplitude qui nécessite pratiquement une mémoire à accès aléatoire.

## 2-5 Précision des signaux et des calculs

Un des grands avantages du traitement numérique est de pouvoir théoriquement être fait avec autant de précision qu'il est nécessaire grâce au choix du nombre de bits de quantification. Mais cette précision est coûteuse en matériel ou en temps de calcul et il faut bien la choisir.

Un signal numérique est obligatoirement quantifié puisque représenté par une suite de nombres. La représentation numérique du signal continu est donc faite avec une erreur égale à une fraction du pas de quantification. On modélise généralement cette erreur par un bruit additif appelé "bruit de quantification", lors de la conversion du signal analogique en numérique, ou bien "bruit d'arrondi", lors de la réduction éventuelle du nombre de bits d'un mot ou d'un recadrage en cours de traitement. On suppose souvent, pour estimer leur influence sur le traitement global, que ces bruits sont blancs et indépendants tout en sachant que cela est probablement faux [14,20].

Un exemple simple permet de mettre en évidence les besoins de précision : considérons une méthode d'extraction du signal par accumulation. Si le rapport signal sur bruit d'entrée est de 0,1, quelques bits suffisent à représenter le signal, par exemple 4. Si l'on veut un gain de traitement de 1000 et ainsi obtenir un rapport signal sur bruit en sortie de 100, il faudra accumuler  $10^6$  donc environ  $2^{20}$  échantillons. Pour éviter tout débordement il faudra alors choisir un accumulateur de 24 bits, alors que la sortie ne nécessite que 8 bits. Ceci montre bien que les besoins en précision sont variables en cours de traitement.

Le choix d'un nombre de bits pour une machine à mots fixes est donc difficile. Il semble que les 16 bits des mini-ordinateurs courants ne soient pas toujours suffisants. Il existe des machines de traitement du signal possédant une vingtaine de bits.

Etant donnée la structure relativement régulière des algorithmes de traitement du signal, on admettait généralement que l'utilisation d'une arithmétique flottante était inutilement coûteuse. Il semble pourtant que l'on s'oriente vers des machines spécialisées utilisant une arithmétique flottante. Cela permet d'augmenter la dynamique des signaux, mais ne doit pas faire oublier les problèmes de précision qui existent toujours.

### 3 - SYSTEMES DE TRAITEMENTS EXISTANTS

#### 3-1 Principales technologies

(Electronique analogique, électronique numérique, optique)

##### 3-1-1 Electronique analogique

On utilise une tension électrique "analogue" du signal.

C'est une technique éprouvée et indispensable en amont d'une chaîne de traitement, car presque tous les capteurs fournissent une tension électrique, et un préfiltrage est indispensable avant échantillonnage.

Elle permet de faire facilement des amplificateurs, filtres de bandes, modulateurs, oscillateurs. Elle bénéficie des progrès de la microélectronique (ampli, filtres intégrés ...).

Mais elle se heurte à des problèmes de précision et permet mal la réalisation de retards purs ou de mémoires, ce qui l'a fait délaisser au profit du numérique. Cependant, de nouveaux composants (électro-acoustiques et dispositifs à transfert de charge) n'ont pas ces limitations et conduisent à des réalisations de filtres ou même d'analyseurs de spectre très compactes qui concurrencent les techniques numériques.

### 3-1-2 Electronique numérique

Les signaux sont préalablement échantillonnés et convertis en nombres binaires dont les éléments ("bits") sont représentés par des tensions électroniques.

- Avantages :
- précision (limitée uniquement par le nombre de bits) et répétabilité (ni réglage ni dérive)
  - retard pur facile à réaliser (car mémoires sans dérive)
  - réalisation de traitements impossibles en analogique
  - possibilité de construire des appareils programmables

- Inconvénients :
- nécessité d'échantillonnage et conversion
  - encombrement des circuits (compensé par le multiplexage des opérateurs et les progrès de l'intégration)
  - vitesse limitée (on sait malgré tout traiter des signaux radar !)

Les avantages l'emportent généralement et le traitement numérique se développe de plus en plus.

### 3-1-3 Optique

L'optique a depuis déjà longtemps séduit les traiteurs de signaux par son aptitude à effectuer les opérations produit et intégration sur des signaux spatiaux en un temps quasiment nul. L'optique cohérente utilisable grâce au laser permet même d'effectuer une transformée de Fourier spatiale à l'aide d'une simple lentille [15].

Cette technique ne s'est pourtant pas développée à cause de son encombrement, de sa mise en oeuvre délicate et surtout à cause de la difficulté de conversion de l'information temporelle en information spatiale optique. Il est probable que ce n'est que le développement de l'optique intégrée qui permettra à cette technique d'être réellement utilisée.

### 3-2 Principaux systèmes numériques

Nous diviserons ces systèmes en 4 types, classés par spécialisation croissante :

- calculateur (ordinateur) d'usage général
- processeur vectoriel
- processeur de traitement du signal
- appareil spécialisé

#### 3-2-1 Calculateur d'usage général

C'est peut-être le premier outil qui vient à l'esprit pour manipuler des nombres. Il possède de gros avantages :

- universel, il sait faire autre chose que du traitement du signal
- il est facile d'accès, grâce au temps-partagé
- il possède des mémoires de masse permettant de stocker des séquences de signaux
- sa programmation en langage de haut niveau est facile

mais - son coût d'utilisation est un peu fort (de moins en moins vrai pour les mini-ordinateurs modernes)  
-sa vitesse de traitement est relativement faible en raison de sa structure très générale (le temps de gestion du programme est souvent supérieur au temps de calculs spécifiques)  
-il est peu adapté au traitement temps-réel.

Pour ces raisons ce calculateur a surtout sa raison d'être pour l'expérimentation de méthode. Dans ce cas il est souhaitable de le spécialiser en lui adaptant un logiciel approprié.

Ce logiciel peut être simplement une bibliothèque de sous-programme. Mais il est préférable de disposer d'un véritable système dans lequel la représentation des signaux est bien définie et qui permette soit un appel manuel de sous-programmes, soit un enchaînement programmé. Il existe quelques systèmes dans lesquels les sous-programmes sont appelés par un clavier de fonctions spéciales. Pour augmenter la vitesse, on peut (sur un mini-calculateur) même inclure certains sous-programmes dans le micro-programme. Pour l'augmenter encore, on peut adjoindre un processeur matriciel chargé d'exécuter les sous-programmes.

Il est indispensable de disposer d'un organe de visualisation graphique assez rapide.

Ce système est bien adapté aux cas où le traitement peut se décomposer en opérations globales portant sur des tableaux. C'est le cas dans la plupart des méthodes d'analyse spectrale [17].

### 3-2-2 Processeur vectoriel

Un processeur vectoriel (commercialisé sous le terme "array-processor") est une sorte d'ordinateur bien adapté aux calculs répétitifs qui apparaissent en calcul matriciel et en traitement du signal. Pour cela, il dispose d'une ou plusieurs unités rapides de calcul en arithmétique flottante, d'une unité de calcul d'adresse, d'une mémoire programme séparée de la mémoire donnée. Il ne dispose pas de périphériques ordinaires, et il est l'"hôte" d'un calculateur général qui lui fournit son programme et ses données. Pour le maximum de performances en temps réel, le processeur peut être complété par une chaîne d'acquisition de données.[18]

La programmation de ce type de processeur en langage machine est assez délicate. La méthode courante consiste en l'utilisation de sous-programmes fournis par le constructeur.

La vitesse de calcul obtenue est très supérieure à celle d'un mini-ordinateur, avec une facilité de mise en oeuvre un peu moins bonne. C'est actuellement un appareil assez cher.

### 3-2-3 Processeur de traitement du signal

Ce type de processeur est très semblable au processeur vectoriel, mais plus adapté aux besoins spécifiques du T.S. (calcul en entiers, opérations sur nombres complexes...). Les performances sont comparables pour un coût moindre, mais la mise en oeuvre est plus délicate. Ils sont moins généraux, car étudiés en vue d'applications particulières.

Dans cette rubrique entrent des composants récents : les microprocesseurs de traitement du signal. Ce sont des systèmes réalisés en un seul circuit intégré, particulièrement aptes à remplir les fonctions de T.S. rencontrées en

taille relativement petite de leur mémoire. Leur mémoire programme n'est pas prévue pour être modifiée facilement ; ce sont des composants destinés à être incorporés dans des appareils [19].

### 3-2-4 Appareil spécialisé

Dans cette classe nous rangerons à la fois les appareils de mesures de T.S. : (analyseurs de spectre, corrélateur...) et les dispositifs de traitement en temps-réel (transmultiplexeur de télécommunication, filtre égaliseur). C'est ici le domaine de ce que l'on appelait jusqu'à présent des appareils "câblés", (par opposition à "programmés") formés par assemblage de composants : registre mémoire, additionneur, multiplieur, logique de commande. En fait, on utilise de plus en plus des structures ressemblant à celles des ordinateurs, avec un "bus" et un programme de commande, mais ce programme est figé.

Ces appareils ont presque toujours une structure séquentielle c'est à dire que chaque organe de calcul exécute successivement plusieurs opérations différentes. Pour obtenir la vitesse de traitement nécessaire, on utilise plusieurs processeurs qui fonctionnent simultanément : en parallèle. Ce parallélisme peut être fait par découpage des calculs en parties indépendantes exécutables simultanément ou en parties exécutables successivement mais imbriquées grâce à une technique de "pipeline". Le découpage des parties à exécution séquentielle peut être fait au niveau de fonctions complètes que les informaticiens appellent alors "taches", au niveau des opérations arithmétiques, ou même au niveau du bit élémentaire : le calcul séquentiel des opérations arithmétiques est alors appelé calcul "série".

#### 4 - CONCLUSION

Nous avons essayé d'analyser et de classer les besoins du traitement du signal en moyens de calcul. Nous avons distingué les exigences de l'ingénieur qui construit un appareil de celles du chercheur qui expérimente une méthode. Le premier est confronté à des problèmes de vitesse liés aux contraintes du traitement en temps réel. Le second peut se contenter d'un traitement en différé moins rapide, mais sera intéressé par une mise en oeuvre facile.

Les particularités importantes des algorithmes de traitement du signal sont leur indépendance vis-à-vis des données et leur caractère répétitif. Il est possible de mettre à profit ces particularités pour construire des machines de traitement rapides adaptées au traitement du signal.

BIBLIOGRAPHIE I

- [1] MAX J. : "Méthodes et techniques de traitement du signal". Masson 1981.
- [2] BELLANGER M. : "Filtrage numérique multiscadence"  
Thèse d'Etat 1981.
- [3] MAX J., DOCHE C., MONGE J., PELTIE P., VALETTE S. :  
"Projet de libre blanc : traitement du signal"  
Rapport LETI/CEA - MCTE 80/407
- [4] L.B.JACKSON, S.P.KAISER and H.S.Mc DONALD : "An approach  
to the implementation of digital filters", IEEE Trans.  
Audio and Electroacoust. Vol. AU-16. pp.413-421.Sept.1968
- [5] BOITE R. et H.LEICH : "Les filtres numériques".  
Masson 1980.
- [6] VOLDER J.E. : "The COORDINATE Trigonometric Computing  
Technique", IRE Trans. Electronic Computers, Vol. EC-8,  
n° 3, Sept. 1959, pp.330-334
- [7] WALTHER J.S. : "A Unified Algorithm for Elementary  
Functions", AFIPS Conf. Proc., Vol. 38, 1971 SJCC, pp.  
379-385.
- [8] BELLANGER M., J.L.DAGUET and G.P.LEPAGNOL :  
Interpolation, Extrapolation and Reduction of Computa-  
tion Speed in Digital Filters. IEEE Trans. ASSP n°4,  
Aug. 1974

- [9] RAMSTAD T.A. : Sampling-Rate Conversion by Arbitrary Ratios. ICASSP 82 - Paris.
- [10] CONSTANTIN J.C., P.DELEPINE, J.L.VERNET: "Transformation de Fourier rapide à mémoires circulantes". 3ème Colloque GRETSI - Nice Juin 1971
- [11] WIDROW et al. : Adaptive noise cancelling ; principles and applications. Proc. IEEE, USA (1975), 63, pp. 1692-1716
- [12] BAUDUIN A. and Ph. BOLON : "A paper sheet contactless linear speed measurement", presented at IFAC PRP 4 Automation, Ghent, Belgium 1980.
- [13] LIENARD J. : Méthodes numériques de réalisation d'un opérateur compression de temps. Signal Processing 3 (1981) pp. 175-180.
- [14] OPPENHEIM A.V., SCHAFFER R.W. : "Digital Signal Processing" Chapitre 9 - Prentice-Hall 1975
- [15] GOODMAN J.W. : "Introduction à l'optique de Fourier et à l'holographie - Masson 1972
- [16] LIENARD J. : Thèse de Docteur Ingénieur - Grenoble 1974
- [17] "Notes d'application du Plurimat" : Intertechnique 78370 Plaisir.
- [18] "Array Processors Architecture" : Special Issue - IEE Computer - Sept. 81.
- [19] POSA G. : "Signal Processors speed changes" Electronics - Feb.14 - 1980

- [20] KNOB A ,LACOUME J-L : "Détermination de la bande passante équivalente du bruit de quantification d'un signal échantillonné." C.R.Acad.Sc.Paris,t.285 (28 nov.77)p957.



# ***chapitre 2***

## Chapitre II

### IMPLANTATION DE TRAITEMENT A L'AIDE DES DIAGRAMMES SPATIAL ET SPATIO TEMPOREL

#### 1 INTRODUCTION

#### 2 PRINCIPE GENERAL

- 2-1 Opérateur discret statique. Diagramme spatial
- 2-2 Décomposition en motifs. Relation de récurrence
- 2-3 Diagramme spatio-temporel
- 2-4 Résumé

#### 3 UTILISATION DE BASE DU DIAGRAMME SPATIO-TEMPOREL

- 3-1 Règles simples
- 3-2 Augmentation de la cadence d'entrée - structure cascade
- 3-3 Traitement de signaux multiplexés
- 3-4 Bouclage de cascade d'opérateur
- 3-5 Multiplexage des signaux
- 3-5 Signaux multiplexés en cascade d'opérateurs
- 3-7 Opérateurs programmables

#### 4 EXEMPLES D'UTILISATION

- 4-1 Filtre en treillis
- 4-2 Filtre transversal
- 4-3 Filtre transversal à réduction de cadence

#### 5 CONCLUSION

## 1 INTRODUCTION

La description d'un algorithme de traitement du signal se fait souvent sous forme d'expressions mathématiques. On peut le représenter également sous forme d'un bloc-diagramme sur lequel figurent des opérateurs, notamment des opérateurs arithmétiques et des mémoires interconnectés entre eux. Ce diagramme convient très bien à la description des structures de filtres ; il en existe une forme simplifiée pour les systèmes linéaires : le diagramme de flux [1]. Le bloc-diagramme correspond à une structure de réalisation de l'algorithme très parallélisée, donc généralement rapide. Mais en pratique, on ne pourra pas utiliser cette structure car elle sera trop coûteuse, sans être obligatoirement la plus rapide. Notre but sera, à partir de la description mathématique ou à partir d'un bloc-diagramme, d'obtenir une structure de réalisation qui réponde aux spécifications de vitesses de calcul tout en étant la plus simple possible, c'est à dire en n'utilisant qu'un nombre réduit d'opérateurs physiques grâce à une structure en partie séquentielle.

Quelques auteurs se sont intéressés à ce problème. MARHKU [3] propose une méthode de diagramme temporel permettant de répartir les tâches de plusieurs processeurs. Mais il ne traite pas les interconnexions des opérateurs et des mémoires. DEWILDE [2] propose une méthode allant dans le même sens, et pouvant être automatisée. Tous deux semblent surtout s'intéresser aux filtres, c'est à dire à des cas où la cadence d'entrée est la même que celle de sortie.

Les méthodes générales sur les architectures parallèles de calculateurs ne semblent pas bien convenir, car elles ne font pas intervenir la nature des algorithmes qui sont souvent caractérisés en traitement du signal par une relative simplicité et une indépendance vis à vis des données qui permettent une description en "flot de données".

Nous proposons de travailler à partir d'une description de l'algorithme complètement spatiale ce qui libère des contraintes de systèmes. Nous montrons comment, par quelques transformations, on peut généralement obtenir un diagramme périodique qui est ensuite transformé en un diagramme spatio-temporel. Celui-ci tient compte de la nature temporelle des signaux et fournit un diagramme de réalisation possédant le degré de parallélisme voulu.

Pour beaucoup d'algorithmes de traitement, on obtient par cette méthode des schémas de réalisation d'une structure très simple.

## 2 PRINCIPE GENERAL DE LA METHODE

### 2-1 Opérateur discret spatial

Un opérateur discret  $f$  définit les opérations nécessaires pour calculer une suite  $\delta$  valeurs  $Y$  en fonction d'une suite  $X$  :

$$Y = f ( X )$$

Les suites  $X$  et  $Y$  peuvent avoir des dimensions (ou nombre d'éléments) différentes, finies ou infinies. L'opérateur ne fait pas intervenir le temps et les échantillons  $X_n$  et  $Y_n$  des suites  $X$  et  $Y$  sont considérés comme statiques. Par opposition à des suites temporelles, nous parlerons des suites spatiales et donc d'opérateur spatial (puisque le temps n'intervient pas, on pourrait également parler d'opérateur statique).

Nous ne faisons aucune hypothèse sur la nature de l'opérateur. Il peut être linéaire (on peut alors utiliser la notation matricielle et il réalise le produit d'un vecteur par une matrice) ou non linéaire.  $X$  et  $Y$  peuvent être des variables de grandeur différentes (exemple  $X$  continue et  $Y$  logique si  $f$  est un test sur les valeurs de  $X$ ). Mais l'opérateur ne comporte pas de mémoire puisqu'il est statique. En numérique, ce sera un ensemble de logique combinatoire. En décomposant l'opérateur en opérations plus simples (fonctions arithmétiques, logiques, fonctions spéciales ...), on peut dessiner un graphe qui traduit les relations mathématiques ou fonctionnelles liant  $X$  et  $Y$ . Nous l'appellerons diagramme spatial (ou statique)

Ce diagramme fait apparaître des opérateurs plus simples reliés entre eux par des liaisons représentant des variables intermédiaires ou variables internes. Nous représenterons ces opérateurs par des ronds. Ils peuvent posséder une ou plusieurs entrées ainsi qu'une ou plusieurs sorties différentes (fig.2-1-1).

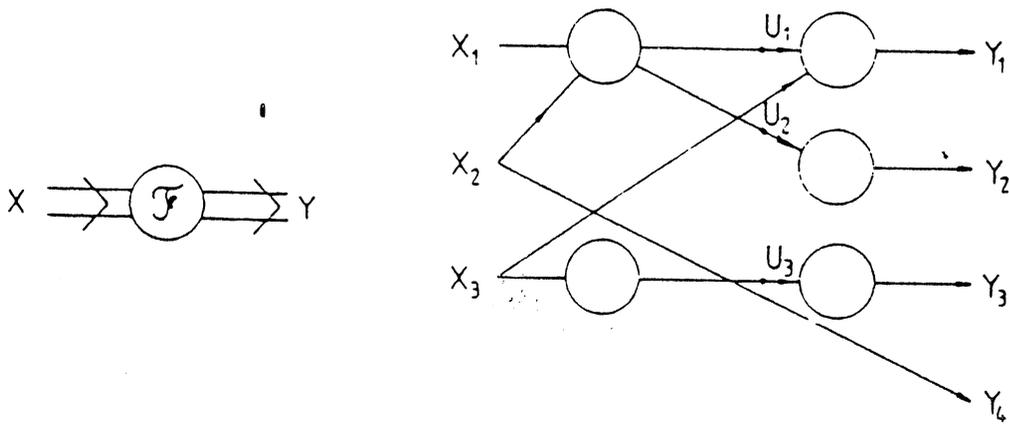


Fig.2-1-1:Exemple de diagramme spatial

Ce diagramme ne possède pas de boucles sinon il ne serait pas calculable sans itérations. Un cas particulier très important est celui où l'opérateur peut se décrire par une relation de récurrence du type :

$$U_n = f (U_{n-1}, X_n)$$

$$Y_n = g (U_{n-1}, X_n)$$

Cela signifie que le diagramme spatial peut se décomposer en blocs identiques ordonnés avec des liaisons de l'un à l'autre représentant les variables internes.

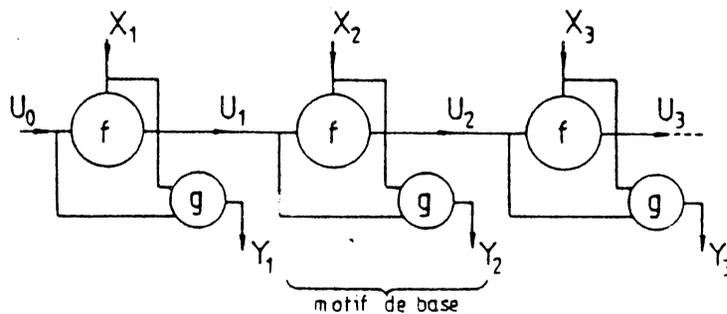


Fig.2-1-2:Diagramme spatial d'un système récursif

Notons que contrairement à ce que peut laisser penser ce diagramme et ces équations, les suites d'entrée et de sortie n'ont pas forcément la même dimension, car  $X_n$  et  $Y_n$  peuvent être des vecteurs de dimensions différentes.  $U_n$  est également un vecteur.

### 2-2 Réalisation de l'opérateur spatial par dispositif physique

On sait en général fabriquer un dispositif physique qui réalise les opérations de l'opérateur spatial  $f$ . Dans la plupart des cas, les entrées sont représentées par des tensions électriques appliquées en certains points d'un dispositif électronique qui élabore d'autres tensions représentant les variables de sortie et disponibles en d'autres points (mais les variables peuvent être des pressions de fluide, des intensités lumineuses etc...).

On ne peut plus faire abstraction complètement de la dimension temps pour cet opérateur physique. En effet, si les entrées sont appliquées et stabilisées à partir d'une date  $t_0$ , les sorties ne sont stables et ne représentent sûrement les sorties de l'opérateur désiré qu'après la date  $t_0 + h$ . On appelle  $h$  le temps de calcul ou le temps de propagation dans l'opérateur. On représente cela sur le diagramme spatial en affectant des dates aux entrées et aux sorties (fig.2-2).

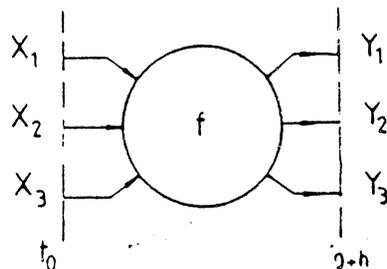


Fig.2-2

2-3 Transposition spatio-temporelle du diagramme spatial

Considérons un diagramme spatial décomposé en sous-opérateurs adjacents ordonnés  $f_n$ , chacun possédant une composante des entrées  $X_n$ , une composante des sorties  $Y_n$  et une sortie  $U_n$  de variable interne qui est appliquée à une entrée de l'opérateur suivant (fig. 2-3-1).

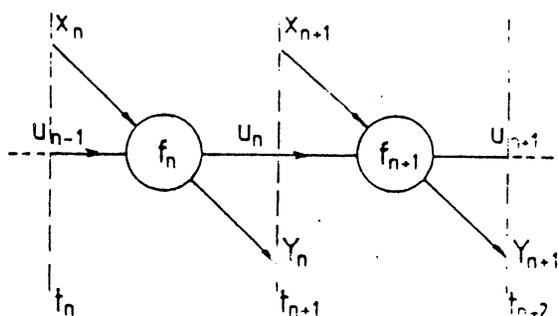


Fig.2-3-1

Supposons  $X_n$  et  $U_{n-1}$  stables à partir de la date  $t_n$ .  $U_n$  sera stable à partir de la date  $t_{n+1} = t_n + h$ . Il n'est donc pas utile d'appliquer  $X_{n+1}$  avant  $t_{n+1}$ . De plus, si on insère entre l'opérateur  $f_n$  et l'opérateur  $f_{n+1}$  un dispositif qui mémorise la valeur  $U_n$  à l'instant  $t_{n+1}$ , il n'est pas utile de conserver  $X_n$  stable après cette date. Ce dispositif mémoire peut être réalisé pratiquement par un échantillonneur bloqueur en électronique analogique (mémoire par charge de capacité) ou par un registre de bascules en électronique numérique. Si l'on insère une mémoire après chaque opérateur  $f_n$ , on voit qu'il suffit d'appliquer  $X_{n-1}$  de  $t_{n-1}$  à  $t_n$ ,  $X_n$  de  $t_n$  à  $t_{n+1}$ ,  $X_{n+1}$  de  $t_{n+1}$  à  $t_{n+2}$  ... etc..., et qu'il faut mémoriser  $U_{n-1}$  à la date  $t_n$  et conserver cette mémorisation jusqu'à  $t_{n+1}$ .

On obtient le diagramme spatio-temporel qui est le diagramme spatial découpé en "tranches", chaque tranche étant affectée à une date différente et le passage des informations d'une date à l'autre est effectué par des mémoires (fig. 2-3-2).

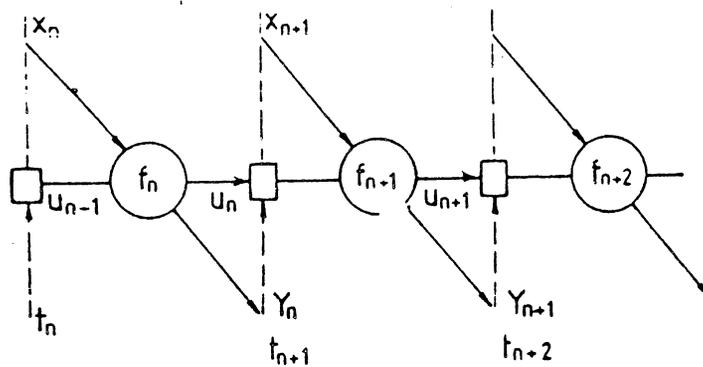


Fig 2-3-2

Par la suite nous ne représenterons pas les cellules de mémorisation, mais seulement leurs emplacements au moyen d'une ligne pointillée séparant les tranches.

Si ce diagramme spatio-temporel est périodique, ce qui est le cas, nous l'avons vu, quand l'opérateur peut se décrire par une relation de récurrence, tous les opérateurs du diagramme spatio-temporel sont identiques. Le motif de base de rang  $n$  de l'opérateur spatio-temporel ainsi réalisé (mémoire numérique + opérateur) est donc seulement utile de  $t$  à  $t_{n+1}$ . Celui de rang  $n+1$  seulement de  $t_{n+1}$  à  $t_{n+2}$ . Chacun des opérateurs n'est utile qu'à tour de rôle. Il est donc possible de remplacer tous ces ensembles identiques par un seul rebouclé sur lui-même. (fig.2-3-3)

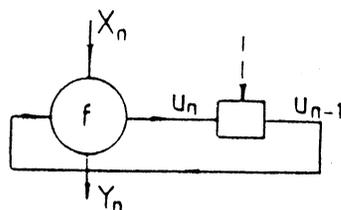


Fig.2-3-3

En décomposant l'opérateur  $f$  en opérateurs arithmétiques élémentaires et en faisant apparaître chaque composante des vecteurs  $X_n$ ,  $U_n$  et  $Y_n$ , on obtient le schéma de réalisation sous forme de bloc-diagramme, forme bien connue pour les schémas des filtres.

#### 2-4 Résumons les étapes :

On dessine un diagramme spatial qui ne comporte aucun élément mémoire. Ce diagramme est décomposé en motifs identiques reliés les uns aux autres dans un seul sens. On affecte les opérations contenues dans ces motifs à des dates consécutives, le passage des variables internes d'une date à une autre étant fait par des mémoires. On obtient alors un diagramme spatio-temporel périodique. Pour la réalisation pratique, il suffit de prendre un seul motif rebouclé par des mémoires.

Nous utiliserons cette méthode de transposition spatio-temporelle pour obtenir un schéma de réalisation d'un opérateur discret. Le choix du découpage des motifs sur le diagramme spatial et de leurs affectations dans le temps sera guidé par deux objectifs concurrents :

-d'une part, augmenter la cadence d'entrée des échantillons, ce qui conduit à rechercher un motif de faible "épaisseur temporelle",

-d'autre part, diminuer le volume de l'opérateur, c'est-à-dire la complexité du motif final.

Nous allons tout d'abord voir comment nous pouvons retrouver les techniques de base : structure cascade, multiplexage.

### 3 UTILISATION DE BASE DU DIAGRAMME SPATIO-TEMPOREL

#### 3-1 Règles simples de transposition

Nous avons supposé précédemment que nous partions du diagramme spatial pour obtenir un schéma de réalisation. En fait, on aura souvent, surtout dans le cas des filtres, une équation en  $z$  ou une équation aux différences qui peuvent se traduire directement par un diagramme de flux sur lequel une mémoire est un opérateur ( $z^{-1}$ ). Il faudra alors repasser au diagramme spatio-temporel correspondant obtenu en dessinant plusieurs motifs côte à côte de façon à faire apparaître les modifications de topologie possibles et pouvoir changer les affectations temporelles, afin d'obtenir un nouveau schéma de réalisation.

Pour faciliter ces transpositions, il est bon de connaître quelques structures simples présentées sur la fig. 3-1. Dans tous les diagrammes spatio-temporels, nous plaçons l'axe temps horizontal et nous séparons les motifs par des traits interrompus verticaux. L'axe vertical représente l'espace et chaque intersection des liaisons entre les opérateurs avec ces lignes correspond à une cellule mémoire sur le diagramme de réalisation.

Remarquons qu'un diagramme spatio-temporel infini et périodique peut être engendré par un cylindre ne comportant qu'un seul motif qui roule le long de l'axe temps. Ce cylindre comporte une seule ligne de séparation de dates sur laquelle sont placées les mémoires d'état. Ce cylindre représente le bloc-diagramme.

Nous pouvons ainsi retrouver une règle de modification du schéma sous la forme de bloc-diagramme [ 3 ]. Déplacer partiellement le tracé de la fonction entre motifs revient à déplacer des cases mémoires sur le bloc-diagramme : on supprime celles placées sur l'ancien tracé et on en ajoute sur le nouveau. Considérons un contour fermé formé par l'ancien et le nouveau tracé. On voit que, soit toutes les anciennes mémoires sont sur des liaisons sortant du contour, il faut alors en ajouter sur les liaisons entrantes, soit au contraire elles sont sur des liaisons entrant à l'intérieur du contour et il faut en ajouter sur les liaisons sortantes. Cela revient à ajouter sur toutes les liaisons franchissant le contour un opérateur  $z^{-s}$ ,  $s$  étant égal à plus ou moins un suivant le sens de franchissement du contour.

Notons que ces modifications ne sont valables que dans les cas de structures infinies. Dans les cas de structures finies, le motif initial est modifié et les conditions initiales sont à revoir.

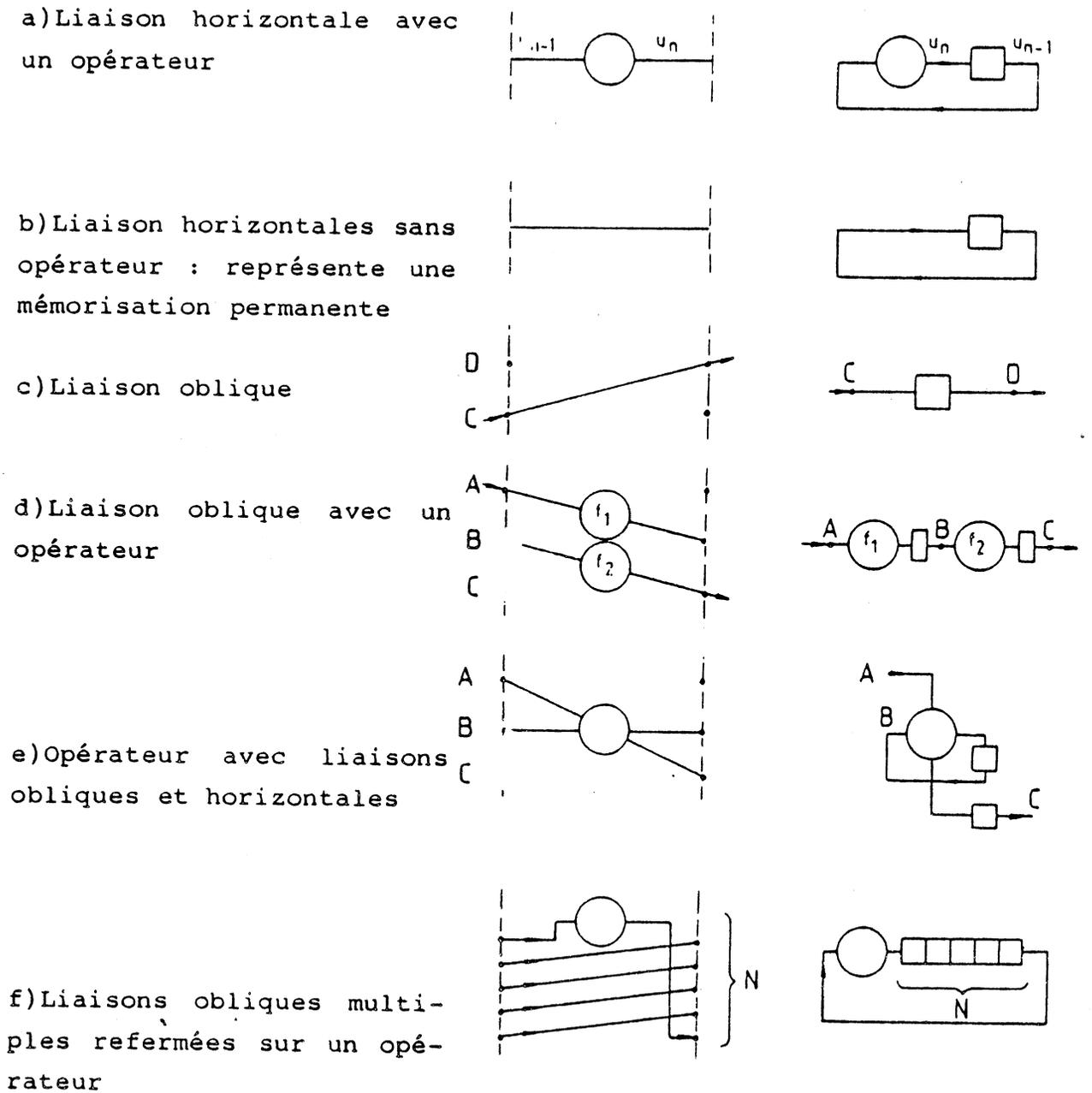


Fig.3-1:Exemple de correspondance entre la représentation d'une branche spatio-temporelle et la représentation en bloc-diagramme.

3-2 Augmentation de la cadence des entrées par structure cascade

Considérons un système discret séquentiel décrit par l'équation aux différences  $U_n = f(X_n, U_{n-1})$ . Supposons que l'opérateur  $f$  puisse se décomposer en  $M$  sous-opérateurs en cascade tel que  $U_{i,n+1} = f_i(U_{i,n})$ . Celui-ci nous donne le diagramme spatial de la figure 3-2-1.

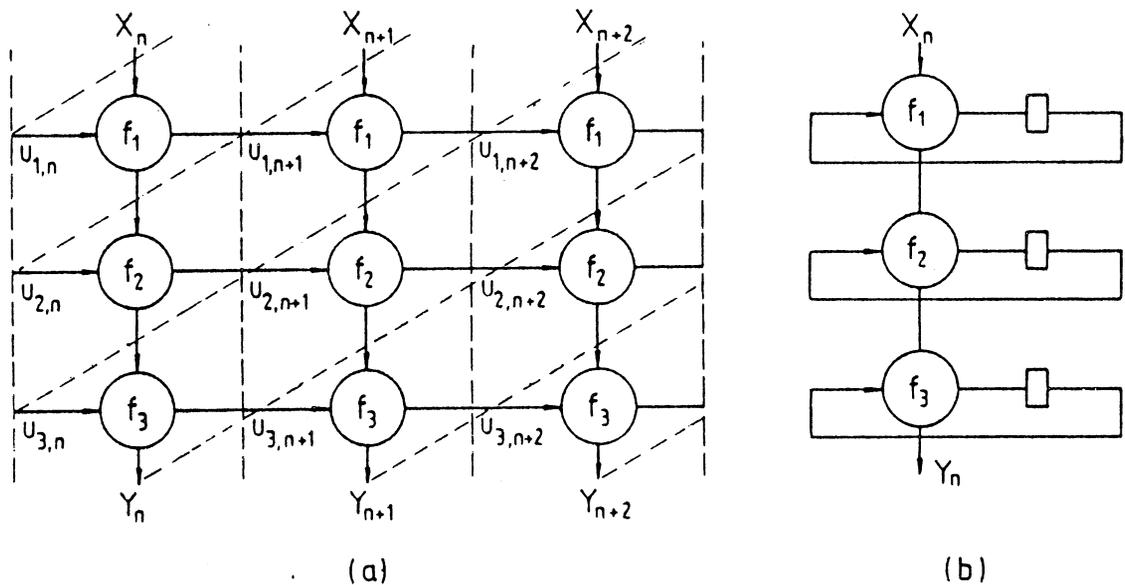


Figure 3-2-1: D.S.T d'une cascade d'opérateurs (a) et bloc-diagramme correspondant (b).

En utilisant la décomposition à laquelle incite l'équation de définition, c'est à dire en décomposant le diagramme ci-dessus en colonnes verticales, le temps de calcul de l'opérateur  $f$  est la somme des temps de calcul des opérateurs qui le composent. Supposons que chacun des opérateurs  $f_1, f_2, \dots$  a un temps de calcul  $t_i$ , la cadence maximale des entrées sera  $1/Mt$ .

Mais si l'on accepte d'affecter les différents composants des  $U_n$  à des dates différentes, c'est à dire utiliser une décomposition en colonnes obliques sur la figure précédente on obtient un motif de base formé de sous-opérateurs indépendants c'est-à-dire sans liaison entre-eux à l'intérieur d'un même motif (fig.3-2-2). Le temps de calcul d'un motif est donc le temps d'un seul opérateur élémentaire et la cadence d'entrée peut atteindre  $1/h$ .

Nous retrouvons la technique d'accélération des systèmes cascade connue sous le nom de structures "pipe-line". Cette technique est caractérisée par un retard entrée/sortie de plusieurs périodes d'échantillonnage. Cela apparaît très bien sur le diagramme spatio-temporel redessiné (Fig.3-2-2).

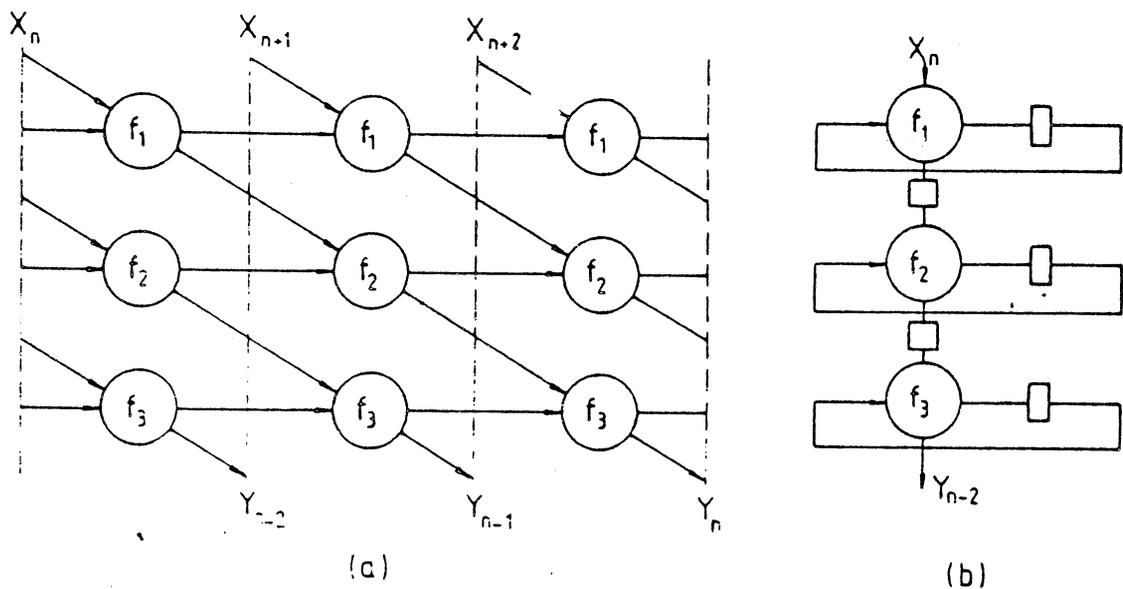


Figure 3-2-2: Diagramme spatial redessiné pour conserver des motifs verticaux (a) et bloc-diagramme correspondant (b).

Règle générale : pour obtenir une cadence d'entrée maximum, éviter les liaisons entre opérateurs à l'intérieur d'une même tranche temporelle.

3-3 Traitement indépendant de signaux multiplexés  
(multiplexage d'opérateur)

Considérons  $M$  opérateurs indépendants possédant  $M$  entrées et  $M$  sorties. Il est possible de redessiner le diagramme spatial pour faire apparaître des colonnes identiques à l'intérieur du motif de base.

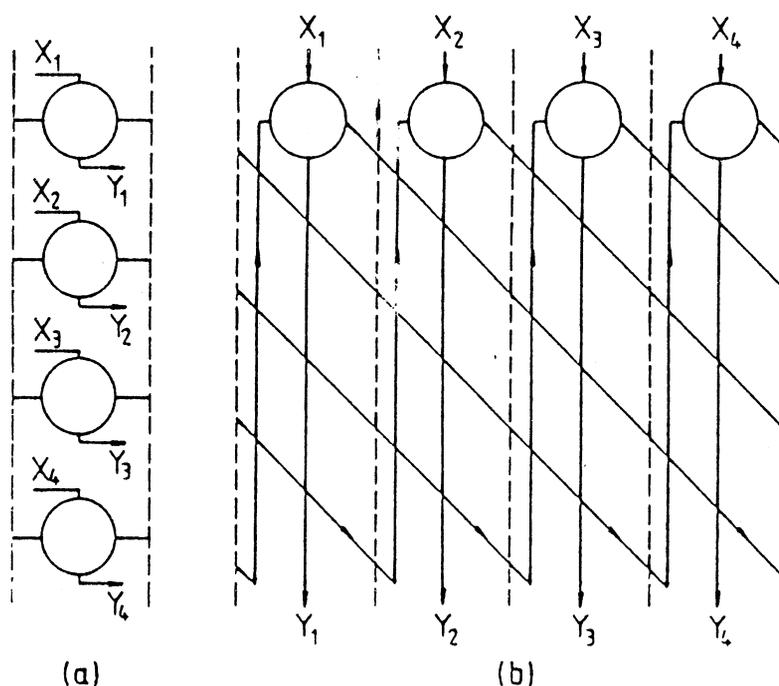


Fig.3-3-1: Décomposition de la tranche du diagramme (a) en tranches plus simples.

En divisant la période de temps allouée au motif initial en  $M$  sous-périodes, on peut affecter chaque nouveau motif à un temps différent. On obtient donc un motif plus simple, ne comportant plus qu'un seul opérateur élémentaire complété par des liaisons obliques qui se traduisent par un registre à décalage.

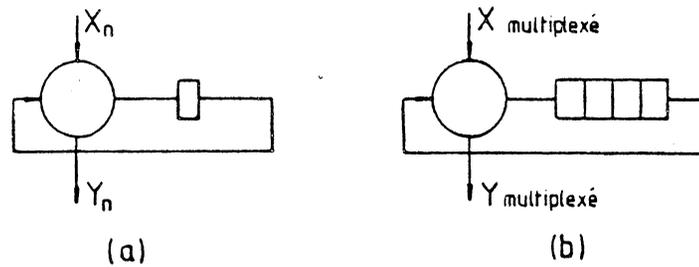


Fig.3-3-2:Mod. ication du bloc-diagramme (a) pour le traitement de signaux multiplexés.

Les entrées sont appliquées séquentiellement sur la même entrée : elles sont multiplexées. Les sorties sont également multiplexées. On voit que l'opérateur pour des signaux multiplexés est formé en remplaçant les mémoires des variables d'état par des registres à décalage de M cases (on remplace les  $z^{-1}$  par  $z^{-M}$ ). La cadence d'entrée est divisée par M.

#### 3-4 Bouclage de cascade d'opérateurs identiques

Considérons le motif de base formé de la cascade de M opérateurs identiques (fig. 3-4-1a).

De la même façon que précédemment on peut essayer de redessiner le diagramme spatial, mais on n'obtient pas des tranches complètement identiques car l'entrée du premier opérateur est l'entrée de la cascade alors que l'entrée du second est la sortie du premier, et ainsi de suite. Pour obtenir des tranches identiques, il faut ajouter un circuit d'aiguillage qui commute sur l'entrée de l'opérateur soit  $X_n$ , soit la sortie de l'opérateur précédent (fig.3-4-b). Comme pour le traitement des signaux multiplexés, les variables internes sont transmises par des liaisons obliques qui correspondent sur le bloc-diagramme à un registre à décalage (fig.3-4-c)

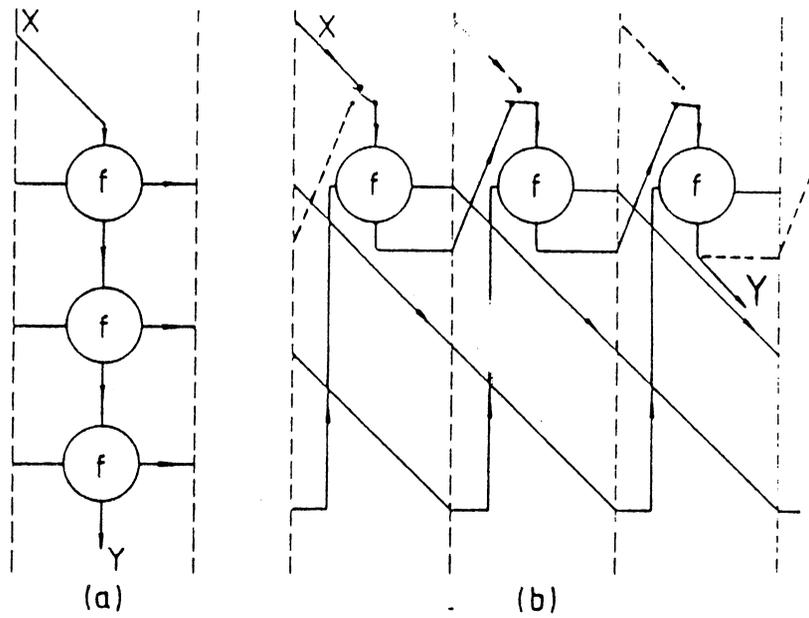


Fig.3-4-1:Diagramme spatio-temporel d'une cascade d'opérateurs (a) et décomposition en tranches simples presque identiques.

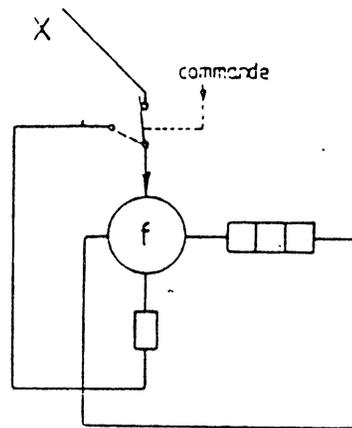


Fig.3-4-2:Bloc-diagramme d'un opérateur rebouclé correspondant à la structure cascade de la fig.3-4-1.

Nous avons décomposé le temps en tranches plus fines que la période d'arrivée de l'entrée. On peut considérer que l'on a réalisé un multiplexage de l'entrée avec  $M^{-1}$  entrées factices. Il faudra bien entendu fournir un signal de commande de l'aiguilleur : un signal de "synchro" qui sera appliqué également à la partie du circuit qui fournit l'entrée. Il pourra être fabriqué par un compteur ou un circuit équivalent qu'il est possible de faire figurer sur le diagramme spatial.

Le temps de calcul de l'opérateur est ici majoré de celui du circuit d'aiguillage. Cela peut être faible, et nous verrons que cette majoration peut disparaître si les signaux d'entrée sont multiplexés (§ 3-6).

Nous avons remplacé plusieurs opérateurs identiques par un seul rebouclé sur lui-même à l'aide, d'un circuit d'aiguillage. Par la suite, nous appellerons cette transformation un "bouclage" de l'opérateur et l'aiguilleur avec son circuit de commande un "boucleur".

Le dessin du diagramme spatio-temporel faisant apparaître des motifs simples placés côte à côte (fig. 3-4 b) est assez fastidieux. On pourra obtenir directement le schéma de réalisation à partir d'un diagramme où les motifs simples sont les uns au dessus des autres tel que celui de la fig. 3-4a, en sachant que l'aiguilleur se place sur les liaisons verticales et que les liaisons horizontales sont remplacées par les registres à décalage de longueur égale au nombre de motifs remplacés par le bouclage. S'il apparaît des liaisons entre motifs dans les deux sens, on a affaire à une cascade rétrograde. Il est préférable de dessiner le diagramme complet (voir exemple §4-1).

On peut même dans certains cas faire le bouclage directement sur le diagramme de flux. Chaque cellule  $z^{-1}$  est alors remplacée par une cellule  $z^{-n}$ .

### 3-5 Multiplexage d'entrées synchrones

Considérons à nouveau le cas du multiplexage. Nous avons supposé au § 3-3 que les entrées étaient déjà multiplexées en temps. Si les entrées sont synchrones, on voit sur le diagramme spatio-temporel que le multiplexage se traduit par des liaisons obliques reliant chaque entrée à sa date de traitement. En complétant ce réseau et en ajoutant des aiguillages, on peut former des motifs identiques (fig. 3-5-1).

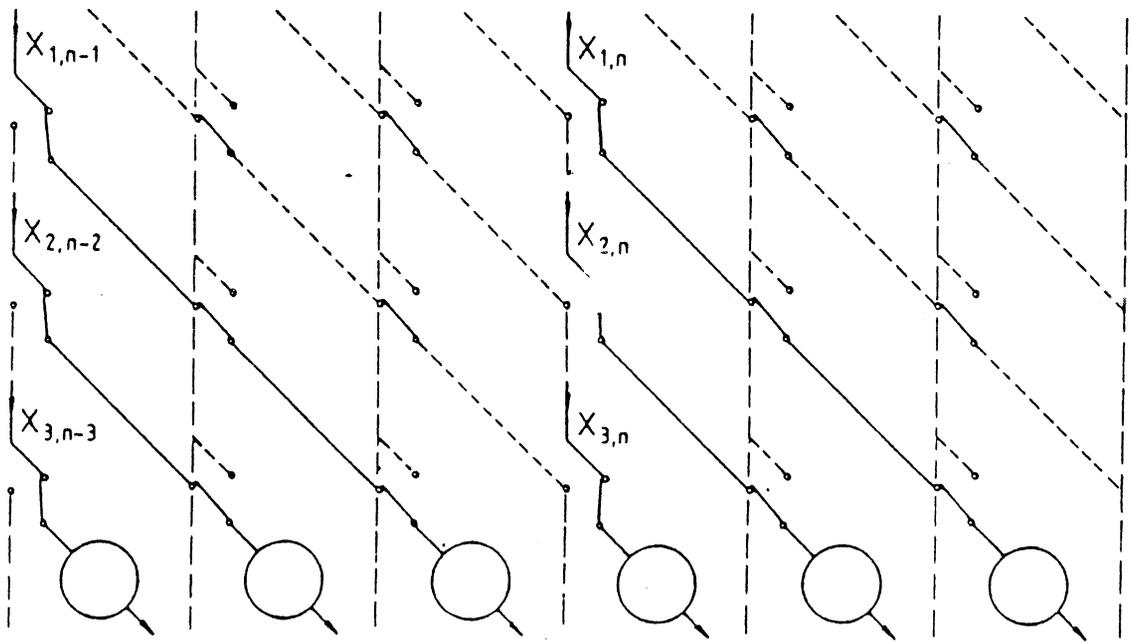


Fig.3-5-1:D.S.T. d'un traitement multiplexé d'entrées synchrones.

On peut également dessiner le motif du diagramme spatial en mettant en évidence une structure cascade que nous pouvons transformer directement par bouclage, en notant que l'entrée est ici un vecteur (fig. 3-5-2).

Dans les deux cas, nous obtenons un registre à décalage à entrées parallèles. On pourrait traiter de la même façon la remise en synchronisme des sorties des opérateurs, c'est à dire le démultiplexage

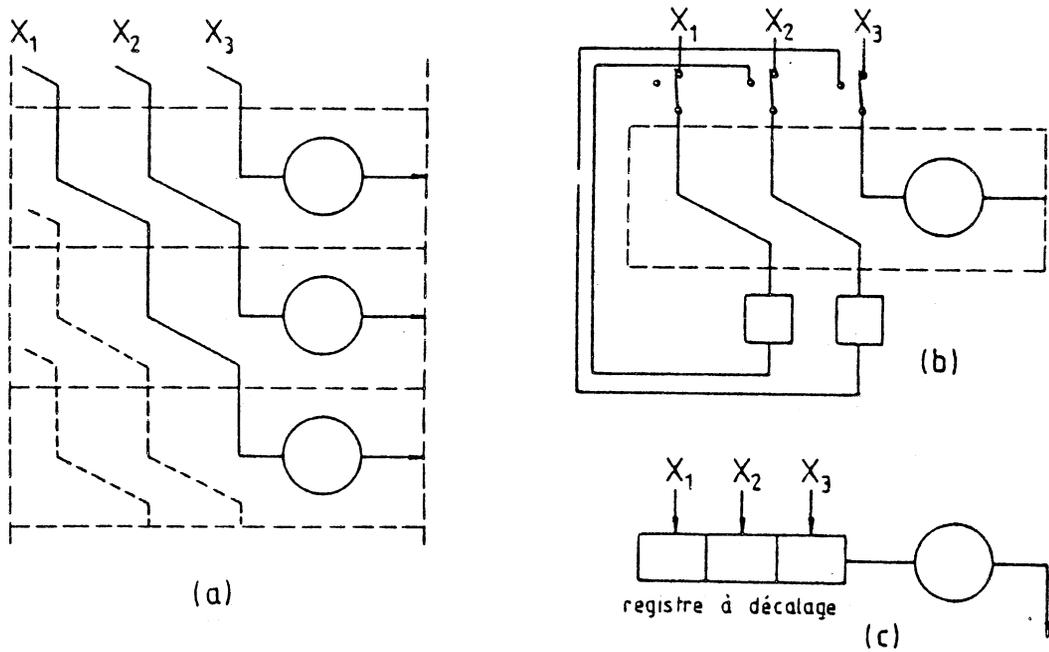


Fig.3-5-2:mise en évidence d'une structure cascade (a) qui se simplifie par bouclage.

3-6 Signaux multiplexés et cascade d'opérateurs

Supposons qu'un opérateur puisse se décomposer en  $M$  opérateurs élémentaires disposés en cascade, et ayant des durées de calcul égales. Pour obtenir une cadence d'entrée rapide, on a vu que l'on pouvait utiliser la technique de "pipe-line", dont l'inconvénient est d'introduire un retard entre l'entrée et la sortie de plusieurs périodes d'horloge. Mais si on utilise cette cascade d'opérateurs pour traiter des signaux multiplexés, ce retard ne se compte plus en périodes du signal, mais en périodes élémentaires de multiplexage, plus petite. On voit que si le nombre de signaux multiplexés ( $N$ ) est supérieur ou égal au nombre d'opérateurs, le retard est inférieur à la période des signaux (fig. 3-6-1).

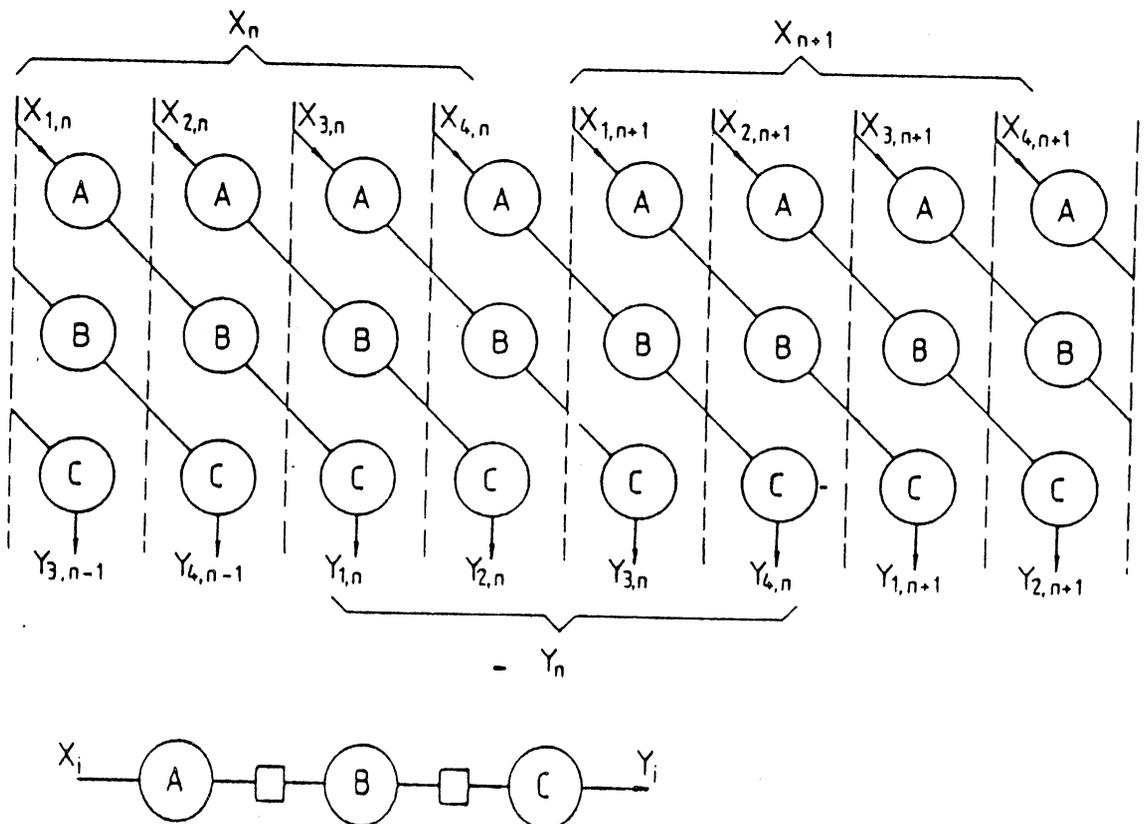


Fig. 3-6-1: Multiplexage de cascades.

Il est alors possible de reboucler cet ensemble d'opérateurs : la technique du pipe-line appliquée à des systèmes bouclés permet alors de traiter des signaux multiplexés à la même cadence qu'un seul signal si  $N$  supérieur ou égal à  $M$  (fig.3-6-2).

Cette technique peut être employée pour les structures bouclées naturelles comme pour les structures obtenues artificiellement par bouclage. Dans ce dernier cas, le retard ajouté aux opérateurs par le boucler peut alors disparaître. Un bon exemple est donné par le calcul "série" dans lequel les bits des mots numériques sont multiplexés en temps.

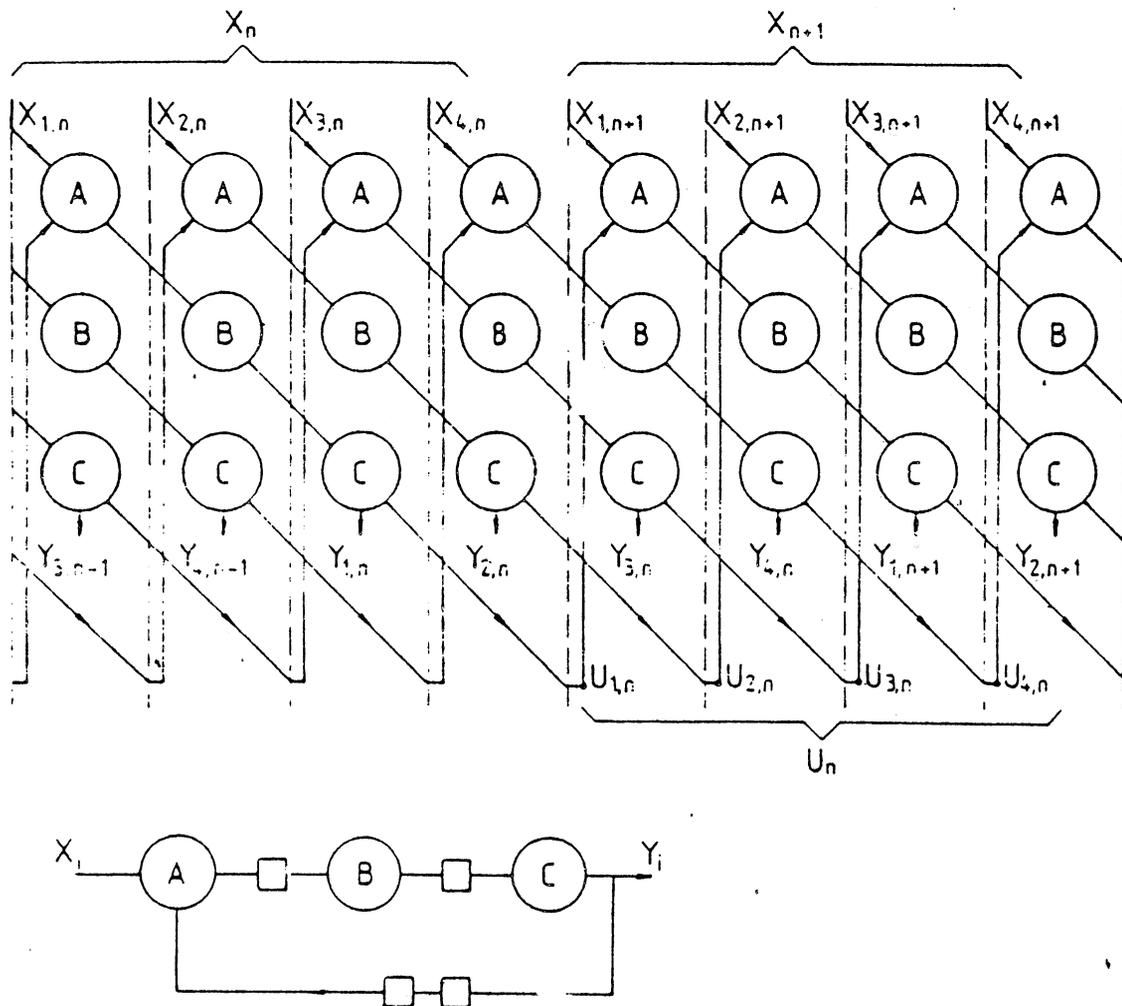


Fig.3-6-2: Multiplexage de cascades récursives.

### 3-7 Utilisation d'opérateurs paramétrables ou programmables

Nous avons vu, dans le cas du bouclage d'un opérateur, un cas où des motifs ont été rendus identiques par l'ajout d'un aiguilleur. D'une façon plus générale, on peut utiliser des opérateurs identiques pour exécuter des opérations différentes en utilisant des opérateurs programmables. La fonction réalisée par un tel opérateur est fixée par des entrées logiques qui peuvent être considérées comme des paramètres, tout comme les coefficients d'un filtre. Dans une réalisation complètement parallélisée, ces paramètres sont fixés par câblage. Mais l'intérêt d'avoir des opérateurs identiques est surtout de permettre une réalisation séquentielle, par un découpage plus fin du diagramme spatio-temporel. Il faut donc présenter alors successivement à l'opérateur les paramètres correspondant à chaque phase de la séquence : c'est à dire un "programme". (Fig.3-7)

Le programme peut être rangé dans un registre à décalage rebouclé sur lui-même ou dans une mémoire adressée par un compteur, nommé compteur ordinal. Sur le diagramme spatial temporel le registre est représenté par des lignes obliques, la mémoire par des lignes horizontales. Dans les deux cas, les instructions entrent à l'extrême gauche comme des conditions initiales. Le choix de la solution sera fait en vue d'obtenir le compromis entre le volume mémoire et la complexité des circuits de gestion du programme. Sauf exception, ce programme ne dépend pas des données.

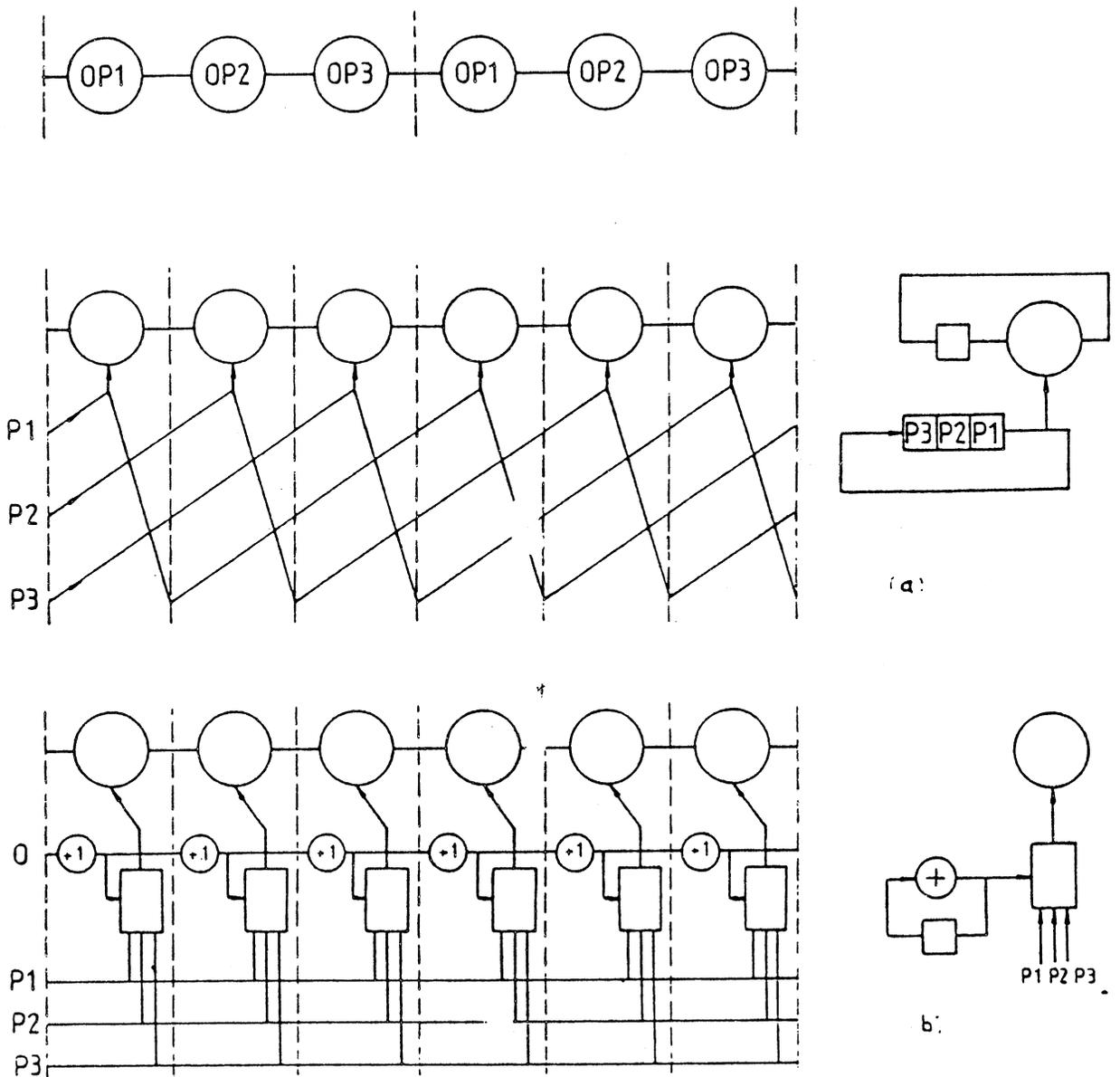


Fig.3-7: Représentation spatio-temporelle et bloc-diagramme d'opérateur programmables.

(a) Programme rangé dans un registre à décalage

(b) Programme rangé dans une mémoire

#### 4 EXEMPLES SIMPLES

##### 4-1 Réalisation séquentielle d'un filtre en treillis

Soit un filtre en treillis récursif défini par le diagramme de flux de la figure 4-1-1a [4]. On en déduit facilement le motif du diagramme spatial représenté sur la figure 4-1-1b.

On voit que les opérateurs sont reliés entre eux par des liaisons dans les deux sens : on est en présence d'une cascade avec chemin rétrograde. Il est difficile d'éviter le dessin complet pour faire le bouclage.

Il existe plusieurs façons d'obtenir des motifs qui ne comportent qu'un seul opérateur. Nous en proposons une qui utilise des aiguilleurs qui ont le même cycle que ceux d'un boucleur. Elle a l'avantage de rendre la sortie disponible dans la première période du cycle (fig. 4-1-2a). La structure obtenue (fig. 4-1-2b) devrait évidemment être complétée d'une part par des registres de mémorisation des coefficients de l'opérateur, qui sont différents d'un étage à l'autre, et d'autre part par la logique de commande des aiguilleurs.

##### 4-2 Filtre transversal

Soit à réaliser un filtre transversal défini par l'opérateur de récurrence.

$$Y_n = \sum_{i=0}^{i=N-1} a_i x_{n-i-1}$$

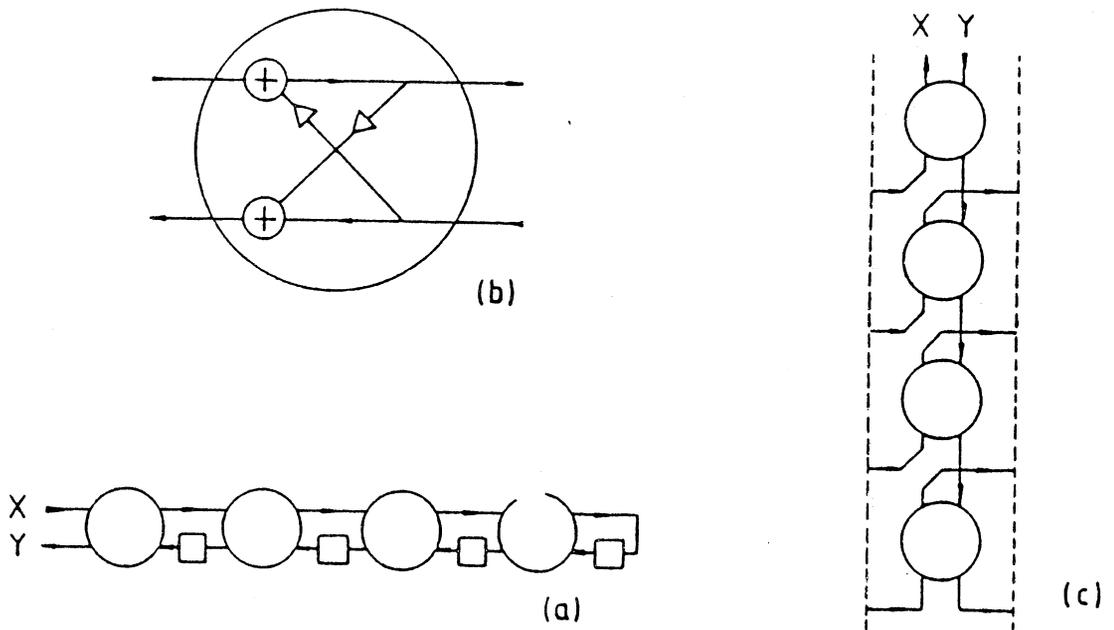


Fig.4-1-1 Filtre en treillis récursif  
a) Bloc diagramme  
b) Structure de l'opérateur élémentaire  
c) motif du diagramme spatial.

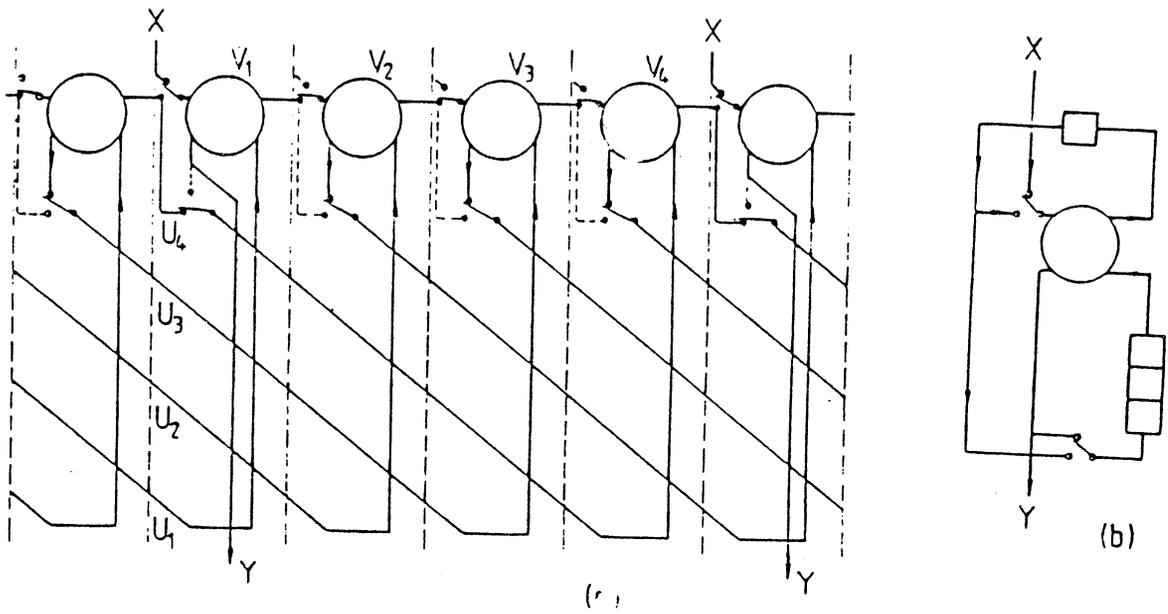


Fig.4-1-2: Réalisation séquentielle du filtre en treillis  
a)diagramme spatio-temporel  
b)réalisation.

On dessine facilement son diagramme spatial. ( Notons que l'ordre de sommation est indifférent. Nous avons figuré celui qui permet la transposition) (fig. 4-2). Le découpage en tranches verticales nous fournit la forme directe, qui peut se déduire directement de l'équation de définition, alors qu'un découpage en tranches obliques nous fournit la forme transposée et le découpage oblique dans l'autre sens fournit la forme directe pipe-line.

Nous constatons que la forme directe n'est pas optimum en vitesse dans sa réalisation parallèle car il y a des liaisons entrée-sortie entre les opérateurs d'une même tranche temporelle. La technique du pipe-line occasionne un retard E/S important. La forme transposée est meilleure de ce point de vue. Elle possède également un avantage dans sa réalisation séquentielle, obtenue par bouclage des opérateurs : le retard entrée-sortie correspond au temps de calcul d'un seul opérateur, contre N pour la forme directe. Signalons que cela est obtenu au prix d'un volume de mémoire un peu supérieur, car le report des additions nécessite en principe plus de précisions que les signaux d'entrée. Il est possible d'envisager une forme hybride qui évite cela : un seul étage est transposé. Cela correspond à un découpage en ligne brisée sur le diagramme spatial.

Remarque sur ces exemples : Toutes les transpositions effectuées sur les structures parallèles peuvent être faites directement sur le diagramme de flux en déplaçant les opérateurs ( $z^{-1}$ ). La représentation spatio-temporelle permet néanmoins de mieux voir les retards entrée-sortie. Mais c'est surtout dans des problèmes cadences multiples que la méthode présente tout son intérêt.

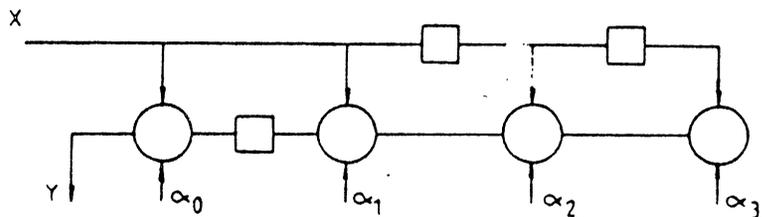
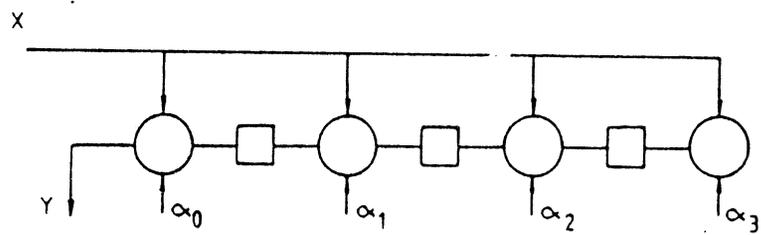
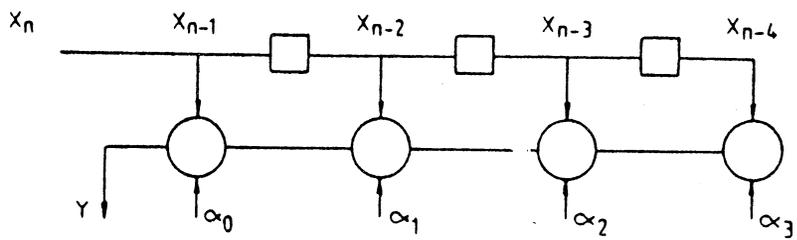
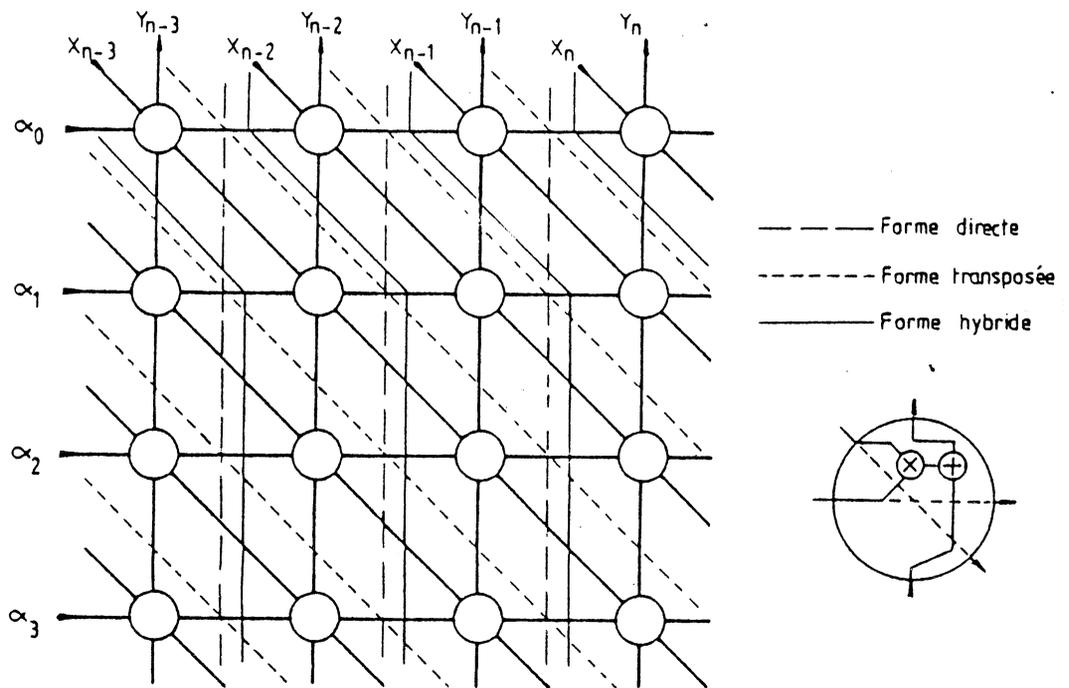


Fig.4-2: Filtre transversal : trois modes de réalisation correspondant à trois découpages du diagramme spatial.

#### 4-3 Filtre transversal à réduction de cadence

Un filtre est souvent utilisé pour réduire la bande passante d'un signal. La sortie peut alors être échantillonnée à une cadence plus lente que l'entrée. En discret la cadence de sortie est un sous-multiple de celle de l'entrée, ce qui signifie que seuls certains échantillons de sortie sont pris en compte. Cette technique permet de réduire les volumes des traitements situés en aval du filtre. De plus, si le filtre est de type transversal, on peut ne calculer que les points utiles et les opérations nécessaires au filtrage sont elles-mêmes réduites.

Le filtre transversal à réduction de cadence peut se décrire par l'opération suivante où  $k$  est le facteur de réduction.

$$Y_m = x_n a_0 + x_{n-1} a_1 + x_{n-1} a_1 + x_{n-2} a_2 + \dots$$

avec  $m = k.m$

Le diagramme spatial de ce filtre s'obtient à partir de celui du filtre transversal complet en supprimant les opérateurs dont les résultats ne sont pas utilisés.

La figure 4-3-1 correspond à la forme directe. La figure 4-3-3 à la forme transposée.

##### 4-3-1 Forme directe

Le diagramme spatial (fig. 4-3-1) a une périodicité égale à celle de la sortie. En déplaçant les opérateurs à l'intérieur du motif initial sans modifier la topologie, on peut obtenir des motifs plus petits, dans une période égale à celle de l'entrée (fig. 4-3-2). Mais on constate l'existence de chemins rétrogrades qui empêchent un calcul séquentiel.

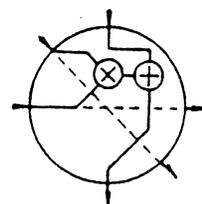
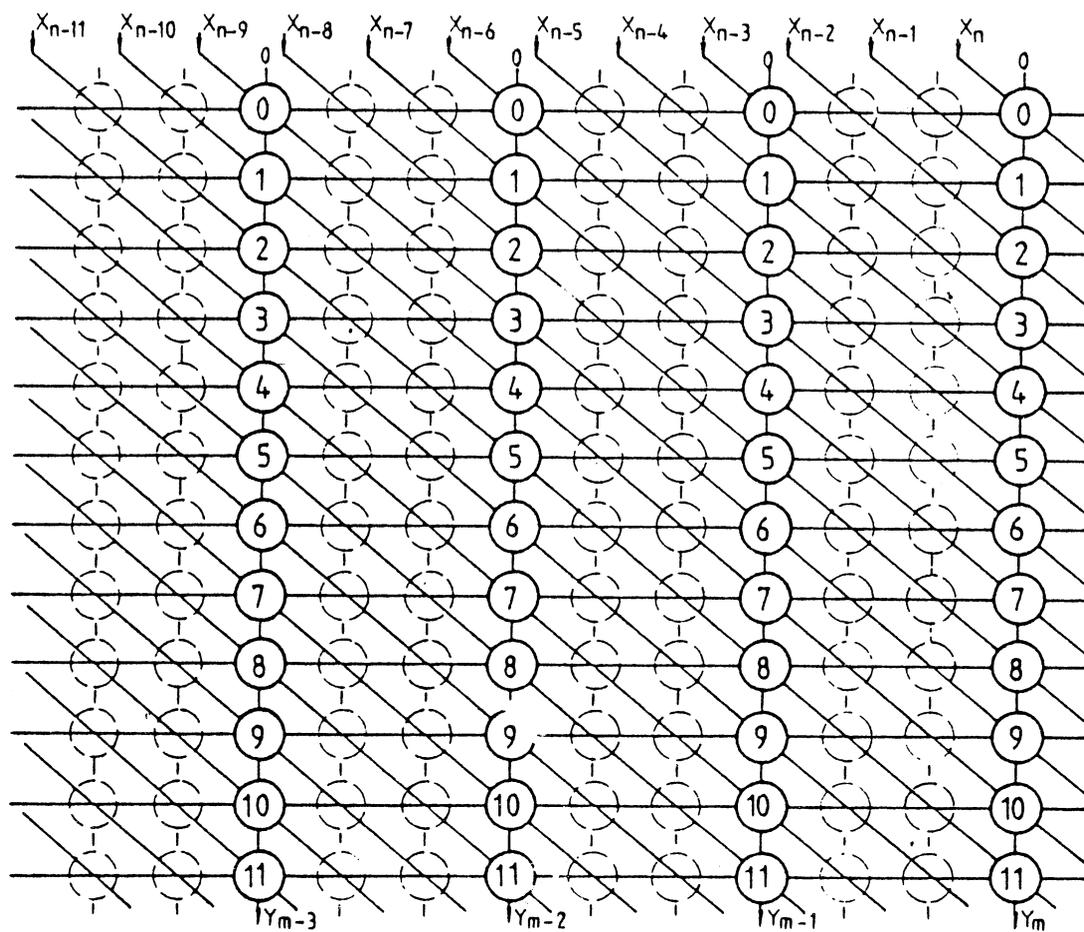
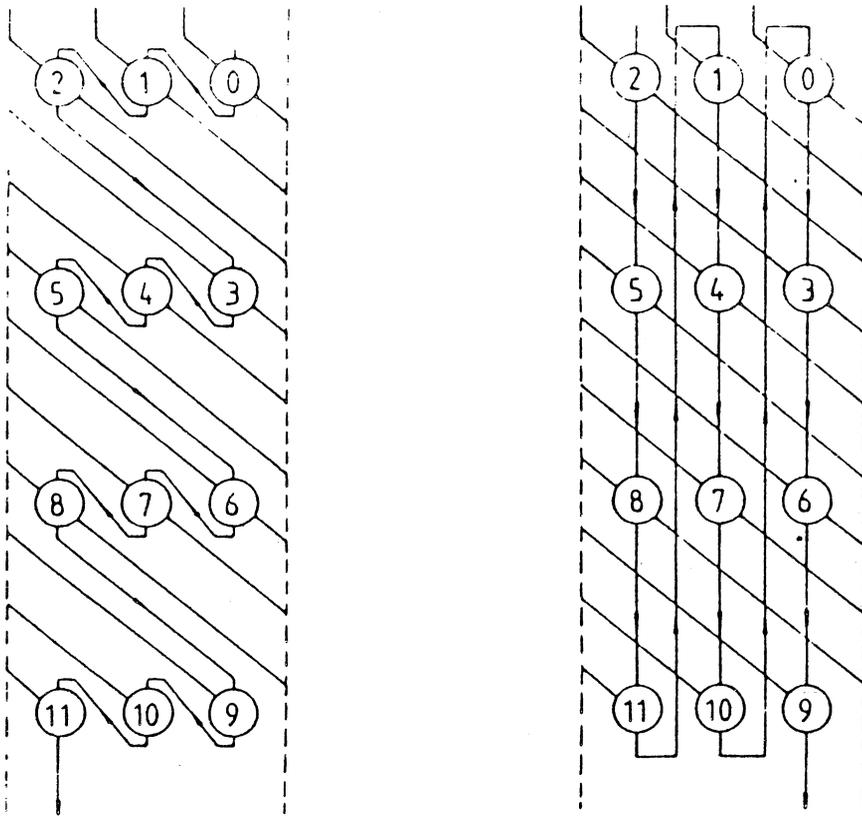


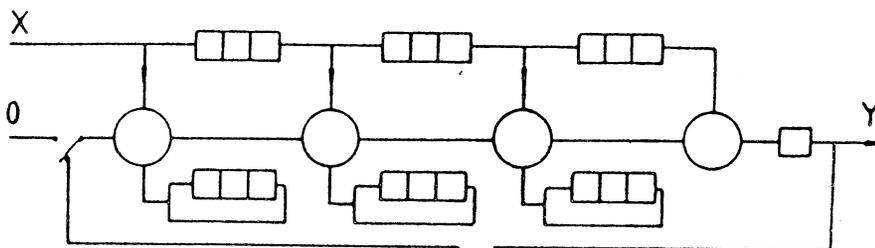
Fig.4-3-1: Diagramme spatial  
du filtre à réduction de  
cadence. Forme recte.

Ces chemins sont placés sur les lignes de reports de sommes,  
et il est possible de changer l'ordre de sommation afin  
d'obtenir seulement des liaisons de gauche à droite (fig.  
4-3-2 b).

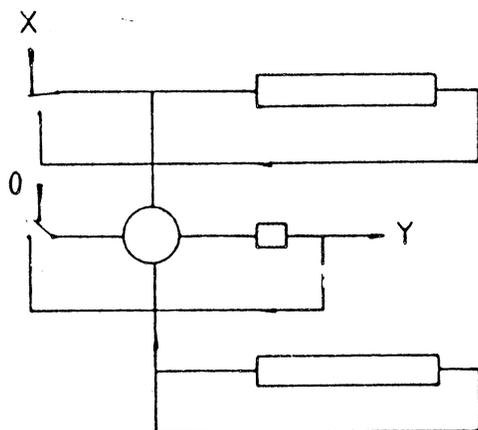


(a)

(b)



(c)



(d)

Fig4-3-2: Modifications du diagramme spatial du filtre à réduction de cadence (a,b). Bloc-diagramme obtenu avec  $N/K$  (c) et un seul opérateur (d).

On obtient alors le schéma de réalisation le plus parallèle qui ne nécessite que  $N/k$  opérateurs, contre  $N$  pour le filtre équivalent complet, tout en fonctionnant à la même vitesse. La réalisation séquentielle (fig. 4-3-4) avec un seul opérateur permet un fonctionnement à une fréquence  $k$  fois plus rapide que celui du filtre complet.

#### 4-3-2 Forme transposée

Le diagramme de la fig. 4-3-5 a également une périodicité égale à celle de la sortie. La figure 4-3-6 en montre une transformation sans modification topologique par un simple "tassement" vertical des opérateurs. On voit alors qu'en ajoutant un aiguillage sur l'entrée de report de chaque opérateur, on obtient une périodicité du diagramme égale à celle de l'entrée. On en déduit le schéma parallèle (fig. 4-3-7) avec  $N/k$  opérateurs ainsi que le schéma séquentiel avec 1 seul opérateur (fig. 4-3-8).

Notons que les deux réalisations séquentielles ont l'inconvénient de nécessiter un rangement des coefficients en désordre.

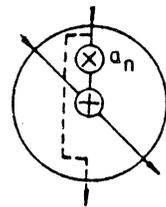
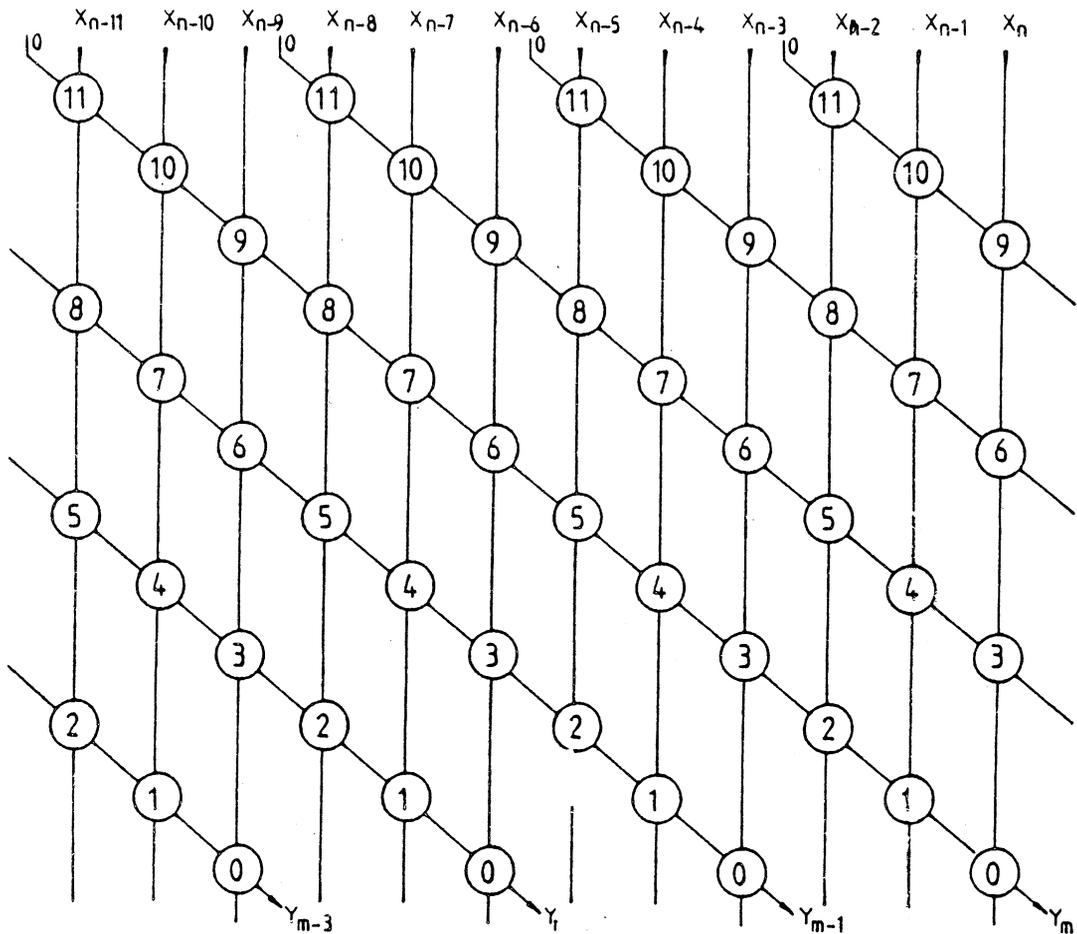
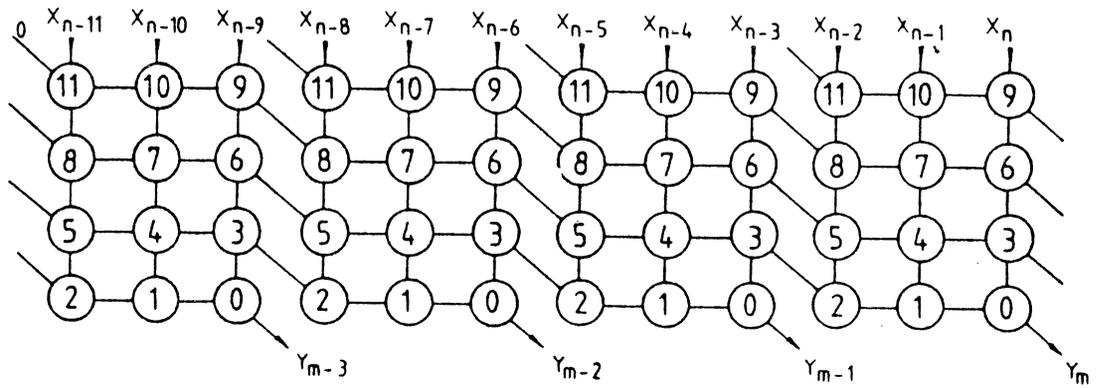
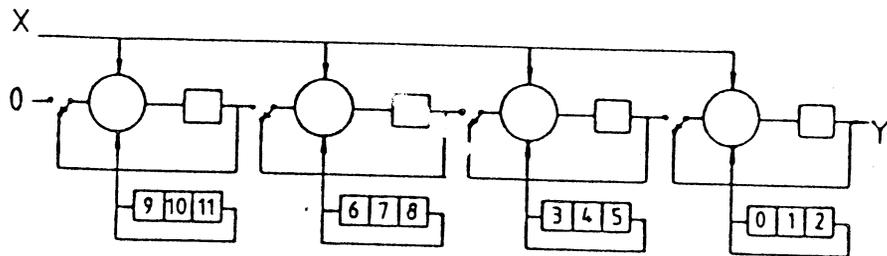


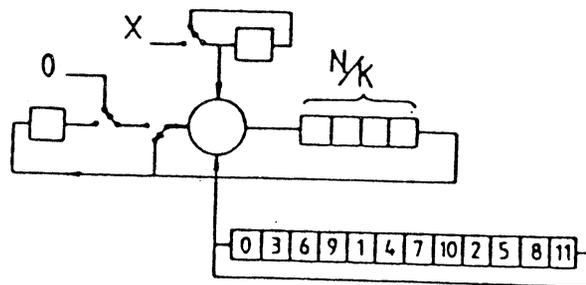
Fig.4-3-3: Diagramme spatial du filtre transversal à réduction de cadence. Forme transposée.



(a)



(b)



(c)

Fig.4-3-4: Diagramme spatial modifié du filtre transversal à réduction de cadence (a) et bloc-diagramme à  $N/K$  (b) et 1 opérateur (c)

## 5 CONCLUSION

La méthode que nous avons exposée repose sur l'analyse de la structure des algorithmes de traitement à l'aide d'un diagramme spatial. Le découpage de ce diagramme en motifs périodiques donne une structure de réalisation pratique du traitement. Un découpage en motifs plus ou moins gros permet d'obtenir des structures plus ou moins parallélisées, et donc plus ou moins rapides. La périodisation peut être créée artificiellement par ajout d'aiguillage ou par l'utilisation d'opérateurs programmables. Nous avons montré que l'on retrouvait ainsi les concepts de base : pipe-line, multiplexage de signaux, utilisation séquentielle d'un opérateur. Nous avons détaillé quelques exemples de traitements.

Cette méthode peut être appliquée à tout niveau de décomposition de l'algorithme. Les opérateurs qui apparaissent dans les diagrammes peuvent être aussi bien des opérations globales, comme des opérations vectorielles, que des opérations très élémentaires sur les bits des nombres. Dans ce derniers cas on retrouve les techniques de calcul série.

La simplicité des schémas de réalisations obtenus provient de la faible part consacrée aux organes de gestion de l'algorithme. Cette gestion est principalement faite par la façon dont sont interconnectés les organes de calcul et de mémoire. En particulier l'utilisation de registres à décalage évite des index et leur gestion. Cette méthode est donc destinée à l'étude des mises en oeuvre de traitement en électronique "câblée" plutôt qu'avec un processeur conventionnel. L'utilisation de composants commerciaux ne sera pourtant pas optimale, en raison par exemple du faible choix existant en registres à décalage. Seule la réalisation de circuits intégrés spécialisés permettrait d'obtenir les performances maximales.

Notons que les structures obtenues s'apparentent à celles des réseaux systoliques, imaginés récemment comme moyen d'obtenir des machines très parallélisées [6].

L'analyse du diagramme spatial en vue de sa périodisation et de sa transformation temporelle n'est pas toujours très simple. Il est souvent indispensable de raisonner sur des exemples de dimension réduite pour pouvoir appréhender le graphe dans un ensemble. En toute rigueur, le diagramme spatio-temporel est une projection plane d'un espace à trois ou même quatre dimensions.

Le travail de dessin nécessaire peut être assez fastidieux, et il est donc souhaitable d'utiliser un système automatisé. L'automatisation totale ne semble pourtant pas possible, car on peut être conduit à modifier la définition du traitement pour rendre sa réalisation plus facile ou plus rapide. Ces modifications peuvent porter sur les ruptures ou sur les retards des entrées et des sorties ou même sur les paramètres plus importants comme les limites exactes d'une intégrale. Le choix de toutes ces modifications peut difficilement être fait par l'ordinateur. Un système assisté par ordinateur avec une console graphique interactive serait sans doute une bonne solution.

BIBLIOGRAPHIE II

- [1] OPPENHEIM A.V., SCHAFER R.W. : "Digital Signal Processing (chapitre 1) - Prentice-Hall 1975.
  
- [2] DEWILDE P., R.S.MARTENS, E.DEPRETTERE and R.NOUTA :  
Parallel and Pipelined VLSI Implementation of Signal Processing Algorithms.  
"ULSI & Modern Signal Processing". S.Y. Kung Editor
  
- [3] MARKKU RENFORS, YRJO NEUVO : The Maximum Sampling Rate of Digital Filters Under Hardware Speed Constraints. IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol CAS-28, n°3, March 1981
  
- [4] BELLANGER M. : "Traitement numérique du signal" .Chapitre VIII - Masson 1981.
  
- [5] KUNG H.T. : "Why systolic architectures" : Computer - Vol.15 n°1 Janv. 1982



# ***chapitre 3***

## CHAPITRE III

### EXTENSION DU DIAGRAMME SPATIO-TEMPOREL AUX SYSTEMES ASYNCHRONES

- 1 - INTERET DES SYSTEMES ASYNCHRONES
- 2 - ASYNCHRONE ET ASYNCHRONE SYNCHRONISE
- 3 - CASCADE ASYNCHRONE
  - 3-1 Fonctionnement interne synchrone
  - 3-2 Fonctionnement interne asynchrone
- 4 - STRUCTURES ASYNCHRONES
  - 4-1 Structure parallèle
  - 4-2 Systèmes séquentiels
  - 4-3 Transformation séquentielle d'un système asynchrone
  - 4-4 Influence de la forme de la coupure sur les retards
  - 4.5 Structure cascade bouclée et multiplexée
- 5 - Conclusion

## 1 - INTERET DES SYSTEMES ASYNCHRONES

La méthode de description des systèmes de traitement que nous avons présentée au chapitre II supposait que la réalisation en était synchrone. Dans un système synchrone tous les états changent aux mêmes instants. Ces instants sont fixés par une horloge centrale interne au système.

Dans un système à structure totalement parallèle, ces instants sont les dates d'échantillonnage des signaux : le système est typiquement un système discret au sens de l'automatique. Dans un système séquentiel, l'échantillonnage du signal se fait seulement en certains de ces instants.

Un système synchrone est un système autonome : la liaison de deux systèmes synchrones nécessitant l'utilisation d'une horloge commune, ils ne forment alors plus qu'un seul système plus gros. Or cette synchronisation peut être impossible si les systèmes sont hétérogènes ou si leurs fréquences de travail sont très différentes. Il est alors indispensable de pouvoir les relier de façon asynchrone. De plus, puisque l'horloge d'échantillonnage est liée à l'horloge interne, il est difficile d'effectuer des traitements indépendants sur plusieurs signaux échantillonnés à des fréquences différentes à l'aide d'un même système synchrone : un système synchrone n'est pas partageable. Il faut donc pouvoir utiliser une horloge d'échantillonnage asynchrone de l'horloge interne. Un système qui a cette possibilité sera appelé "asynchrone en entrée". Il a un fonctionnement interne indépendant des autres auxquels il peut être relié.

Nous étudierons ici, à l'aide du diagramme spatio-temporel, la façon de transformer en asynchrone un traitement préalablement décrit en synchrone. Nous distinguerons d'une part les systèmes asynchrones en entrée qui ont un fonctionnement interne synchrone, et d'autre part les systèmes qui ont également un fonctionnement interne asynchrone.

Nous illustrerons ces deux fonctionnements par l'étude d'une structure cascade simple, puis nous traiterons le cas général. Nous verrons que les différences entre les deux apparaissent surtout dans les rythmes d'entrée et de sortie. L'étude particulière des structures cascades multiplexées et rebouclées mettra en évidence des différences de complexité des deux formes de réalisations.

Nous nous limiterons essentiellement aux traitements qui possèdent une seule entrée et avec lesquels on peut parler de flot de données. Mis à part quelques cas particuliers, les systèmes à plusieurs cadences asynchrones l'une de l'autre sortent du domaine du traitement du signal.

## 2 - ASYNCHRONE ET ASYNCHRONE SYNCHRONISE

La façon la plus simple de transformer un système synchrone en un système asynchrone de l'entrée est de remplacer l'horloge interne du système par une autre fournie par l'entrée. Mais si le système n'est pas à structure complètement parallèle, il n'y a pas une entrée à chaque cycle d'horloge interne. Il faut alors que l'entrée soit le départ d'un cycle de calcul. On peut utiliser pour cela une horloge déclenchée par l'entrée : le premier coup d'horloge est celui de l'horloge externe, il est suivi d'un certain nombre de coups de l'horloge interne, puis celle-ci s'arrête en attendant un nouvel ordre externe (fig.2-1).

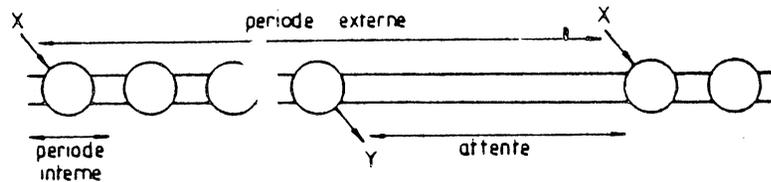


Fig.2-1 Représentation spatio-temporelle d'un opérateur séquentiel en fonctionnement asynchrone de l'entrée.

Une autre solution consiste à laisser fonctionner l'horloge interne en permanence. Une fois la séquence de calcul terminée, les résultats des calculs des opérateurs ne sont plus utilisés, on boucle en attente. Cela nécessite une resynchronisation préalable des signaux d'entrée sur l'horloge interne. Cela revient à quantifier le temps. Il en résulte une indétermination de la date de déclenchement de la séquence de calcul égale à une période d'horloge. Cette indétermination est d'autant moins gênante que l'horloge interne est plus rapide. Nous obtenons un fonctionnement "asynchrone synchronisé" : le système est en fait un système synchrone qui possède, en plus des entrées d'information, une ou plusieurs entrées de validation. Ces signaux de validation jouent le rôle de l'horloge externe d'un système purement asynchrone.

Nous pouvons représenter ce système par un diagramme spatio-temporel (fig.2-2). Dans ce diagramme, les phases d'attente ne comportent tout au plus que des liaisons horizontales qui traduisent la mémorisation des variables internes.

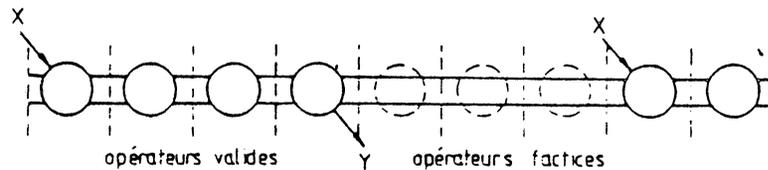


Fig.2-2 Opérateur bouclé. Fonctionnement asynchrone synchronisé.

Nous raisonnerons par la suite uniquement sur ce type de fonctionnement asynchrone synchronisé sur l'horloge interne ; nous l'appellerons seulement "asynchrone". Tous les résultats obtenus pourront être étendus aux systèmes purement asynchrones. Nous aurons l'avantage de pouvoir utiliser le diagramme spatio-temporel synchrone étudié dans le chapitre précédent. De plus nous évitons les problèmes d'aléas qui peuvent exister en temps continu quand deux événements sont simultanés.

### 3 - CASCADE ASYNCHRONE

#### 3-1 Fonctionnement interne synchrone

Considérons un système de traitement synchrone décomposé en une cascade d'opérations. Nous avons vu au chapitre II que les opérations doivent être décalées dans le temps pour obtenir un fonctionnement rapide ("pipe-line"). Si nous utilisons le signal de validation de l'entrée comme signal de validation de tous les opérateurs, nous obtenons le diagramme spatio-temporel de la figure 3-1. Son schéma de réalisation

se déduit directement du schéma asynchrone en remplaçant toutes les cellules mémoires (opérateurs  $z^{-1}$ ) par des registres possédant une entrée de validation de la prise en compte de la donnée (fig.3-3a).

L'inconvénient de cette structure est que le retard entre l'entrée et la sortie dépend de la cadence de l'entrée. De plus, si l'entrée est de durée finie, les dernières sorties sont perdues, à moins de les pousser avec des données supplémentaires. Cela était vrai également en synchrone.

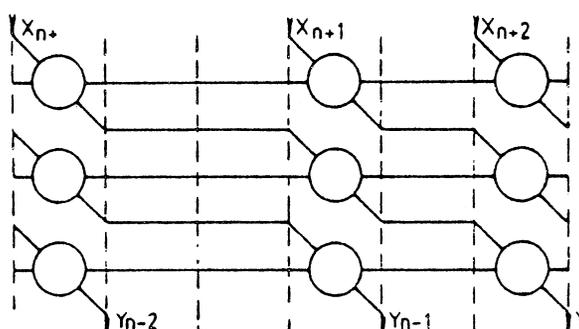


Fig.3-1 Cascade asynchrone de l'entrée en fonctionnement interne synchrone.

### 3.2 Fonctionnement interne asynchrone

Au lieu d'appliquer le signal de validation à tous les opérateurs en même temps, on peut l'appliquer successivement à chacun. Le signal de validation accompagne alors la donnée (fig.3-2). On obtient un système dont le retard entre l'entrée et la sortie est fixe et qui ne possède plus les inconvénients de la structure pipeline synchrone : la sortie correspondant à la dernière entrée se présente avec le même retard que les autres. Cela est obtenu seulement en ajoutant

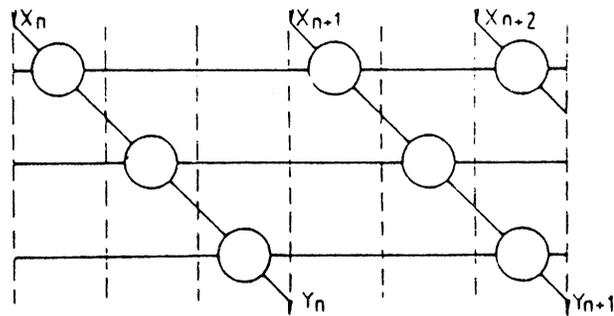


Fig.3-2 Cascade asynchrone. Fonctionnement interne asynchrone.

un retard de propagation du signal de validation. Si l'on incorpore celui-ci à l'opérateur, on obtient un ensemble que nous appellerons "opérateur élémentaire asynchrone". L'entrée  $y$  est appliquée accompagnée de son signal de validation. La sortie, retardée d'une période d'horloge est également accompagnée de son signal de validation (fig.3-3). Ces opérateurs asynchrones se connectent en cascade.

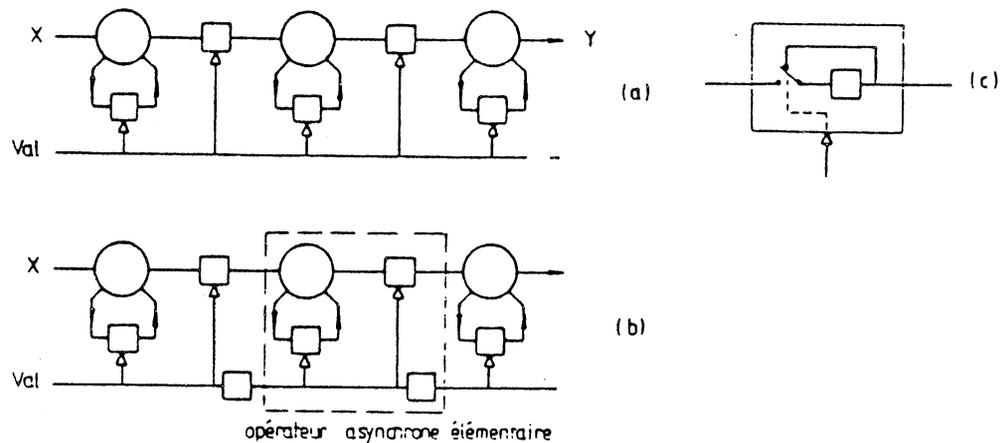


Fig.3-3 Bloc-diagramme d'une structure asynchrone :

- a) fonctionnement interne synchrone
- b) fonctionnement interne asynchrone
- c) mémoire validée.

#### 4 - STRUCTURES ASYNCHRONES

Nous cherchons à transformer une structure de traitement synchrone, déjà décrite à l'aide d'un diagramme spatial, en une structure asynchrone de l'entrée.

##### 4.1 Structure parallèle

Envisageons tout d'abord un système de traitement synchrone à structure parallèle, c'est à dire non séquentiel : il existe une entrée à chaque période de l'horloge interne. Le diagramme spatial correspondant est périodique, ainsi que nous l'avons vu au chapitre II. On peut le décomposer en opérateurs englobant chacun une période et possédant chacun une entrée. Transformer cette structure en une structure asynchrone peut se traduire sur ce diagramme par l'ajout d'entrées factices. Chaque entrée réelle aboutit à un opérateur, alors que chaque entrée factice aboutit à un opérateur factice qui ne comporte que des lignes de propagation des variables internes : on étire le diagramme pour laisser la place des entrées factices sans en changer la topologie.

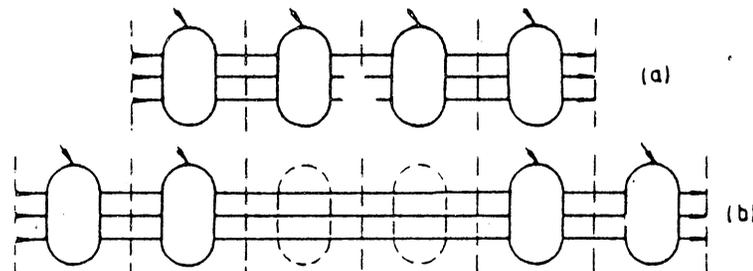


Fig.4-1.

Pour conserver la structure périodique, on peut utiliser un opérateur possédant une validation ; il suffit pour cela de modifier les opérateurs initiaux en ajoutant sur les sorties de variables internes des aiguillages qui sélectionnent, soit les sorties si l'opérateur est valide, soit les entrées de variables internes si l'opérateur est invalide. Cet aiguillage est commandé par un signal logique de validation qui n'est vrai que pour les entrées réelles.

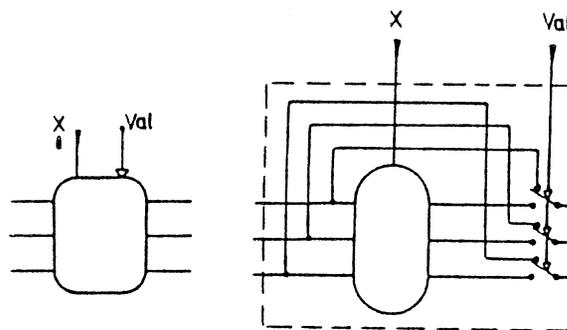


Fig.4-2: Opérateur validé.

Notons bien que le découpage du diagramme spatial en motifs périodiques, qui est utilisé pour obtenir l'opérateur, n'est pas unique. Si on utilise le même découpage que pour la séparation en tranches temporelles, tous les aiguillages sont dans la même tranche : on obtient un système à fonctionnement synchrone. On peut choisir d'autres découpages qui donneront des fonctionnements internes synchrones. Dans tous les cas, pour obtenir le diagramme de réalisation, il suffira de traiter la ligne de transmission de signal de validation comme toute autre ligne de donnée d'un diagramme spatio-temporel. Nous voyons alors que le découpage ne peut être quelconque car il faut respecter la causalité : aucun aiguillage ne peut être placé dans une tranche de temps antérieure à sa commande. De plus, nous nous rappellerons que, pour la même raison, il n'y a pas de liaisons rétrogrades entre les motifs.

Si le traitement se décrit par plusieurs opérateurs très interconnectés, ces contraintes de causalité peuvent imposer un découpage unique en motif. Nous en montrons un exemple sur la fig.4-3 : tout autre découpage introduirait une liaison rétrograde.

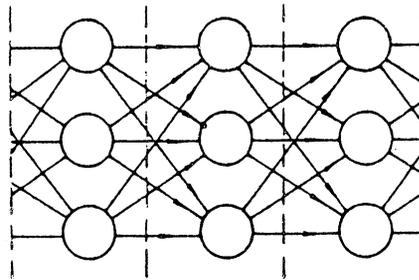


Fig.4-3.

#### 4-2 Systèmes séquentiels

Dans un système synchrone séquentiel, il n'y a pas une entrée à chaque période interne : la périodicité du traitement est plus petite que celle de l'entrée. Sur le diagramme spatial correspondant il n'y a qu'une entrée pour N motifs (fig.4-4). Nous avons introduit des entrées factices pour

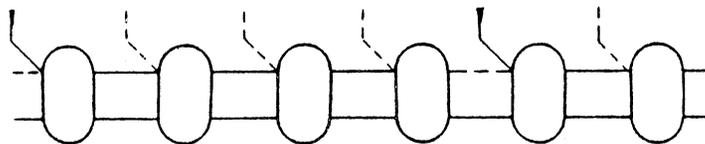


Fig.4-4.

rendre tous les motifs identiques (II.3-4). La transformation en diagramme asynchrone consiste à écarter des blocs de N motifs en les séparant par de nouvelles entrées factices qui correspondent à des opérateurs invalides (fig.4-5a). Comme dans le cas non séquentiel, on ajoute à l'opérateur constitué par un motif un aiguillage de validation. Mais nous voyons qu'ici N opérateurs successifs doivent être validés par la même entrée. La liaison de l'entrée de validation à N opérateurs détruit la périodicité initiale du diagramme. Pour la rétablir, on peut ajouter un nouvel aiguillage placé sur la ligne de propagation du signal de validation. On voit que son fonctionnement peut être identique à celui de l'aiguillage des lignes d'information. Le "bouclage asynchrone" revient donc à boucler le signal de validation en même temps que les signaux d'entrée (fig.4-5b). La commande de cet aiguillage n'est donc pas plus compliquée qu'en synchrone. L'ensemble des N opérateurs dont les validations sont les mêmes constitue un "bloc synchrone".

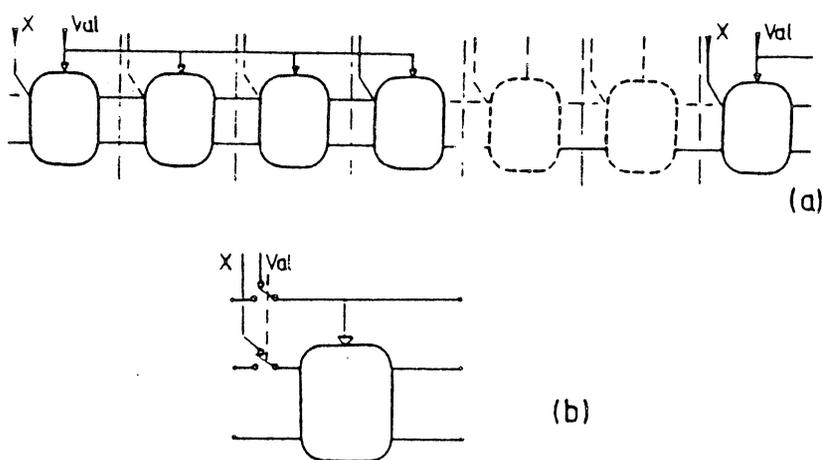


Fig.4-5.

Nous pouvons maintenant énoncer la règle générale de transformation asynchrone d'une structure synchrone quelconque. On découpe le diagramme spatio-temporel de façon périodique en "blocs synchrones". La période de ces blocs peut être égale à celle des motifs temporels, ou supérieure si la structure est séquentielle. Si elle est supérieure, chaque bloc est lui-même recoupé par des lignes ayant la même forme que les frontières. Les frontières sont choisies de façon à ne pas créer de liaisons rétrogrades entre blocs. Cela impose de placer l'entrée de validation du bloc au début de celui-ci. On place des aiguillages de validation sur chaque coupure de liaison entre opérateurs par ces lignes. Tous les aiguillages appartenant au même bloc sont commandés par le même signal de validation. On dessine les liaisons correspondantes. Le diagramme spatio-temporel ainsi obtenu permet alors d'obtenir le diagramme de réalisation de la même façon que tout autre diagramme spatio-temporel.

Les blocs synchrones correspondent à des ensembles d'opérations dont la chronologie est rigide : ils sont indéformables sur le diagramme spatio-temporel, alors qu'ils peuvent être écartés les uns des autres.

Les frontières de blocs peuvent être totalement différentes des frontières des motifs temporels. Suivant leur formes relatives, les aiguillages peuvent être placés au début, à la fin, ou même au milieu d'un motif.

Il existe plusieurs façons de distribuer le signal de validation aux différents aiguillages dans le cas d'une structure séquentielle. On pourra obtenir des réalisations où la gestion de la séquence est unique, ou bien des réalisations où elle est distribuée. Dans ce dernier cas, on réalise des ensembles asynchrones indépendants disposés en cascade

### 4-3 Transformation séquentielle d'un système asynchrone

Nous avons étudié précédemment la transformation asynchrone d'une structure de traitement déjà présentée sous forme séquentielle. Nous présentons ici la démarche inverse : on transforme en asynchrone une structure non séquentielle, puis on la transforme en une structure séquentielle.

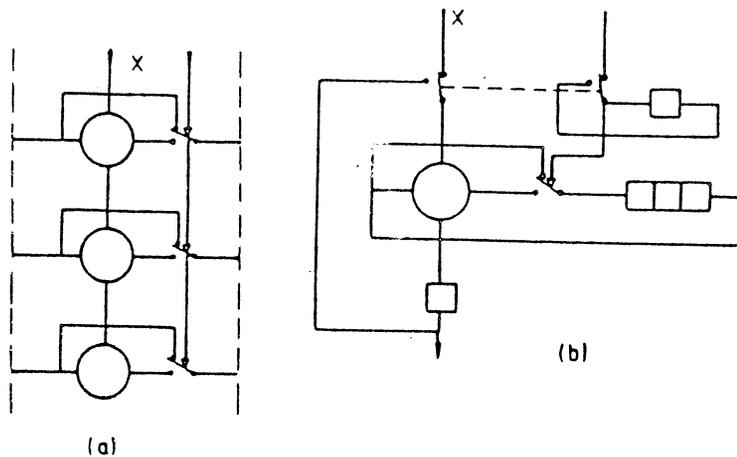


Fig.4-7.

Considérons une cascade d'opérateurs identiques. Ajoutons les aiguillages de validation et leur ligne de commande. Nous pouvons alors appliquer au diagramme obtenu les méthodes de bouclage synchrone. Mais dans un système bouclé synchrone les entrées ne sont prises en compte qu'à chaque début de cycle. Il faut donc synchroniser l'entrée et sa validation sur le cycle interne. Le système est donc asynchrone-synchronisé .

Cette structure a l'avantage d'utiliser un registre à décalage qui tourne en permanence. Cela peut, dans certains cas, simplifier la réalisation.

#### 4-4 Influence de la forme de la coupure sur les retards

Envisageons d'abord le cas d'un système mono-cadence avec entrées et sorties non multiplexées. Appelons  $Y_n$  la première sortie dépendant de l'entrée  $X_n$ . On peut écrire :

$$\begin{vmatrix} Y_n \\ U_n \end{vmatrix} = f \begin{vmatrix} X_n \\ U_{n-1} \end{vmatrix}$$

Cela ne veut pas nécessairement dire que  $Y_n$  est calculée dans la tranche temporelle où arrive  $X_n$ . Au contraire, si l'opération  $f$  est calculée par une cascade séquentielle, il y aura un retard de plusieurs périodes de l'horloge interne. Ce retard peut même dépasser la période du signal d'entrée. S'il en est ainsi, un découpage des blocs identique à celui des tranches de temps, c'est à dire un fonctionnement interne synchrone, place  $Y_n$  dans un bloc différent de celui de  $X_n$ . Le retard de  $Y_n$  sur  $X_n$  dépend alors du rythme d'entrée. Si au contraire, le découpage est tel que  $X_n$  et  $Y_n$  sont dans le même bloc, ce retard est fixe.

Envisageons ensuite le cas du multiplexage synchrone du vecteur de sortie : les différentes composantes de ce vecteur sont séparées par des intervalles fixés par l'horloge interne alors que le rythme global dépend de celui de l'entrée. Il paraît alors souhaitable de laisser l'ensemble d'un même vecteur dans le même bloc, afin de laisser toutes ses composantes dans le même "paquet temporel". On s'efforcera alors de mettre dans le même bloc  $X_n$  et toutes les composantes du vecteur  $Y_n$ . Si cela est impossible, on pourra au moins essayer de ne pas séparer les composantes en ajoutant éventuellement des retards.

#### 4.5 Structure cascade bouclée et multiplexée

Considérons une structure de traitement où le vecteur d'entrée est asynchrone avec des composantes multiplexées de façon synchrone : l'entrée est constituée de paquets de durée fixe séparés par des intervalles quelconques. Supposons le traitement décomposable en une cascade d'opérateurs sur laquelle sont appliquées séquentiellement les composantes de l'entrée. Une réalisation synchrone du même traitement utilise la technique de pipe-line. La transcription asynchrone ne pose pas de problèmes : il est facile de découper des blocs synchrones qui englobent à la fois les vecteurs d'entrée et de sortie. Il ont la forme de parallélogramme sur un diagramme disposé comme sur la figure 4.14

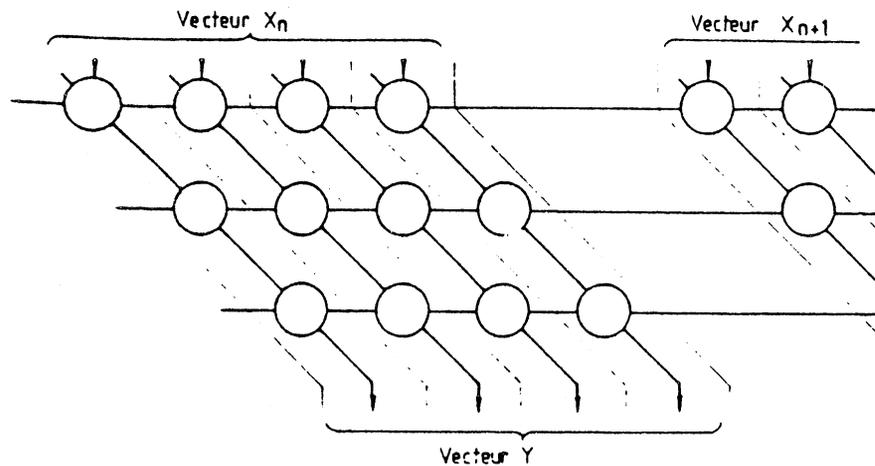


Fig: 4-14

Considérons maintenant la même structure rebouclée sur elle-même. (Nous avons vu au chapitre II qu'il était indispensable que le nombre des composantes du vecteur soit plus grand que celui des opérateurs pour que le fonctionnement soit efficace.) Une approche intuitive montre que, si l'on veut pouvoir éloigner les blocs de façon variable, pour autoriser un fonctionnement asynchrone, les lignes de rebouclage doivent avoir des pentes variables (fig.4-15). Cela correspond à une mémorisation d'un nombre de valeurs plus ou moins grand suivant le rythme de l'entrée. On imagine bien qu'un registre du type "premier-entré, premier-sorti" (PEPS) puisse réaliser la fonction de tampon élastique nécessaire.

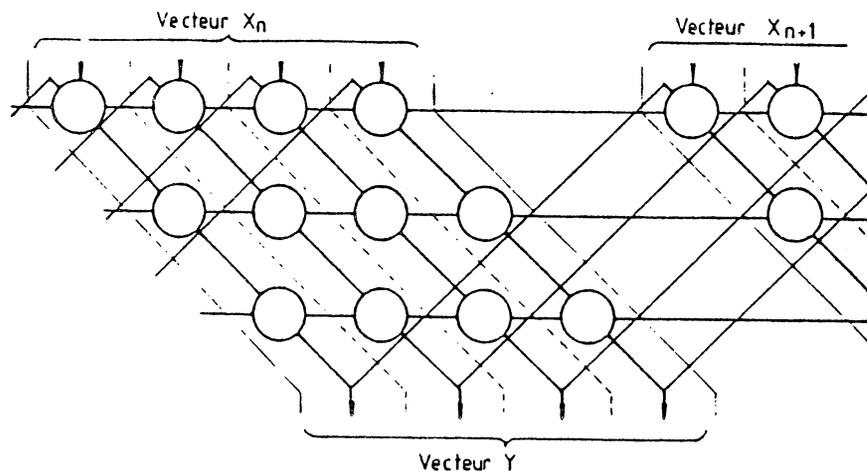


Fig. 4-15

Utilisons la méthode de transposition générale d'un diagramme synchrone en un diagramme asynchrone. Les liaisons de rebouclage sont coupées en un ou plusieurs points par les lignes parallèles aux frontières de blocs (fig.4-15). Insérons des aiguillages de validation en chacun de ces points. Ces aiguillages peuvent être commandés par les validations des entrées. On obtient un registre plus simple qu'un registre PEPS, mais il a l'inconvénient de comporter des aiguillages

en cascade dont les temps de propagation peuvent s'ajouter à celui d'un opérateur s'ils se trouvent dans la même tranche de temps.

Cet inconvénient n'existe pas si les frontières de blocs suivent les séparations des tranches temporelles, c'est-à-dire si le fonctionnement interne est synchrone : il n'y a alors qu'un seul point de coupure par liaison. Il n'existe pas non plus avec le fonctionnement asynchrone synchronisé décrit en 4-3, puisque le fonctionnement interne est également synchrone.

Un système cascade peut être bouclé naturellement, ou artificiellement pour obtenir une réalisation séquentielle. Dans ce dernier cas, il est alors préférable de choisir un fonctionnement interne synchrone puisque la réalisation en est plus simple. Un fonctionnement asynchrone présente malgré tout l'avantage de rendre les opérateurs plus indépendants. C'est ce que nous avons voulu dans l'ensemble modulaire décrit au chapitre V.

## 5 - CONCLUSION

Nous avons vu que le diagramme spatio-temporel peut s'appliquer facilement aux systèmes asynchrones de l'entrée, à condition d'utiliser une horloge de synchronisation interne. Nous avons distingué deux modes de fonctionnement du système suivant que les opérateurs qui le constituent fonctionnent de façon synchrone ou asynchrone. Le fonctionnement interne asynchrone a l'avantage d'un retard entrée-sortie constant, mais au prix d'une complexité plus grande. Cette augmentation de complexité est particulièrement grande dans le cas de la cascade mutiplexée rebouclée, sauf si on accepte un fonctionnement resynchronisé sur un cycle interne.

Le choix d'un mode de fonctionnement se fera en fonction des impératifs pratiques et des possibilités technologiques.

La notion de bloc synchrone que nous avons introduite permet d'utiliser le diagramme spatio-temporel pour étudier des assemblages de sous-ensembles.



# ***chapitre 4***

## CHAPITRE IV

### STRUCTURES DE REALISATION DE CORRELATEURS NUMERIQUES

Introduction

1 - MODÈLES THÉORIQUES

2 - STRUCTURES DE BASE

2-1 - 1° type

2-2 - 2° type

2-3 - Comparaison des 2 types

2-4 - Structure hybride

3 - STRUCTURE DE CORRÉLATEUR À SOUS-ÉCHANTILLONNAGE

3-1 - Type vertical

3-2 - Type oblique

3-3 - Structure automatique

4 - STRUCTURE A OPÉRATEUR GLOBAL - CAS 1 BIT

4-1 - Accumulateur global - Cas 1 bit

4-2 - Application au corrélateur

5 - UTILISATION DE LA TRANSFORMÉE DE FOURIER RAPIDE

5-1 - Calcul global

5-2 - Calcul par bloc

5-3 - Comparaison des méthodes

Conclusion

## INTRODUCTION

L'opération de corrélation est un traitement de base pour l'analyse des signaux aléatoires : elle correspond à l'estimation des moments d'ordre deux. On sait que la transformée de Fourier de la fonction de corrélation est la densité spectrale, ou "spectre" et que celle de la fonction d'intercorrélation est la densité spectrale d'interaction ou "interspectre".

Un corrélateur est un appareil qui estime la fonction de corrélation au fur et à mesure de l'arrivée du signal. Il existe très peu de corrélateurs généraux sur le marché des appareils de mesure, alors que les analyseurs de spectre sont nombreux. Cela est probablement dû à ce que la représentation spectrale est plus facile à interpréter, notamment dans les domaines de l'acoustique et de l'étude des vibrations.

Les applications directes de la corrélation sont pourtant importantes. L'identification de filtres par intercorrélation permet la réalisation de systèmes auto-adaptatifs [1]. Beaucoup de mesures qui se ramènent à une mesure de retard peuvent être faites par intercorrélation : mesures de distance [2], de vitesse [3] ou d'angle .

Les appareils de mesure qui utilisent cette technique doivent alors inclure un corrélateur. Il s'agit alors d'un corrélateur qui fonctionne dans des conditions très spécifiques, généralement figées, et dont la structure peut être bien optimisée.

Plusieurs structures de corrélateurs ont été proposées avant le développement important des techniques numériques [4]. Ces dernières en ont rendu la réalisation très facile. Il existe pourtant plusieurs structures de base possibles et nous nous

proposons ici de les passer en revue. Nous nous attachons à obtenir les structures les plus économiques.

Pour cela, nous exposons la technique peu connue de calcul sous-échantillonné ainsi qu'un procédé d'accélération des calculs d'un corrélateur à écrêtage.

La présentation de ces différentes structures fait largement appel à la représentation des opérations sous forme d'un diagramme spatio-temporel qui est décrite au chapitre 2.

### 1 - MODELES THEORIQUES

Un corrélateur est un appareil qui estime la fonction d'intercorrélation (ou d'autocorrélation) de deux signaux (ou d'un signal) aléatoires. Si ces signaux sont stationnaires et ergodiques, la fonction d'intercorrélation s'écrit :

$$C(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \left[ \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} X(t) Y(t-\tau) dt \right]$$

avec  $X(t)$  et  $Y(t)$  réalisation particulière du couple  $X, Y$ . En pratique on ne dispose que d'une tranche de temps finie et on calcule :

$$C(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T X(t) \cdot Y(t-\tau) dt$$

Si, de plus, les signaux ne sont pas parfaitement stationnaires, on s'intéressera à l'évolution au cours du temps de la corrélation et on cherchera à calculer :

$$C(\tau, t) = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} X(u) \cdot Y(u-\tau) du$$

Le plus souvent, on calcule  $C(t, \tau)$  pour  $t = p.T$ , c'est à dire que l'on effectuera des intégrations sur des tranches de temps adjacentes.

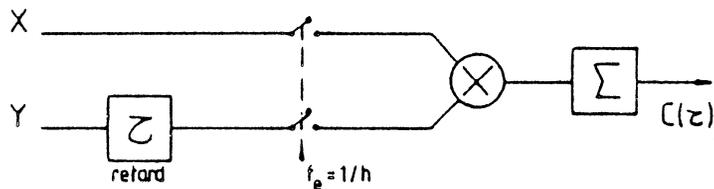
Nous nous intéresserons ici au calcul numérique, donc à des signaux échantillonnés.

Soit  $X_n = X(nh)$  et  $Y_n(\tau) = Y(uh - \tau)$

On calculera alors :

$$\hat{C}_n(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{i=m}^{m+N-1} X_i \cdot Y_i(\tau)$$

Ce corrélateur peut être schématisé par le schéma de la fig. 1.1.



Figur. 1.1

Nous devons remarquer ici que la période d'échantillonnage  $h$  des signaux peut être quelconque, car l'échantillonnage ne sert qu'à effectuer une statistique, et pas à reconstituer la signal. Si  $h$  est très petite, sa valeur n'intervient pas et tout se passe comme si les signaux étaient continus. La variance de l'estimation dépend de la durée d'intégration. Pour les grandes valeurs de  $h$  les échantillons de calcul sont décorrélés et nous retrouvons la variation de la variance de l'estimateur en  $1/N$ . La zone de raccordement se situe autour de la fréquence de Shannon. La forme exacte dépend du spectre des signaux.

Nous voyons donc que pour diminuer le plus possible le nombre de calculs sans trop augmenter la variance, il est souhaitable de choisir une période d'échantillonnage voisine de celle de Shannon. Nous disons que nous avons affaire à un corrélateur en temps réel dans ce cas. Si la période est plus grande, il y a perte d'information et le corrélateur est seulement qualifié de corrélateur "en ligne" puisqu'il utilise les signaux au fur et à mesure de leur arrivée.

En pratique, le retard sera également réalisé sur les signaux discrets à l'aide d'un registre à décalage par exemple. Le plus simple est d'utiliser une seule horloge d'échantillonnage :

$$Y_n = Y(nh)$$

$$Y_{n-r} = Y(nh-rh) = Y_n(rh)$$

$$C_m(rh) = \frac{1}{N} \sum X_i Y_{i-r}$$

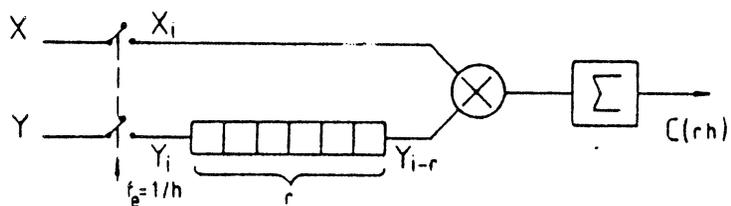


Figure 1-2

Le retard est quantifié par la période d'échantillonnage. Donc si nous estimons simultanément la fonction de corrélation pour un ensemble de valeurs du retard, nous obtenons un échantillonnage de cette fonction avec la période h. On montre facilement que la bande de la fonction de corrélation est la même que celle du signal. Donc, si les signaux sont échantillonnés à une fréquence supérieure à celle de Shannon, la fonction de corrélation le sera aussi. Nous avons vu qu'il n'était pas souhaitable de dépasser cette fréquence pour limiter la valeur des calculs et qu'il était même possi-

ble d'utiliser une fréquence plus basse. Par contre, on désire généralement calculer la fonction de corrélation avec un pas d'échantillonnage sensiblement plus fin que la limite de Shannon afin d'obtenir une visualisation agréable. Ces deux exigences contradictoires conduisent à utiliser deux fréquences différentes, l'une pour faire fonctionner la ligne à retard discrète, l'autre pour faire les calculs. Pour ne pas avoir à faire d'interpolation, il est indispensable de les lier : la fréquence de calcul doit être un sous multiple de celle de la ligne à retard. Nous obtenons le modèle de corrélateur que nous nommerons "corrélateur à sous-échantillonnage".

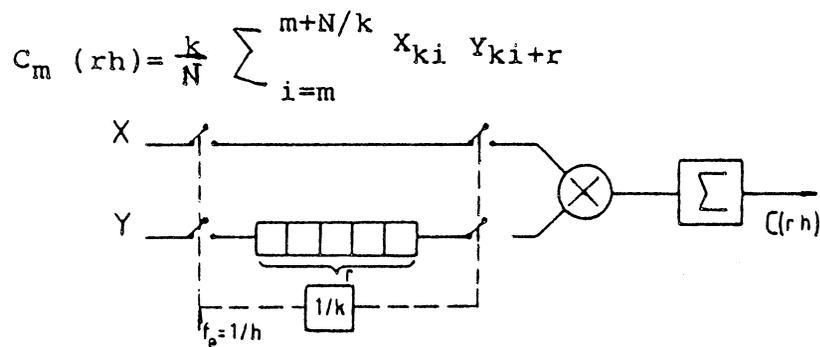


Fig. 1-3

Ce procédé permet, à matér el égal, une augmentation importante de la fréquence d'échantillonnage d'entrée, donc de la bande passant les signaux, avec une perte d'information statistique minimum.

## 2 - STRUCTURES DE BASE

Nous supposons vouloir calculer l'estimateur de la fonction de corrélation pour M valeurs du retard et ceci sur des tranches jointives de N points. Nous utilisons le modèle sans sous-échantillonnage :

$$C_{m,r} = \sum_{i=m}^{m+N-1} X_i Y_{i-r} \text{ pour } m = 0, N, 2N \dots$$

(1)

Remarquons tout d'abord que nous sommes en présence d'un système multicadence : pour un retard donné, il n'y a qu'une valeur en sortie pour N échantillons d'entrée. En fait, on calcule M retards, donc il y a M sorties pour N entrées. En général, M est très petit devant N.

Observons le diagramme spatial qui décrit l'équation (1) (fig. 2-1). Nous voyons que pour le calcul des différents retards, on utilise toujours les mêmes N échantillons d'un signal, alors que l'on utilise une tranche décalée de l'autre. La position exacte des bornes de sommation, qui correspond à la position des sorties sur le diagramme spatial, est assez arbitraire et pourra donc être changée.

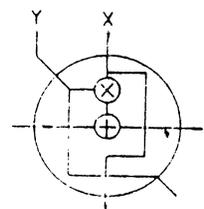
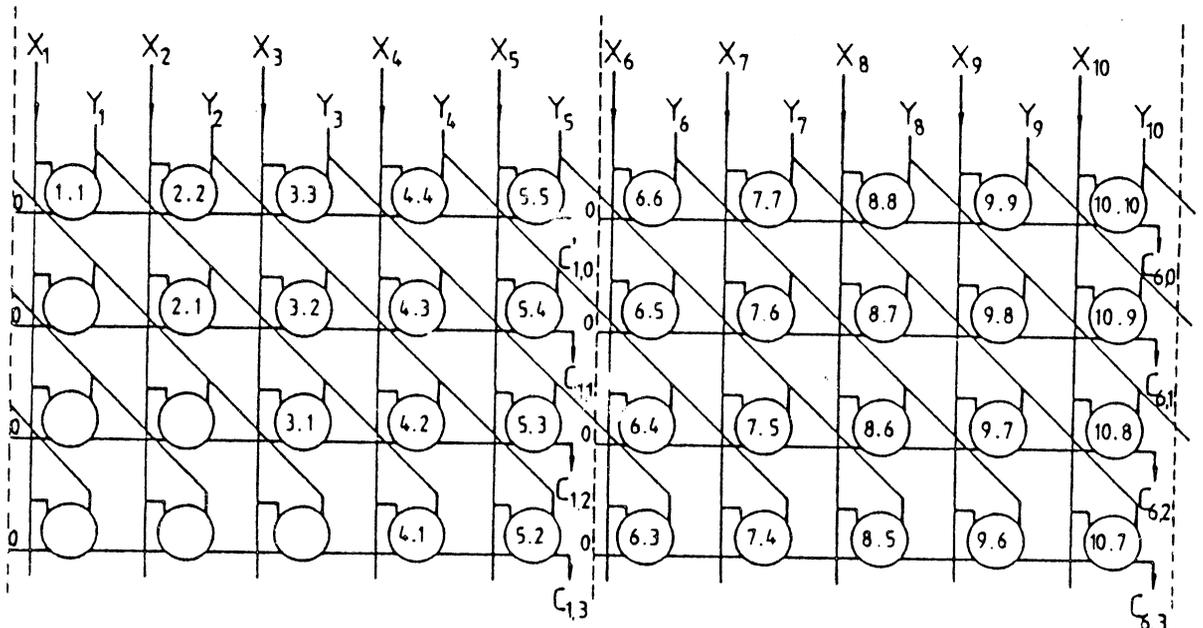


Fig.2-1: Diagramme spatial du corrélateur

2-1 Structure corrélateur 1° type

Le "motif" du diagramme spatial comprend  $N \times M$  opérateurs multiplieur-additionneur. On peut facilement le réduire à une seule colonne de  $M$  opérateurs en ajoutant à l'opérateur un aiguillage qui interrompt les reports d'accumulation et valide la sortie (fig. 2-2a). En affectant naturellement toute cette colonne à la date de l'entrée des signaux, on obtient une structure de corrélation possédant  $M$  opérateurs, donc très parallélisée, adaptée aux calculs très rapides (fig. 2-2b).

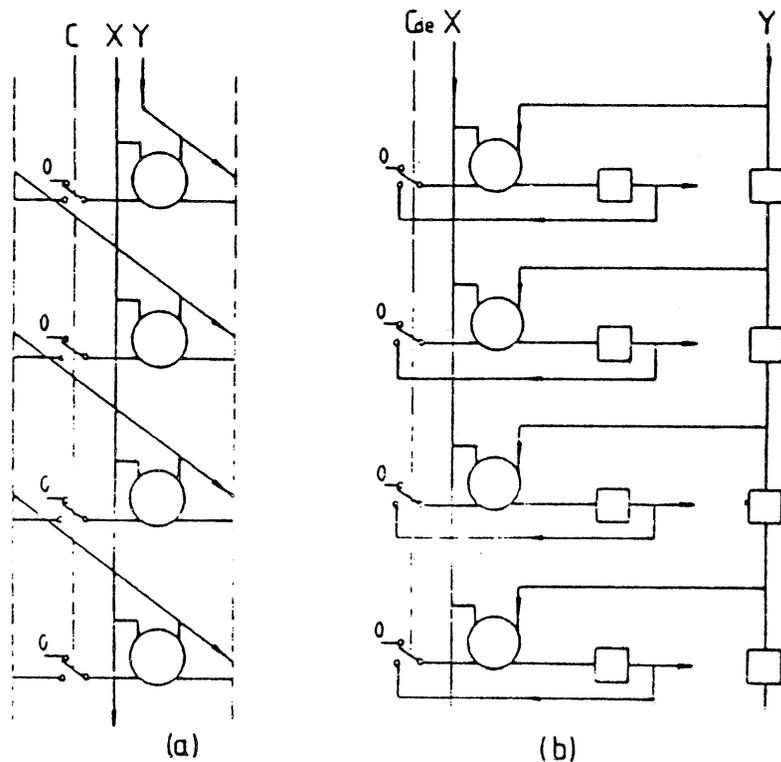
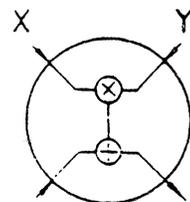


Fig.2-2: Structure du corrélateur du premier type.

a) Motif élémentaire

b) Réalisation parallèle.



Pour diminuer le nombre d'opérateurs, on peut boucler l'opérateur multiplieur-additionneur.

On obtient une structure séquentielle ne comprenant qu'un seul opérateur (fig. 2-3). La fonction de corrélation est disponible sous forme d'une bouffée rapide entre deux échantillons de signal.

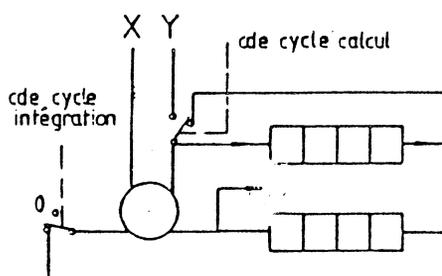


Fig. 2-3: Réalisation séquentielle.

Remarquons que l'on pourrait très bien partir du diagramme spatial avec intégration oblique. On obtiendrait un schéma très voisin, avec une sortie des résultats à la cadence du signal d'entrée.

### 2-2 Structure de corrélateur du 2° type

La structure 1° type était obtenue en affectant à une même date les opérations d'une même colonne du diagramme spatial initial. Cela revient à effectuer les opérations de multiplication-addition dès que les opérandes sont disponibles. On peut également affecter à une même date des portions horizontales de  $N$  opérations, c'est à dire le calcul complet d'un point de la fonction de corrélation. Pour obtenir une structure régulière il faut que le nombre de points de calcul de la fonction soit égal à la longueur de la tranche d'intégration ( $N=M$ ).

De plus, puisque les calculs des différents retards sont effectués en séquence, il est plus simple de partir du diagramme où les bornes d'intégration sont en oblique (fig. 2-4 a). On redessine ce diagramme avec une disposition différente et en inversant l'ordre des sommations pour obtenir un dessin moins touffu (fig. 2-5 ). On voit sur ce diagramme que le signal Y se propage en oblique et horizontalement, le passage entre les deux directions étant fait toutes les N valeurs. Cela correspond à une transposition du signal temporel en signal spatial. La voie X, elle, se propage toujours en oblique.

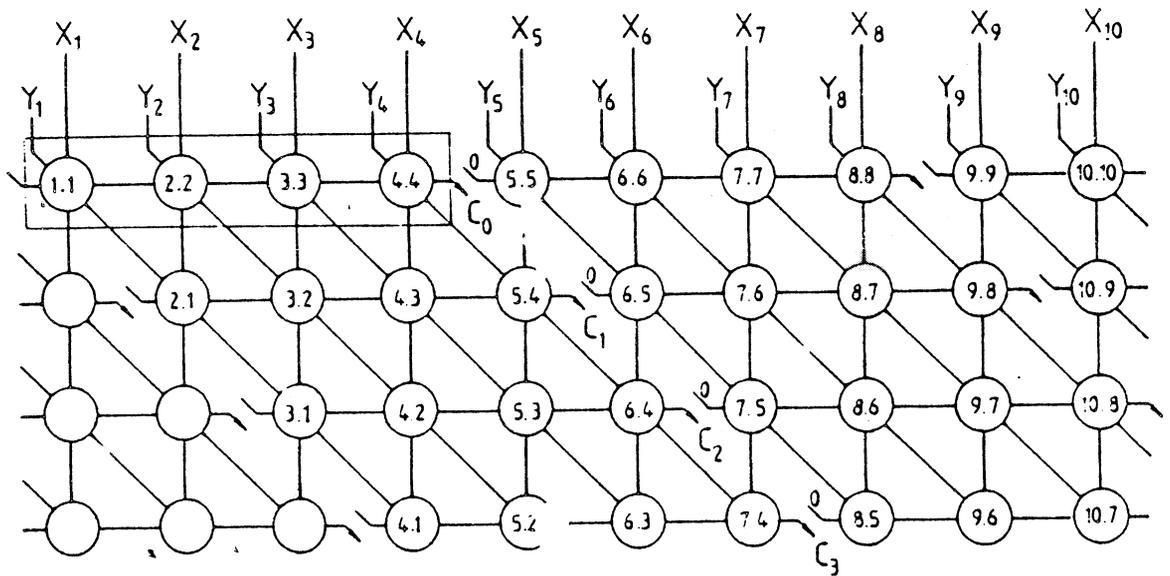
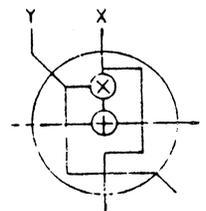


Fig.2-4:Diagramme spatial du corrélateur. 2° type.



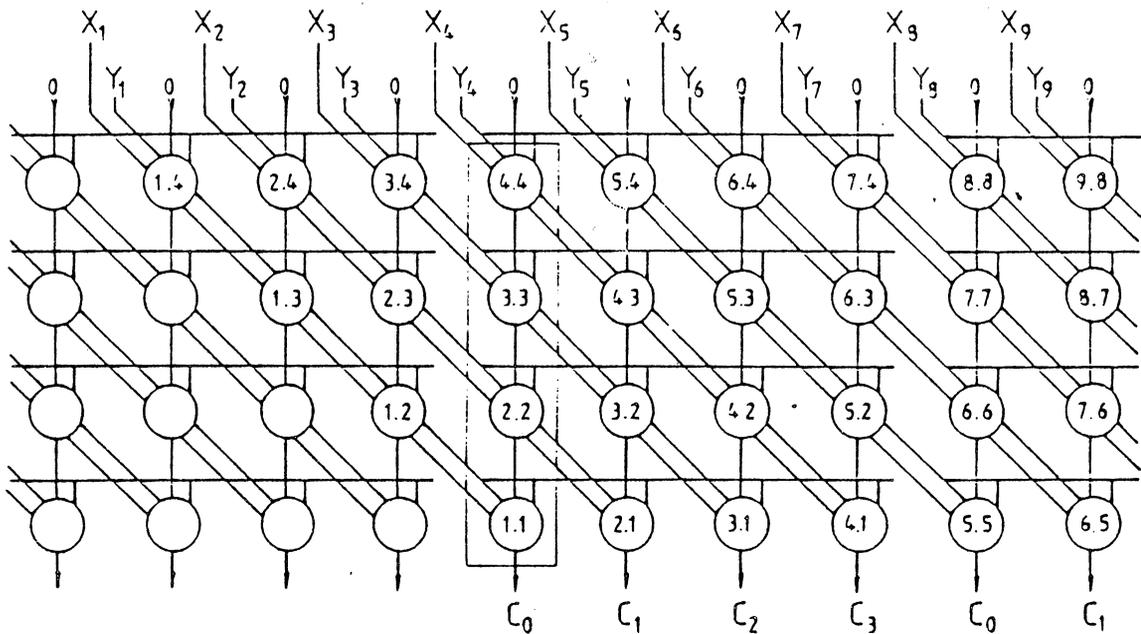
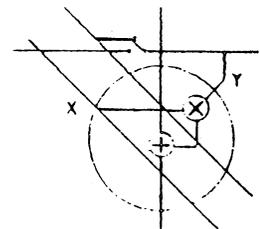


Fig.2-5: Diagramme spatial  
du corrélateur.  
2° type redessiné.



De même que pour le 1° type, les colonnes sont rendues identiques au moyen d'aiguillages, et l'on obtient la structure représentée en fig. 2-6. Les lignes horizontales correspondent à un registre de mémorisation. Les lignes obliques à des registres à décalage. Le passage des lignes obliques Y aux lignes horizontales correspond au transfert de l'information du registre à décalage au registre mémoire. Cette structure est équivalente à celle d'un filtre transversal dont les coefficients sont renouvelés à chaque tranche d'intégration par les échantillons du signal Y. Nous retrouvons ici la ressemblance entre les opérations de corrélation et de convolution.

Cette structure nécessite N opérateurs. On peut n'en utiliser qu'un seul rebouclé. On obtient la structure de la figure 2-6.

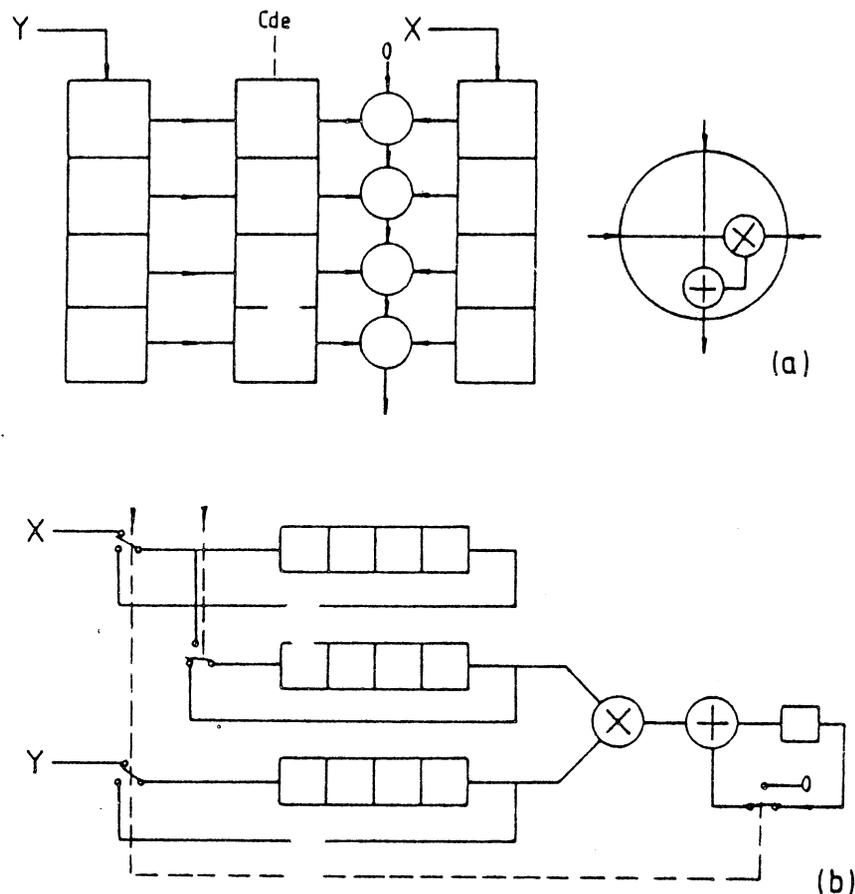


Fig.2-6: Réalisation parallèle (a) et séquentielle (b) du corrélateur 2° type

### 2-3 Comparaison des 2 types

On voit que la 2° structure possède 3 registres contre 2 pour la première. Mais en fait, il est généralement possible de quantifier beaucoup plus grossièrement les signaux d'entrée d'un corrélateur que la fonction de corrélation elle-même. Le registre d'accumulation de la structure du 1° type comporte donc beaucoup plus de bits (par exemple 20 bits

par mot) que les registres signaux (par exemple 4 bits), ce qui fait que le 2° type peut être plus économique. Et ceci d'autant plus que le registre accumulateur du 1° type doit être lu et écrit à chaque cycle de calcul, alors que les registres signaux sont le plus souvent seulement lus, ce qui apporte un gain de vitesse si les registres sont réalisés à l'aide de mémoires adressables.

Par contre, le gros inconvénient du 2° type est de lier le nombre de retards à la longueur de la tranche d'intégration. Cela restreint beaucoup son domaine d'application. Il existe un circuit intégré commercial de ce type de corrélateur.

#### 2-4 Structure hybride

On peut également concevoir une structure hybride entre le 1° et le 2° type. Pour cela, il faut décomposer le diagramme spatial initial (fig. 2-1) en blocs carrés qui peuvent être calculés par une structure du 2° type. Cette solution n'est pas optimum en volume mémoire, puisqu'elle nécessite à la fois trois registres signal et un registre accumulation. Mais ce registre d'accumulation est écrit à vitesse relativement lente : il réalise seulement une post-intégration. Cette structure hybride peut donc être envisagée dans certains cas.

### 3 - STRUCTURES DE CORRELATEURS A SOUS-ECHANTILLONNAGE

Nous avons défini en 1 ce type de fonctionnement dans lequel le pas de calcul est plus grand que le pas de quantification du retard. Nous avons vu que cela revenait, pour un retard donné, à n'utiliser qu'un échantillon sur  $k$  échantillons provenant de la ligne à retard. Si l'on calcule plusieurs retards simultanément, les échantillons utilisés peuvent être différents pour chacun des retards.

Le sous-échantillonnage se traduit par un diagramme spatial ayant les mêmes liaisons que celui de la fig. 2-1, mais sur lequel ne subsiste plus qu'un opérateur sur  $k$  sur chaque ligne. La position relative des opérateurs entre les lignes est indifférente, il y a donc plusieurs réalisations possibles.

Une première solution est de placer les opérateurs en colonnes (fig. 3-1). Le motif de base du diagramme spatial obtenu comporte  $M$  opérateurs. Il arrive dans ce motif les échantillons de  $Y$  et 1 seul de  $X$ . La durée de calcul du motif peut atteindre alors les périodes d'échantillonnage du signal. Les opérateurs peuvent donc être  $k$  fois plus lents que ceux du corrélateur équivalent sans sous-échantillonnage. Puisque les  $k$  entrées arrivent en fait séquentiellement, il faut ajouter un registre à entrée série et accès parallèle de  $k$  valeurs qui joue le rôle de démultiplexeur. Il y a  $M$  variables internes qui servent à l'accumulation des produits et qui sont représentées sur le diagramme spatial par les liaisons horizontales et  $M$  autres variables internes qui servent à mémoriser les échantillons retardés du signal et qui sont représentées sur le diagramme spatial par les liaisons obliques. Il n'y a donc pas à gain en mémoire par rapport à la réalisation sans sous-échantillonnage.

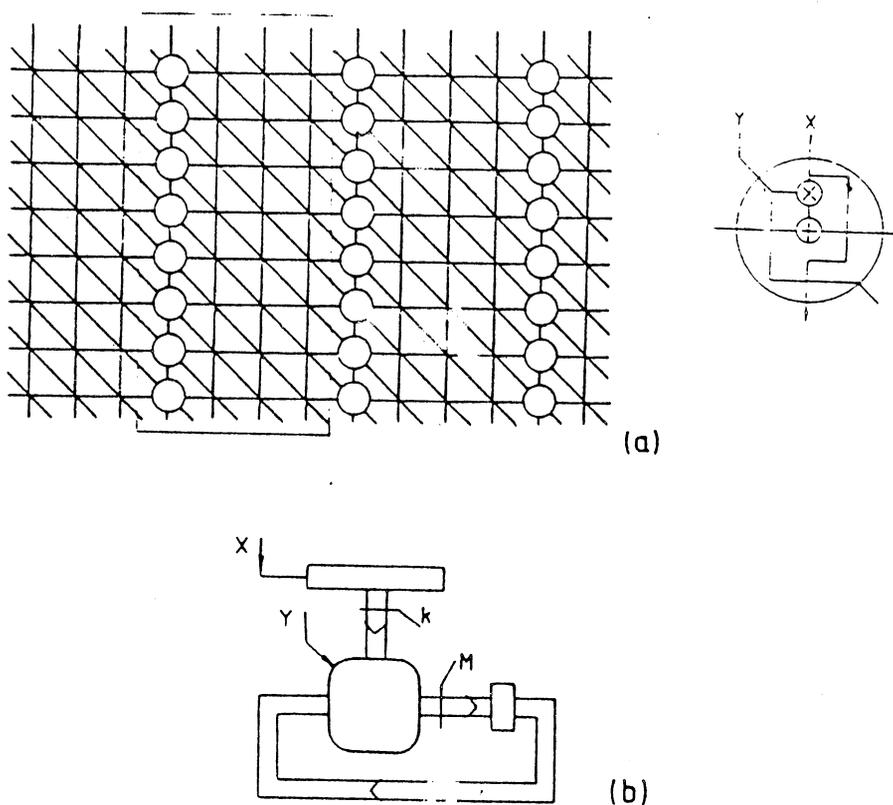


Fig.3-1 Corrélateur à sous-échantillonnage :  
 a) Diagramme spatial, b) Réalisation parallèle.

On peut également disposer les opérateurs en oblique (fig.3-2). On voit alors qu'il ne reste qu'une liaison oblique sur  $k$  qui comporte des opérateurs et que les autres peuvent être supprimées. Ces liaisons traduisent les registres à décalage. La diminution de leur nombre entraîne une diminution d'un facteur  $k$  de la taille du registre "retard". Dans le cas particulier où le coefficient de sous-échantillonnage est égal au nombre de points calculés sur la fonction de corrélation ( $k=M$ ), ce registre ne comporte plus qu'une seule case. On retrouve alors la structure de corrélateur en ligne proposée par HELION [ 4 ].

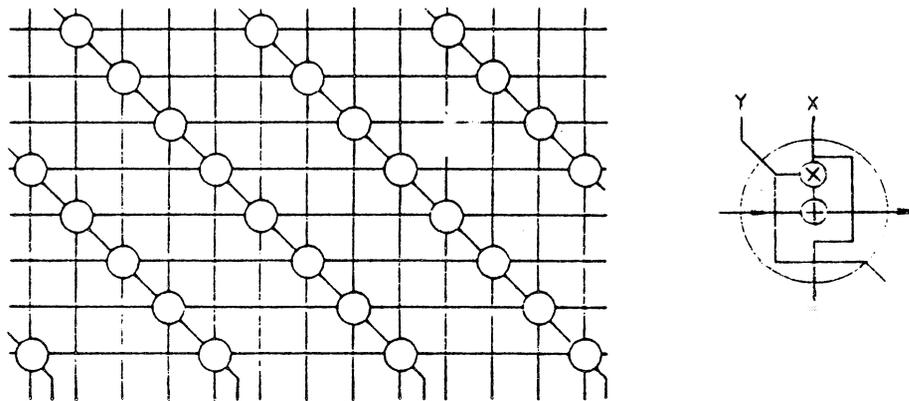


Fig.3-2: Corrélateur à sous-échantillonnage :  
disposition oblique

Il reste toujours le registre accumulateur de taille  $M$ . Le gain en mémoire est surtout sensible si l'on a besoin d'un grand retard initial, en mettant ce retard sur la voie sous-échantillonnée.

A partir de ces deux types de disposition, on peut obtenir des structures plus ou moins parallélisées comportant  $M/k$ ,  $k$  ou un seul opérateur multiplieur-additionneur. Notons un inconvénient des réalisations à 1 seul opérateur : les calculs ne sont pas exécutés dans l'ordre des retards, ce qui rend la visualisation de la fonction de corrélation moins aisée.

Toutes ces structures sont très économes en organes de gestion et sont relativement optimisées, mais elles sont figées pour un coefficient  $k$  donné. Si on le veut variable, il faut nécessairement un accès aléatoire à la mémoire signal. Nous donnons sur la fig. 3.3. le principe d'un tel corrélateur. L'opérateur arithmétique effectue toujours les calculs correspondant à des points donnés de la fonction de corrélation, mais en utilisant les échantillons les plus récents. A basse cadence, il y a un cycle de calcul complet à chaque nouvel échantillon d'entrée, puis le calcul s'arrête en attendant le suivant. A plus lente cadence, le calcul est continu. Une logique simple veille à ce que les cycles de calculs ne soient jamais tronqués. Le coefficient  $k$  est ainsi réglé automatiquement par les rapports des périodes d'échantillonnage et des durées de cycle de calcul. Il n'est même pas forcément entier [5].

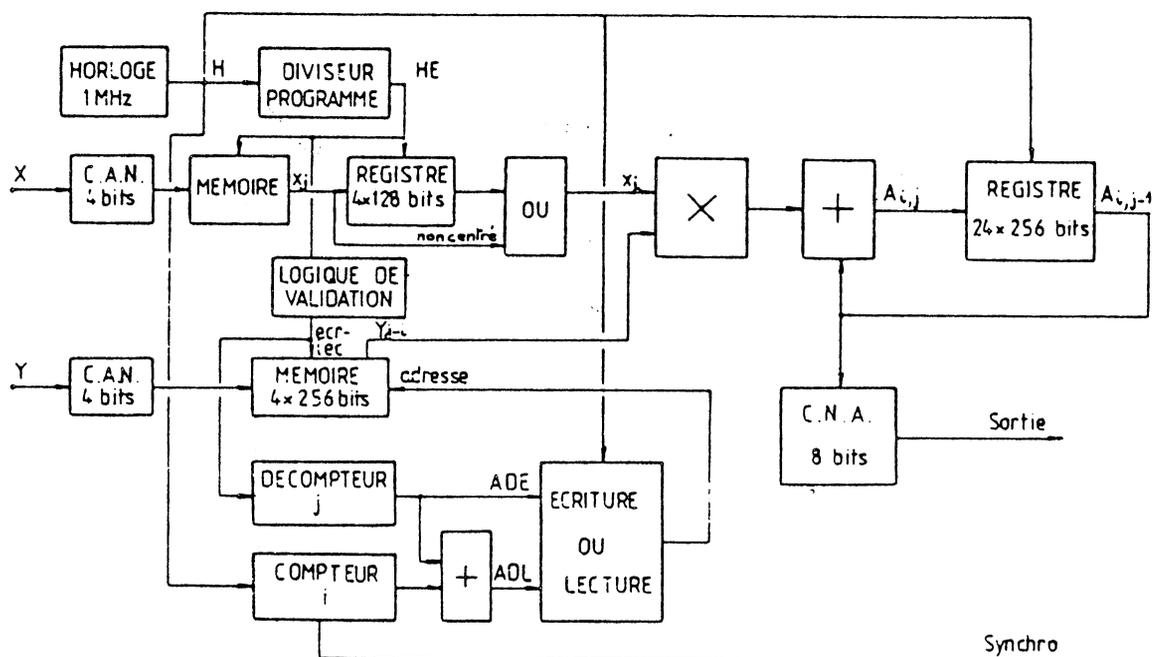


Fig.3-3: Synoptique d'un corrélateur à sous-échantillonnage automatique

#### 4 -CAS PARTICULIER DU CORRELEUR A 1 BIT

On montre [6,7] que la fonction de corrélation peut dans certains cas être estimée à partir des signaux quantifiés sur un seul bit. Les corrélateurs qui utilisent ce procédé sont appelés corrélateurs à écrêtage ou à coïncidence de polarité. Dans ce cas, l'opération multiplication se résume à un simple "ou exclusif" à 1 bit, et l'addition est également plus simple puisque l'un des deux opérandes est 1 ou 0 (ou 1 et -1). La vitesse d'un tel corrélateur est alors plus limitée par les temps d'accès aux données que par l'opérateur lui-même. Il est donc intéressant d'utiliser des structures parallèles ; puisque l'opérateur est simple, on peut en mettre plusieurs et nous allons montrer que des simplifications sont possibles.

##### 4-1 Accélération de l'accumulateur de bit

Considérons une partie de la horizontale du diagramme spatial du corrélateur (fig. 4-1)

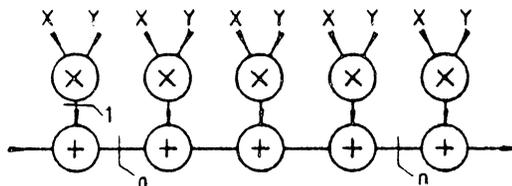


Fig. 4.1

Les données X et Y sont représentées sur 1 seul bit mais les reports d'accumulation en comportent plusieurs. Dessinons le schéma d'un ensemble d'additionneurs en faisant apparaître tous les bits (fig. 4.2).

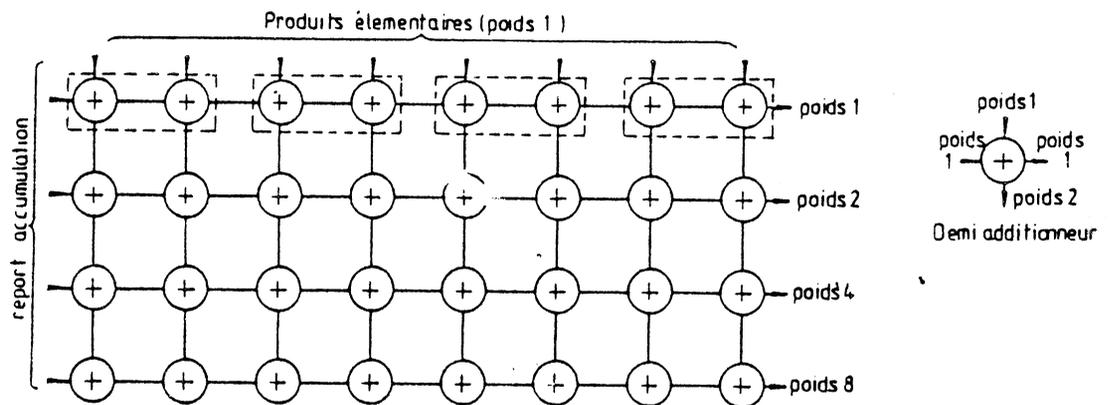


Fig. 4-2

Tous les opérateurs représentés sont en fait des 1/2 additionneurs : ils ont deux entrées de 1 bit, une sortie et une sortie de report sur le poids supérieur. Si l'on considère deux demi-additionneurs placés côte à côte, on peut voir que seul l'un des deux a un report à "1". On peut donc regrouper ces deux demi-additionneurs pour former un additionneur complet.

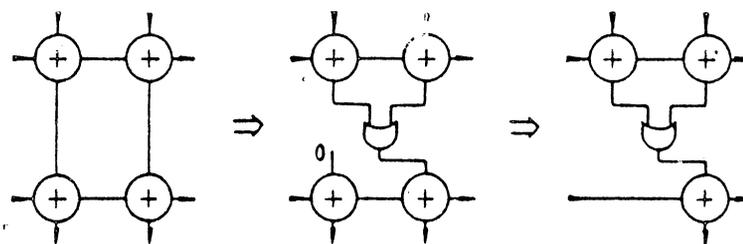


Fig. 4-3

Il est alors possible de supprimer 1 demi-additionneur ou deux sur la deuxième ligne. Ceux restant peuvent également être regroupés par 2, et ainsi de suite. On obtient alors un treillis d'additionneurs complets très allégés.

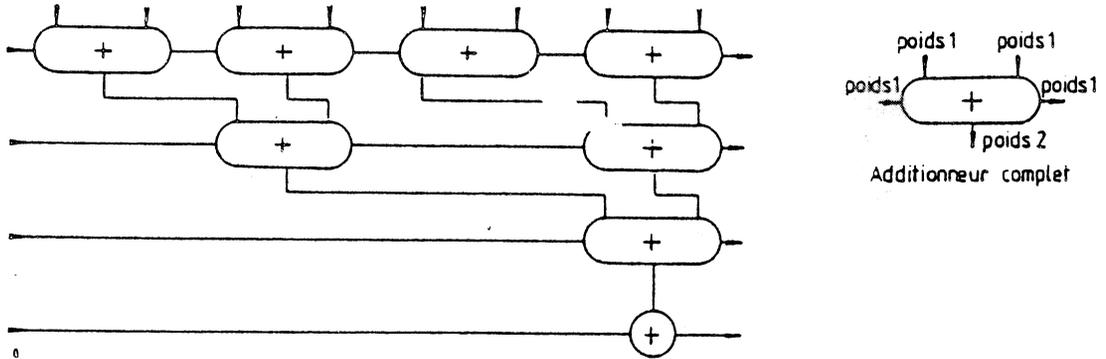


Fig. 4-4

La simplification obtenue peut être également interprétée en considérant que l'on fait un comptage des bits d'entrée : les étages de poids fort basculent moins vite que ceux de poids faible. La réduction du nombre d'opérations pourrait être exploitée par un processeur séquentiel très rapide à 1 bit qui ne nécessiterait qu'un cycle par bit d'entrée, mais au prix d'une gestion d'adresse assez lourde. Il paraît plus intéressant de l'exploiter dans une structure parallèle.

#### 4-2 Application au corrélateur

Pour exploiter le procédé de simplification de l'opérateur accumulateur de bit parallèle, il faut regrouper les ensembles d'opérateurs du diagramme spatial. Sur la représentation du 1er type, ces groupes sont des sections de ligne (fig. 4.5). Nous affectons donc à une même date des tranches verticales comportant plusieurs colonnes (8,16,32..) et l'opérateur correspondant à une ligne de ces tranches peut être rebouclé tout comme dans la structure du 1er type.

L'exploitation en est encore plus simple dans une structure du 2ème type, ou éventuellement dans une structure hybride. Cette technique peut également être utilisée dans un corrélateur à sous-échantillonnage.

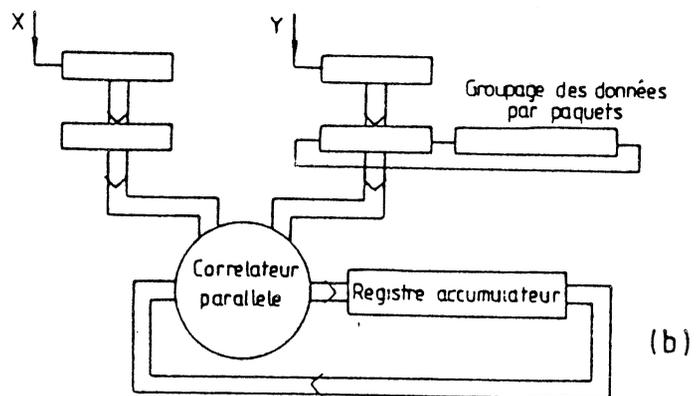
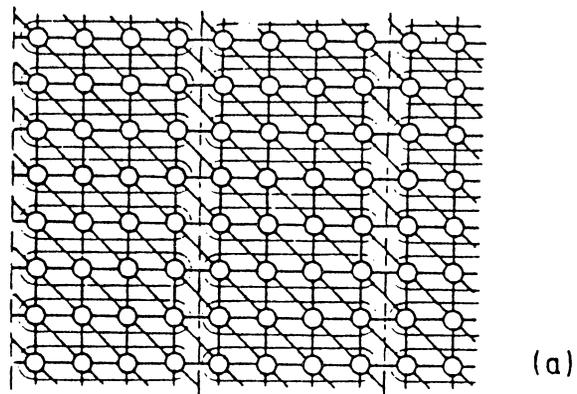


Fig.4-5: Réalisation du corrélateur à un bit :  
a) Isolation des blocs pour calcul accéléré  
b) Principe de réalisation.

## 5 - UTILISATION DE LA TRANSFORMÉE DE FOURIER RAPIDE

Nous avons envisagé dans les paragraphes précédents le calcul direct de la fonction de corrélation par son équation de définition. Mais il est possible d'estimer d'abord le spectre (ou l'interspectre) pour en obtenir la fonction de corrélation par transformée de Fourier. L'intérêt de la méthode vient de l'existence de l'algorithme de calcul rapide de transformée de Fourier.

### 5-1 Calcul global en temps différé

On calcule la transformée de Fourier d'une tranche de signal dont la durée est égale à la durée d'intégration, le module carré de cette transformée, puis la transformée inverse.

On obtient ainsi la fonction de corrélation de la tranche de signal considéré comme certain. C'est un estimateur biaisé de la fonction de corrélation du signal aléatoire, car la fonction obtenue est pondérée par une fonction triangulaire. De plus, la variance de l'estimation est d'autant plus grande que le retard est grand. Ces inconvénients, qui n'existent pas dans un corrélateur en ligne, sont cependant peu graves si l'on s'intéresse uniquement à des valeurs du retard petites devant la durée d'intégration.

Cette méthode est peu optimale en nombre de calculs, car elle fournit la totalité de la fonction alors que seule la partie centrale est utile et bien estimée. Notons que l'utilisation de la transformée de Fourier discrète impose de compléter le signal par zéro pour éviter les erreurs dues à

la convolution cyclique [8]. Ces erreurs sont cependant faibles sur la partie centrale.

Cette méthode nécessite une grosse mémoire. Elle n'est pratiquement pas utilisable en temps réel.

### 5-2 Calcul par bloc

La méthode utilisée par beaucoup d'analyseurs de spectres en temps réel consiste à moyennner les modules carrés de transformées de tranches successives du signal appelées blocs. La transformée inverse nous fournit une estimation de la fonction de corrélation. La taille mémoire nécessaire est alors de l'ordre de grandeur seulement du nombre de points désirés. L'utilisation de cette méthode, appelée aussi corrélation sectionnée [8], nécessite pourtant quelques précautions. Les effets de bord existent toujours et sont même beaucoup plus sensibles que dans le calcul global puisque les tranches du signal sont plus petites. Une solution pour atténuer ce défaut est d'utiliser des tranches plus grandes, qui se chevauchent. De toute façon, il faut prendre garde également aux défauts introduits par la convolution cyclique. La méthode rigoureuse a été proposée par RADER [9].

Il est facile de la retrouver en utilisant le diagramme spatial du corrélateur. Le calcul par bloc consiste à isoler des blocs carrés d'opérateurs qui seront remplacés par un opérateur global utilisant la transformée de Fourier.

Ces blocs sont reliés entre eux par d'une part des liaisons horizontales qui correspondent à l'accumulation des calculs successifs, et d'autre part par des liaisons qui proviennent des entrées d'un des deux signaux du bloc précédent.

C'est en supprimant ces liaisons que l'on introduit des erreurs. Il faut donc calculer la corrélation d'une tranche d'un des signaux par deux tranches successives de l'autre. Le calcul de la corrélation à l'aide de la transformée de Fourier nécessite alors deux transformées directes, même pour l'auto-corrélation, et ceci sur la longueur d'une double tranche. Notons que les erreurs dues à la convolution cyclique sont du même coup éliminées par le fait que l'un des signaux est complété par une tranche nulle.

### 5-3 Comparaison des calculs directs ou par T.F.

L'intérêt de l'utilisation de la transformée de FOURIER est à priori de réduire le nombre de multiplications nécessaires grâce à l'algorithme de calcul rapide. Les calculs nécessaires pour un bloc de  $n$  valeurs sont ceux des deux transformées de  $2M$  points, soit environ  $8M \log_2(M)$  multiplications élémentaires, ce qui donne une moyenne de  $8 \log_2(M)$  par échantillon de signal. Il faut ajouter les calculs de la transformée inverse, mais si l'intégration est faite sur un nombre de blocs important on peut le négliger. Le nombre de multiplications est à comparer à celui nécessaire au calcul direct de la corrélation, soit  $M$  produits simples par échantillon. On voit que, dès que  $M$  est supérieur à quelques dizaines, le critère du nombre de multiplications est favorable à la méthode de calcul par transformée de Fourier.

Il convient malgré tout de remarquer que la précision des produits nécessaires au calcul direct est beaucoup plus faible que celle du calcul de la transformée de Fourier. De plus, l'algorithme de calcul direct est beaucoup plus simple que celui de la T.F.. Nous en avons décrit plusieurs structures. Nous avons vu qu'il se prête à un calcul sous échantillonné. Il semble alors que le calcul direct puisse être le plus intéressant pour beaucoup d'applications.

## CONCLUSION

Nous avons montré comment la méthode du diagramme spatio-temporel permettait d'obtenir différentes structures de corrélateurs. Nous avons en particulier étudié, le corrélateur à sous-échantillonnage qui autorise une diminution de la quantité de calcul nécessaire. Nous avons également montré que le corrélateur à un seul bit pouvait augmenter la vitesse de façon importante à assez peu de frais.

Les structures de réalisation obtenues sont relativement simples et peuvent concurrencer l'utilisation de l'algorithme de transformation de Fourier rapide.

BIBLIOGRAPHIE IV

- [1] KOFMAN W. : "Etude théorique et expérimentale du système corrélofiltre". Annales des Télécomm. Tome 37-Mars-Avril 1982
  
- [2] ARNAC P., VEZO M. : "Progress dans la recherche des fuites sur les réseaux de distribution d'eau en pression : les méthodes de corrélation acoustique". Revue des techniques de l'eau et de l'assainissement - n°410 - Fév. 1981.
  
- [3] BAUDUIN A., Ph. BOLON : "A paper sheet contactless linear speed measurement", presented at IFAC PRP 4 Automation, Ghent, Belgium 1980.
  
- [4] HELION A. : "Etude et réalisation d'un corrélateur hybride - Thèse D.I. - Grenoble 1969
  
- [5] LIENARD J., D. MATHIEU : "Corrélateur destiné à l'enseignement" - Etude et réalisation. Rapport CEPHAG 37/75 -INPG Grenoble
  
- [6] KNOWLES J.B, TSUI M.T.- : "Correlating devices and their estimation errors", Journal of applied physics, col.38, n°2 Fév. 1967
  
- [7] BONNET G. : Les corrélateurs utilisant la quantification des signaux. Traitement du signal. Cours d'été OTAN. Marine Nationale, Sept.1962, 328.
  
- [8] KUNT M. : "Traitement numérique des signaux" GEORGI

- [9] RADER C.M. : "An Improved Algorithm for High Speed Auto-correlation with Applications to Spectral Estimation", IEEE Trans. on Audio and Electroacoustics, 18, n°4, 439-442, 1970.

# ***chapitre 5***

## CHAPITRE V

### ENSEMBLE MODULAIRE DE TRAITEMENT NUMERIQUE DU SIGNAL

- 1 - INTRODUCTION
- 2 - CHOIX DE LA STRUCTURE DU SYSTEME
  - 2-1 Spécifications
  - 2-2 Taille des opérateurs
  - 2-3 Mode d'intercorrélacion
- 3 - DEFINITION DES MODULES DE BASE
- 4 - EXEMPLES D'APPLICATION
- 5 - PERFORMANCES DE VITESSE
- 6 - CONCLUSION DE L'UTILISATION DU SYSTEME

## 1 - INTRODUCTION

L'ensemble modulaire décrit ici a été étudié dans le but d'aider les chercheurs d'un laboratoire de Traitement du Signal dans leurs dépouillements de grande quantité de signaux et dans leurs expérimentations d'algorithmes nouveaux sur des signaux réels.

Nous désirions obtenir un système qui soit suffisamment rapide pour effectuer les traitements dans des conditions proches de celles d'un appareil de traitement spécialisé en temps réel et qui soit facile à mettre en oeuvre.

Depuis quelques années déjà, le traitement du signal ne peut plus se contenter des techniques analogiques et s'est orienté vers le numérique. Les avantages en sont essentiellement la possibilité d'introduire facilement des retards et sa grande précision qui permet l'accumulation d'un grand nombre de valeurs et la réalisation de fonctions compliquées de façon parfaitement reproductible, sans réglage délicat.

Les techniques numériques peuvent être mises en oeuvre sur un ordinateur d'usage général ou sur des appareils spécialisés. L'utilisation d'un ordinateur se heurte à deux problèmes : vitesse de calcul insuffisante due à sa structure trop séquentielle et mise au point difficile à cause du manque de contrôle du déroulement du programme. Pour y remédier, certains constructeurs proposent des mini-ordinateurs dont la vitesse de calcul est augmentée par microprogrammation de fonctions souvent rencontrées (produit scalaire, transformée de Fourier...) couplés à des unités de visualisation des blocs de données. Ce type d'appareil a l'inconvénient de ne travailler commodément que sur des données structurées en blocs.

Cette structure de blocs convient bien pour les traitements d'analyse spectrale qui font appel à la transformée de Fourier et elle est assez pratique pour manipuler des données lors d'un traitement interactif en temps différé. Mais elle est beaucoup moins bien adaptée à la simulation de traitements en ligne comme les filtrages.

Une autre façon d'introduire le numérique est de réaliser des appareils spécialisés dans une fonction bien définie, dans une technologie rapide en logique câblée ou microprogrammée. Ils peuvent être des appareils de mesures autonomes possédant leurs propres systèmes d'acquisition du signal et de visualisation, comme des analyseurs de spectre ou des corrélateurs. La vitesse de traitement peut alors être très grande, mais le coût d'une telle réalisation et les difficultés d'étude et de mise au point ne se justifient pas pour le test d'un algorithme ou pour un traitement de courte durée. De plus le développement de telles techniques amène à juxtaposer des appareils numériques et, puisqu'il n'est pas souhaitable de multiplier les conversions entre numérique et analogique, il se pose le problème souvent difficile d'interconnection numérique. La solution qui consiste à coupler tous ces appareils à un même calculateur n'est pas entièrement satisfaisante, car elle réintroduit certains des inconvénients de celui-ci, dont le risque de goulot d'engorgement des données.

C'est pour répondre aux besoins de vitesse de calcul et de facilité d'utilisation ressentis par les expérimentateurs que nous avons étudié un ensemble numérique modulaire qui voudrait apporter les avantages du numérique tout en conservant la facilité d'interconnection et de contrôle de l'analogique.

## 2 - CHOIX DE LA STRUCTURE DU SYSTEME

### 2-1 Spécifications

Cet ensemble modulaire est surtout destiné à effectuer les calculs simples mais très répétitifs qui apparaissent en amont des chaînes de traitement du signal : filtrage, convolution, corrélation ...

Ces calculs sont essentiellement constitués de produits et de sommes et peuvent se décrire par des opérations vectorielles ou matricielles. Beaucoup d'opérations portent sur un vecteur glissant contenant les derniers échantillons du signal.

Les besoins en précisions de calcul sont extrêmement variables. Des signaux d'entrée bruités peuvent être présentés sur quelques bits ; par contre un intégrateur ou un système récursif peut nécessiter plusieurs dizaines de bits. Il est donc très utile de pouvoir faire varier facilement le nombre de bits de représentation des valeurs, et ce entre les différentes phases d'un même traitement : cela nécessite donc de pouvoir faire varier la précision des opérateurs, d'utiliser des mémoires reconfigurables et de disposer d'un système de transmission des informations à format variable.

D'autre part, si un mini-ordinateur est nécessaire, soit pour effectuer un post-traitement, soit pour calculer les paramètres du traitement, il faut prévoir une liaison facile avec celui-ci.

## 2-2 Taille des opérateurs

La puissance de calcul d'un processeur peut être augmentée de façon importante en utilisant une technologie très rapide et une structure adaptée aux algorithmes de traitement du signal. On peut le munir de plusieurs index, de plusieurs opérateurs arithmétiques eux-mêmes décomposés en sous-ensembles fonctionnant en cascade. La programmation est alors faite au moyen d'instructions ayant de nombreux "champs" pour commander simultanément les opérateurs arithmétiques et les opérateurs de calcul des adresses, et pour définir des tests sur les valeurs. Les plus gros processeurs de ce type sont connus sous le nom de "processeur vectoriel", étudiés pour le calcul matriciel. Des appareils plus petits ou plus spécialisés existent pour le traitement du signal.

Un processeur rapide est bien évidemment assez coûteux et n'est "rentable" que si sa puissance est nécessaire. Si une application n'utilise pas toute sa puissance, son partage entre plusieurs utilisateurs diminue son efficacité en introduisant des problèmes de protection, des transferts de données supplémentaires et n'est guère envisageable pour les traitements en temps réel indépendant. Réciproquement, si la puissance d'un seul processeur est insuffisante, la répartition du calcul sur plusieurs peut être difficile et nécessite des gros transferts de données.

On constate que la puissance du processeur, qui est pourtant due en partie à la mise en parallèle d'un grand nombre d'opérateurs, risque d'être mal employée ou que le temps de mise en oeuvre risque d'être trop important.

Pour obtenir une puissance de calcul importante, on peut également utiliser plusieurs processeurs indépendants de taille plus modeste et interconnectés entre eux. La réparti-

tion du traitement entre les processeurs peut être assez facile si l'on utilise un découpage fonctionnel des tâches. Ce découpage est généralement possible en traitement du signal et il facilite beaucoup la mise au point puisque chaque partie peut être testée indépendamment des autres. Il est alors possible de réaliser des processeurs spécialisés pour des traitements fréquents. La spécialisation diminue la souplesse, mais permet une meilleure optimisation interne du processeur.

Pour obtenir le maximum de souplesse, nous avons utilisé la décomposition la plus élémentaire, en opérateurs arithmétiques et mémoires, auxquels nous devons ajouter des opérateurs de gestion et d'interface, tout en nous gardant la possibilité de compléter ces opérateurs de base par des "macro-opérateurs" réalisant des fonctions plus globales (filtres, transformateurs de Fourier).

### 2-3 Mode d'interconnexion

Puisque nous avons choisi une décomposition en "modules" petits, ils sont nombreux et fonctionnent à grande vitesse. Il est donc nécessaire de disposer d'un moyen d'interconnexion à fort débit. Il est de plus souhaitable que le système d'interface soit très simple pour ne pas être trop pénalisé par la petite taille des modules.

Etant donné le grand nombre de modules susceptibles d'être interconnectés, nous avons le choix entre un système de lignes communes ou "bus" à grande bande passante et un système de liaisons séries individuelles entre modules.

La solution du bus est à priori séduisante. Nous aurions pu utiliser les spécifications du bus d'un mini-ordinateur courant ou l'un des deux systèmes normalisés pour l'instrumentation. Mais il nous a semblé que les circuits d'interface nécessaires à la gestion de bus (reconnaissance d'adresse, émission d'adresse, protocole d'attribution du bus) étaient un peu complexes, surtout si l'on veut se passer d'un processeur de commande générale. De plus part le bus doit supporter la somme des débits de tous les échanges entre modules. Ceci pose le problème d'attribution temporelle du bus avec le risque de saturation. De toute façon, un bus rapide est obligatoirement limité en longueur et en nombre de connections. Pour augmenter le débit et le nombre de connections, il faut recourir à un système de bus multiple, encore plus lourd à gérer.

Nous avons préféré un système de liaisons directes de module à module sous forme de liaisons amovibles établies à la demande. Il est possible de réaliser de petits ensembles de ce type avec des liaisons parallèles [1]. Mais pour de gros ensembles, les liaisons numériques parallèles sont inacceptables à cause de leur encombrement et des causes de pannes possibles. Nous avons donc étudié un système de transmission série rapide (5Mbits/S), d'interface très simple pour ne pas trop augmenter la complexité des modules et qui permet de transmettre des mots de longueur quelconque.

La préparation d'un traitement se fait alors par assemblage des éléments suivant un schéma fonctionnel, ce qui simplifie la conception et la mise au point.

Le système ainsi réalisé est un système ouvert. Il n'y a pas de limitation pratique au nombre de modules interconnectés.

La plupart des systèmes de traitement de signal peuvent se décrire par des diagrammes de flux [2] où chaque opérateur transmet son information au suivant, avec un rythme qui est déterminé par la fréquence d'échantillonnage des signaux, donc imposé. Il n'y a pas besoin de système de dialogue, il suffit de respecter les contraintes de vitesse des opérateurs. Chaque module est caractérisé par un temps de calcul connu au terme duquel il transmet son information au module suivant qui est supposé prêt. L'interconnexion est donc unidirectionnelle et est réalisée au moyen d'un simple câble coaxial.

Les modules sont physiquement contenus, par 2 à 4, dans des petits tiroirs enfichables. A l'arrière se trouve le connecteur d'alimentation et de distribution de l'horloge de synchronisation. Toutes les entrées-sorties sont reliées à des embases coaxiales miniatures placées sur la face avant. La juxtaposition de ces faces avant forme un panneau de câblage qui ressemble à celui d'un calculateur analogique.

Le système de transmission série utilisé permet d'utiliser des mots de longueur variable. Pour cela, un signal logique enveloppe du mot est multiplexé avec les bits successifs.

### 3 - DEFINITION DES MODULES DE BASE

Pour définir les modules de base, nous avons tenu compte des besoins variables en précision et nous avons essayé de généraliser l'aspect modulaire de l'ensemble tout en limitant le nombre d'interconnexions.

Nous avons choisi une structure asynchrone des données : il n'y a pas d'organe central de pilotage des modules.

Le choix de la transmission série des données entre les modules influence profondément la conception de ceux-ci. Une particularité de la transmission série est le caractère fugitif de l'information, alors qu'avec une transmission parallèle, les niveaux peuvent être maintenus. Cela peut être compensé en utilisant des registres tampons qui transposent l'information série fugitive en une information parallèle stable. En fait, il n'est pas toujours utile ni souhaitable de transposer l'information sous forme parallèle et la représentation série peut être conservée pour l'opération. En particulier, l'addition de deux nombres sous forme série est beaucoup plus simple que sous forme parallèle et possède l'avantage, dû à sa structure séquentielle, de pouvoir traiter des mots de longueurs quelconques. Le retard de la sortie par rapport à l'entrée est beaucoup plus petit qu'avec un additionneur parallèle complété par des registres de conversion série-parallèle et parallèle-série. Nous avons donc utilisé un additionneur série [4].

Pour les mêmes raisons la multiplication d'une valeur par un coefficient est avantageusement réalisée par un multiplieur série-parallèle dont la structure permet un chaînage des opérateurs entre eux pour augmenter le nombre de bits du coefficient (fig. 2). Comme pour l'additionneur, le nombre de bits de l'entrée peut être quelconque [3].

En arithmétique série, les calculs se font séquentiellement bit par bit. Il est indispensable de commencer les additions par les poids faibles pour pouvoir effectuer les reports sur les poids supérieurs. Il est donc nécessaire de transmettre d'abord les poids faibles.

L'addition série nécessite également une synchronisation des deux mots à additionner. Pour la permettre nous utilisons une horloge qui sert à synchroniser les calculs et la transmission série des mots.

Cette horloge est distribuée à tous les modules avec les alimentations. Cela simplifie notablement les dispositifs de transmission puisqu'elle n'a pas besoin d'être transmise dans les interconnections.

L'ensemble de tous les modules interconnectés est donc un gros automate synchrone.

Une autre fonction très simple à réaliser sous forme série est le recadrage, c'est dire la sélection des seuls bits significatifs parmi ceux d'un long mot. Il suffit pour cela de compter les bits à supprimer et ceux à conserver. Nous avons défini un module nommé "ormateur" qui peut à la fois supprimer des bits de poids faible et ajouter des bits de poids fort égaux au bit de signe (nous utilisons une représentation des nombres en complément à 2). Il peut accepter des mots dont la longueur n'est limitée que par la capacité des compteurs, qui peuvent être facilement grands (nous avons choisi 99).

La description des systèmes échantillonnés fait intervenir des cellules de mémorisation qui contrôlent le cheminement de l'information entre les opérateurs en introduisant un retard d'un pas d'échantillonnage (opérateur " $z^{-1}$ "). Dans un dispositif à représentation parallèle des nombres, elles sont composées de registres à entrée et sortie parallèle.

En représentation série, elles deviennent des registres à décalage contenant autant de cas qu'il y a de bits dans un mot. Cela peut s'expliquer en considérant le mot série comme un multiplexage des  $N$  bits du mot. Les opérateurs  $z^{-1}$  sont alors remplacés par des opérateurs  $z^{-N}$  (cf. chapitre 2).

Nous avons réalisé des registres asynchrones. La commande de décalage est faite par l'enveloppe du mot d'entrée : tout se passe comme si chaque bit présent à l'entrée poussait le contenu du registre. Nous avons appelé ces registres "registres poussés". Ces registres ne sont pas structurés en mots, mais simplement en bits. Ils peuvent donc être utilisés pour mémoriser des mots de longueur quelconque. Ils ont été réalisés en plusieurs capacités et ils peuvent être associés entre eux pour obtenir la capacité désirée.

Nous avons vu au chapitre 3 que le fonctionnement asynchrone de systèmes multiplexés et bouclés nécessitait des registres tampons du type "premier-entré, premier sorti". Nous avons donc réalisé des registres de ce type. La sortie des informations est commandée par l'enveloppe des mots qui arrivent sur une entrée différente de l'entrée d'information.

Une logique appropriée permet le chaînage de ces modules entre eux pour obtenir une capacité quelconque (fig. 2) : nous nommons ces registres "registres pompés".

Ils peuvent également être utilisés en registres poussés ayant la possibilité de se configurer automatiquement à la taille des mots d'entrée.

L'ensemble des modules arithmétiques et mémoires permet de réaliser toutes les opérations nécessaires. Mais en pratique, il n'est pas envisageable d'utiliser une structure entièrement parallèle des opérateurs, car cela conduirait à un nombre d'opérateurs déraisonnable : il n'est pas question de mettre cent multiplieurs pour faire un corrélateur à 100 points. Il est donc indispensable de multiplexer certains opérateurs. Pour cela, il faut multiplexer les signaux, ce qui peut être fait dès l'entrée. Il est également souvent nécessaire de disposer sous forme multiplexée des N derniers échantillons du signal. Cela peut se faire à l'aide d'une mémoire circulante dont on renouvelle un échantillon à chaque cycle.

Nous avons décrit au chapitre 2 la fonction "boucleur" constituée par un aiguillage et un compteur de commande qui permet d'effectuer facilement le multiplexage d'opérateurs ou la commande d'une mémoire circulante. Nous avons réalisé un boucleur asynchrone et fonctionnant avec des mots transmis en série.

Le déclenchement d'un cycle est fait par le signal. La cadence de rotation est déterminée par les retards des différents modules placés dans la boucle. Un module "retard" permet éventuellement d'augmenter sa valeur.

Nous avons également un module aiguilleur qui fonctionne un peu comme un relais électromagnétique. Le boucleur peut aussi servir de "séquenceur" pour extraire d'un signal des bouffées d'un nombre fixé d'échantillons.

Ces modules de calculs sont complétés par des modules convertisseurs numériques-analogiques et analogiques-numériques.

#### 4 - EXEMPLES D'APPLICATION

Nous donnons quelques schémas de base d'utilisation des modules et nous montrons comment les combiner, pour réaliser des fonctions plus complexes.

L'intégrateur pur (fig. 3a) montre l'utilisation du registre pompé associé à un additionneur. Le mot  $X_i$  provoque la sortie du contenu  $A_{i-1}$  du registre. Ces deux valeurs se retrouvent synchrones à l'entrée de l'additionneur. Le résultat de l'addition est renvoyé sur l'entrée du registre avec un retard inférieur au temps de transfert des mots ; il y a donc simultanément sortie et entrée dans le registre, ce qui justifie le choix de la structure premier-entré premier-sorti. Le formateur ajoute à l'entrée des bits de poids fort non significatifs qui seront utilisés au cours de l'intégration.

Une modification du rebouclage permet de transformer le montage précédent en filtre passe-bas du premier ordre (fig. 3b). On voit ici l'utilisation du formateur comme un coefficient égal à une puissance de 2 négative : il effectue un décalage des bits vers les poids faibles.

Pour réaliser un filtre passe-bas pour  $N$  signaux multiplexés, il suffit comme nous l'avons vu au chapitre II, de remplacer la mémoire interne par un registre contenant  $N$  valeurs. Pour cela on ajoute un registre poussé contenant les  $N-1$  valeurs supplémentaires ; il doit avoir une capacité de  $(N-1)$  fois le nombre de bits des mots accumulés (fig. 3c).

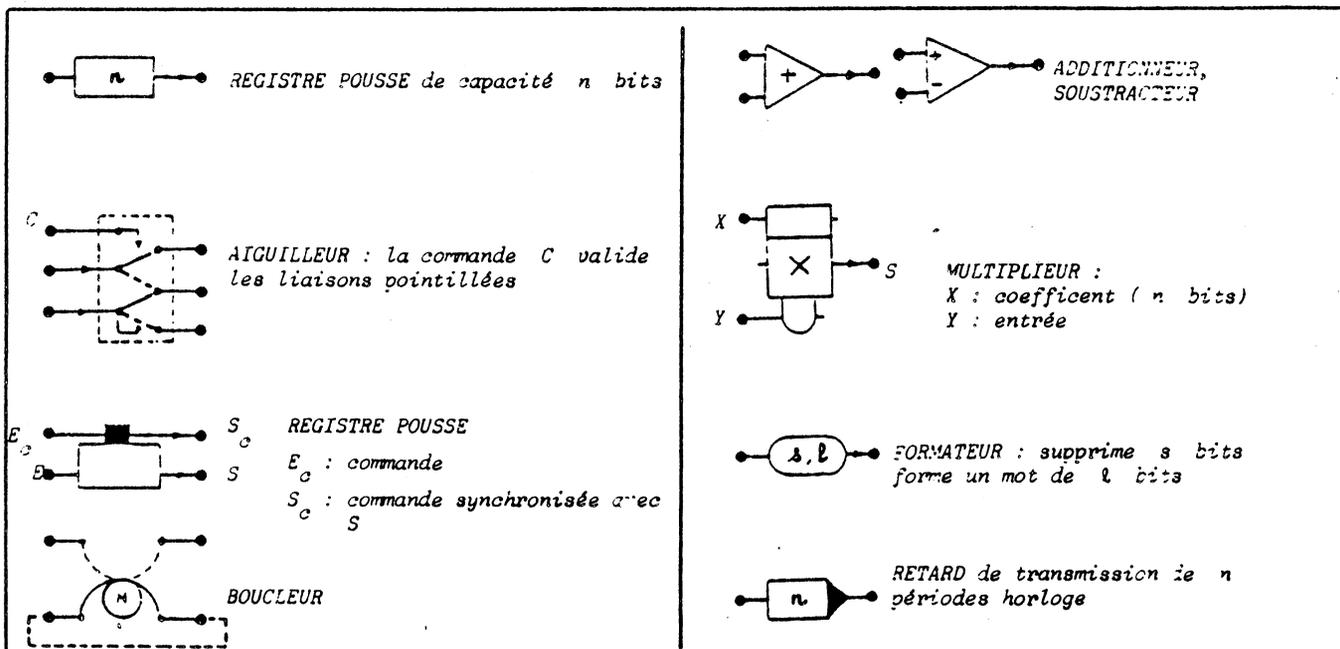


FIGURE 1 : Symbolisme des modules.

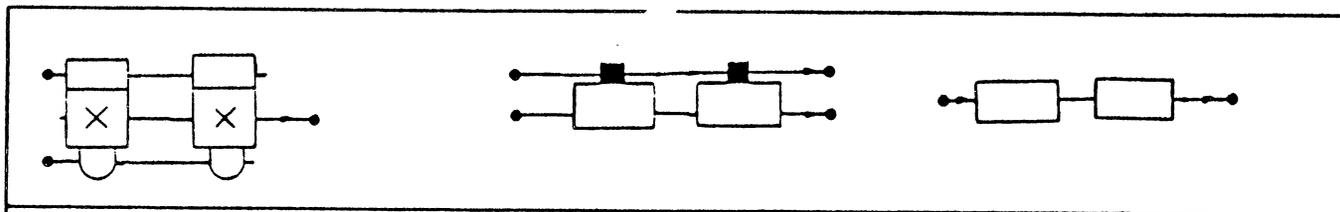


FIGURE 2 : Chainage des modules entre eux.

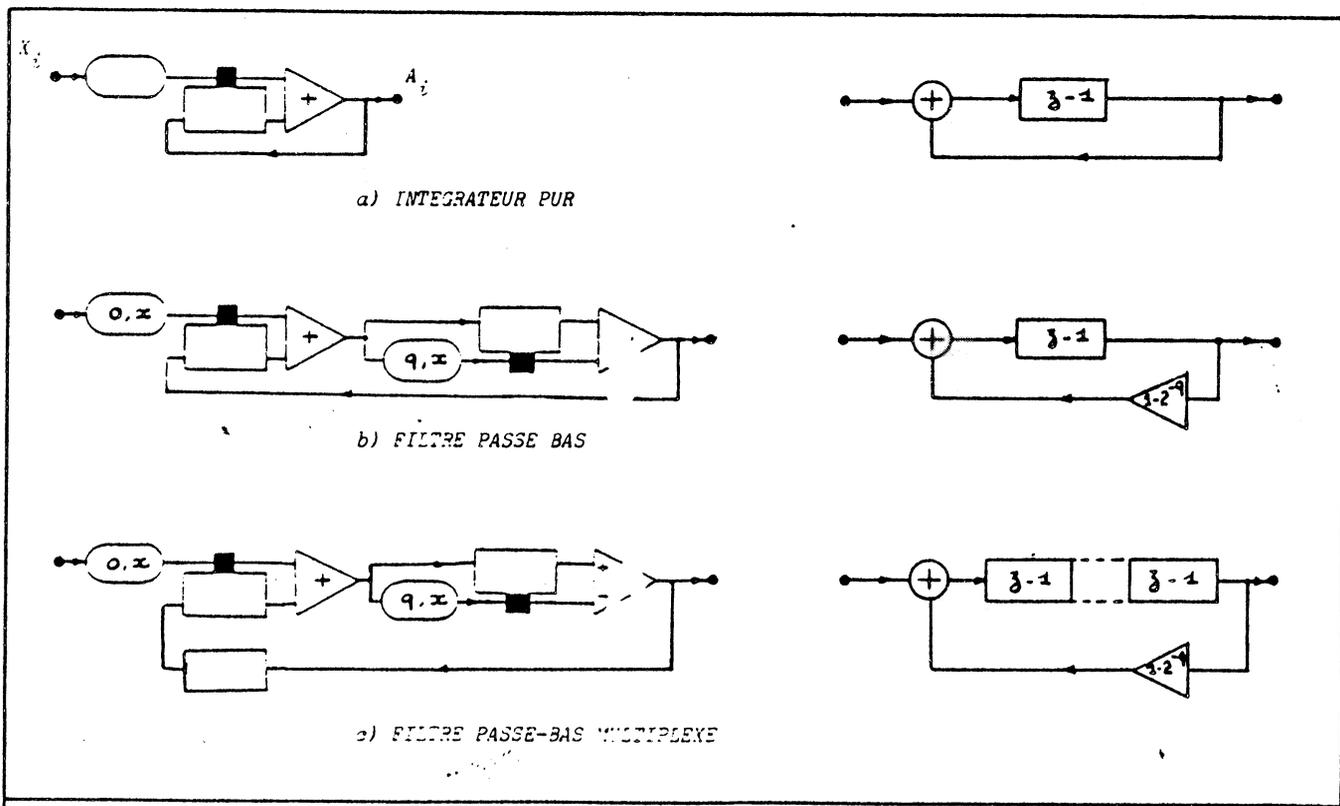


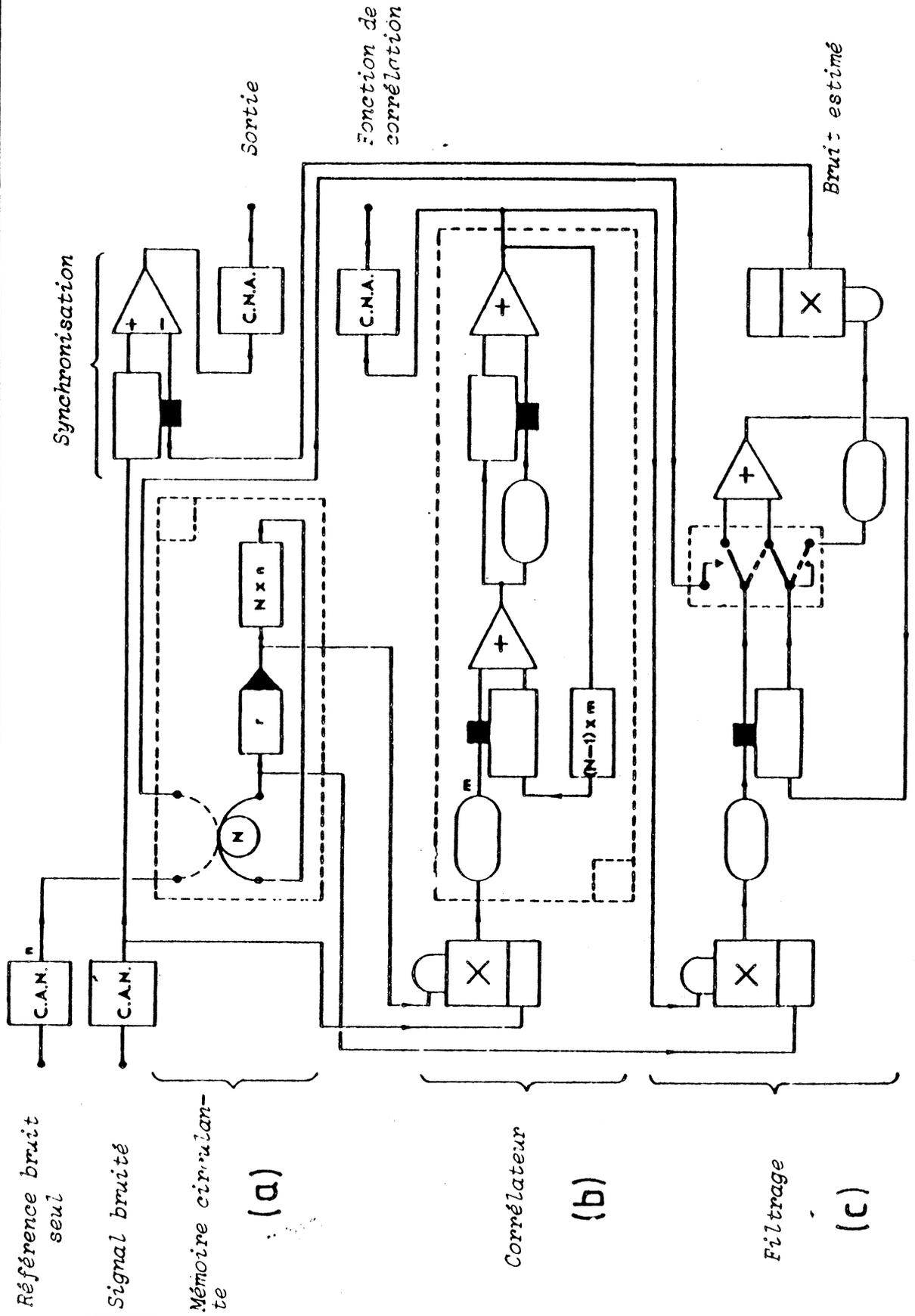
FIGURE 3 : Schémas de base et hiérarchie.

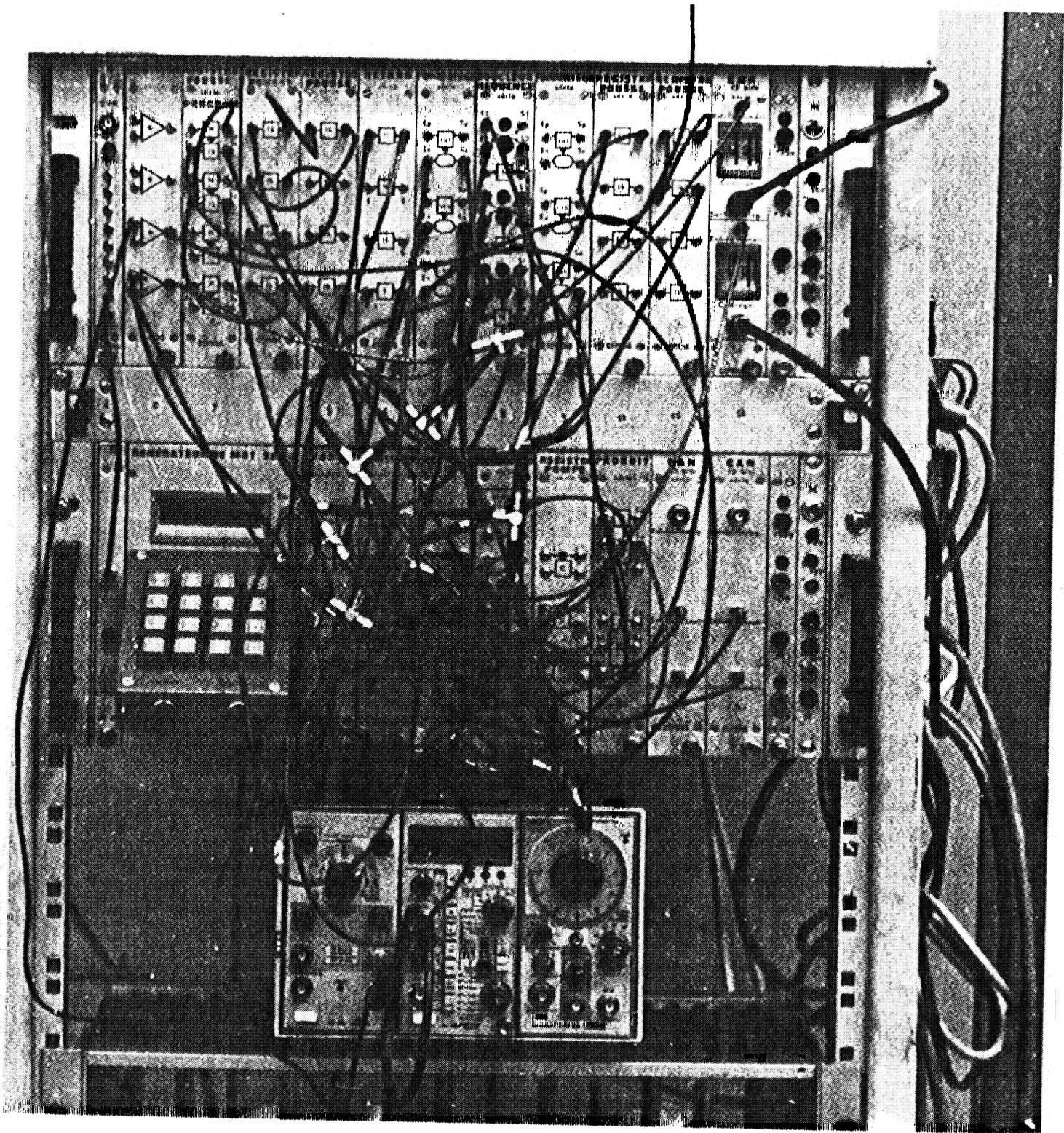
La mémoire circulante (fig. 4a) est l'application type du boucleur. L'échantillon du signal d'entrée pousse le registre. La sortie de celui-ci lui est appliquée de nouveau à travers le boucleur et ainsi de suite jusqu'à ce que le boucleur interrompe le bouclage lorsque le nombre de tours désiré est atteint. Le rythme de circulation est déterminé par le retard global des opérateurs placés dans la boucle.

La mémoire circulante combinée à un multiplieur et à un filtre passe-bas multiplexé forme un corrélateur à intégration "exponentielle" (fig. 4 b).

Nous montrons fig. 4 comment réaliser un corrélofiltre [4-1] dans lequel les valeurs de la fonction de corrélation sont utilisées comme coefficients d'un filtre transversal. Le filtrage est obtenu en effectuant le produit des échantillons du signal contenu dans la mémoire circulante par les valeurs de la fonction de corrélation, puis l'intégration de ce produit. Un aiguilleur, commandé par la fin de la recirculation provoque la sortie du résultat et la remise à zéro de l'intégration ; on voit comment ce résultat est resynchronisé sur l'entrée par un registre pompé pour pouvoir effectuer la soustraction nécessaire.

FIGURE 4 - Exemple de réalisation d'un corrélofiltre.





## 5 - PERFORMANCES DE VITESSE

Pour la réalisation de cet ensemble, nous avons choisi une fréquence d'horloge de 5 MHz qui est un bon compromis entre l'impératif de vitesse, la facilité de réalisation des modules et de la transmission avec une technologie courante (TTL).

Le temps d'exécution des opérations série est pratiquement le temps de transfert du mot. Si  $n$  est le nombre de bits du mot le plus long d'une boucle de calcul de  $N$  valeurs, la durée d'exécution sera  $n.N.h$ ,  $h$  étant la période horloge ( $0.2 \mu S.$ ).

Prenons l'exemple d'un corrélateur de 100 points utilisant une intégration sur 25 bits, nous obtenons  $500 \mu S$ , soit une fréquence d'échantillonnage de 2 KHz. Nous voyons que nous sommes loin des vitesses de certains corrélateurs très sophistiqués, mais bien au dessus des performances d'un mini-calculateur. Il est bien évident qu'en dédoublant la boucle de calcul et en utilisant deux multiplieurs, nous pouvons doubler la vitesse : le degré de parallélisme des opérateurs peut être facilement adapté. Dans la structure la plus rapide, la cadence est limitée par le temps de transfert d'un mot, ce qui limite la fréquence de l'ensemble vers 200 KHz.

## 6 - CONCLUSION DE L'UTILISATION DU SYSTEME

L'ensemble modulaire construit pour les besoins du CEPHAG comprend aujourd'hui plus d'une centaine de modules élémentaires. Il est complété par une dizaine de filtres transversaux programmables compatibles et plusieurs autres appareils et calculateurs peuvent y être connectés. Ces modules sont utilisés depuis plus de trois ans de façon régulière à l'intérieur du laboratoire ou sur des sites d'expérimentations externes (cf. Annexe). Nous pouvons donc faire le bilan de cette utilisation.

Il semble que le but recherché soit en bonne partie atteint : l'ensemble modulaire permet, soit seul, soit en liaison avec d'autres appareils de mettre en oeuvre dans des délais assez courts des traitements "en ligne" de signaux dans les domaines de l'acoustique basse fréquence.

Les principales qualités qui ont pu être appréciées sont la facilité de contrôle en temps réel du fonctionnement, la rapidité de modification du traitement et la faculté de pouvoir utiliser des mots de précision quelconque.

La facilité de contrôle provient de l'affectation fonctionnelle des opérateurs ; ceux-ci représentent des opérateurs qui existent sur le bloc-diagramme du traitement. Cela permet d'observer le signal en sortie de chaque module et d'en interpréter la forme en branchant un convertisseur numérique-analogique relié à un oscilloscope. A l'intérieur d'une boucle, le multiplexage des signaux facilite l'observation globale d'un ensemble de valeurs : il est facile par exemple de faire apparaître une fonction de corrélation en cours de moyennage ou les coefficients d'un filtre auto-adaptatif. Les modifications partielles des montages

sont rapides : pour insérer un gain ou ajouter une intégration supplémentaire, il suffit de déplacer quelques câbles.

Le format variable des mots, sans limitation pratique, permet d'effectuer tout d'abord des calculs précis sans difficulté (il suffit de mettre le nombre de multiplieurs et de registres nécessaire), puis ensuite d'étudier l'influence de la diminution des nombres des bits pour diminuer la quantité de matériel utilisé, pour augmenter la vitesse de calcul ou pour déterminer les spécifications d'un appareil spécialisé. Ces diverses qualités nous ont permis d'utiliser également cet ensemble modulaire pour des démonstrations ou des travaux pratiques d'étudiants.

En plus des possibilités de traitement apportées par les modules eux-mêmes, la facilité d'interconnection apportée par le système de liaison a été très appréciée. Il est ainsi facile, après avoir testé visuellement le fonctionnement d'un filtre auto-adaptatif, d'en envoyer le signal de sortie sur une chaîne d'acquisition sur bande magnétique en vue d'une statistique ultérieure ou bien de connecter ce filtre comme un processeur auxiliaire de calculateur. Tout ceci se fait en établissant simplement des liaisons et en insérant éventuellement des modules pour le recadrage des informations ou pour une resynchronisation. Cela est presque aussi simple qu'avec des signaux analogiques. Cette ressemblance avec les méthodes analogiques a sans doute favorisé le transfert des méthodes de dépouillement vers le numérique.

Il est apparu malgré tout certaines limitations à l'usage de ces modules.

La modularité du système permet de diviser l'ensemble en plusieurs traitements indépendants répartis sur plusieurs sites, mais la mise en place d'un traitement est alors ralen-

tie par le regroupement de tous les tiroirs dispersés. Il serait souhaitable de réduire le nombre de modules différents, grâce à des modules plus programmables. La technique de liaisons établies manuellement est très pratique pour relier entre eux des gros sous-ensembles, mais le câblage d'un traitement quelque peu complexe est assez long. Il est donc impossible de passer rapidement d'un traitement à un autre déjà testé. Cela conduit à un sous-emploi du matériel. Cela est un gros inconvénient de cette technique, comparée à des systèmes programmés. Cela est accentué par quelques problèmes de qualité des contacts qui sont apparus, bien que leur détection soit généralement assez rapide grâce à la transmission série. Pour pallier à ce défaut, on peut envisager une matrice d'interconnection programmable. Mais cette solution, assez volumineuse, détruirait partiellement la modularité du système. Il serait plus facile de faire un système de mémorisation et de vérification automatique du câblage.

On constate que pour des traitements interactifs en temps différé, un calculateur est souvent plus pratique, même s'il est plus lent, car il permet de mémoriser facilement des séquences de signaux. Le système modulaire est plus adapté à des traitements en ligne, soit pour traiter un volume de données un peu important, soit pour simuler le fonctionnement d'un traitement en temps-réel.

En traitement temps-réel, les modules souffrent d'une vitesse un peu faible, sauf quand ils sont complétés par des processeurs spécialisés. Cette vitesse est souvent limitée par la transmission série. Il serait sans doute possible d'augmenter sensiblement la cadence de transmission. La transmission série ne peut guère être remise en question, elle est fondamentale pour la facilité de test du montage et des modules eux-mêmes. Notons que l'utilisation d'un ensemble synchrone limite également la cadence de transmission, mais

permet le dépannage des modules par comparaison des signaux.

L'établissement d'un schéma de mise en oeuvre pratique d'un algorithme un peu complexe nécessite malgré tout une certaine expérience et peut rebuter des utilisateurs occasionnels. Il est souvent indispensable de tenir compte de la forme série des mots transmis entre les modules et de tracer des diagrammes de temps où figurent les durées des mots et les divers retards de transmissions.

Cela est la contrepartie de l'absence de dialogue entre les modules. Pour faciliter l'établissement de ce schéma nous avons tout d'abord proposé une série d'exemples types. Nous proposons aux chapitres 2 et 3 une méthode d'analyse qui devrait pouvoir servir à cela.

L'affectation fonctionnelle des opérateurs facilite l'établissement et le test du montage, mais elle peut conduire à un sous emploi de matériel. Prenons l'exemple d'un filtre transversal réalisé avec un seul multiplieur. Ce multiplieur effectue plusieurs dizaines ou centaines de produits par échantillon de signal. Si on désire ensuite calculer le carré de la sortie de ce filtre, il faudra utiliser un autre multiplieur, qui ne fera qu'un seul produit par échantillon : il est donc moins rentabilisé. Il est cependant impossible d'optimiser l'utilisation d'un système de traitement. Un opérateur programmable comporte toujours des circuits qui ne servent que pour une partie de ses instructions. Un gros système est le plus souvent partiellement inutilisé. Par contre la modularité de notre système améliore un peu son coefficient d'utilisation.

Enfin, les fonctions disponibles avec les modules de base ne sont pas toujours suffisantes. Il manque principalement les fonctions quotient, racine carrée, les fonctions

trigonométriques. Il est possible de les calculer par développement en série ou par approximation successive, mais cela est lent et nécessite plusieurs modules. La création de nouveaux composants augmenterait cependant leur nombre, déjà trop grand.

BIBLIOGRAPHIE V

- [1] BASS S.C. : A laboratory for digital filter instruction.  
IEEE Trans. Circuit and Systems - Vol.23 n°4 April 1976
  
- [2] RABINER L.R., GOLD B. : 'Theory and application of digital signal processing" - Prentice-Hall 1975
  
- [3] LYON R.F. "Two Complement Pipe-line Multipliers" -IEEE Trans. Commun., April 76.
  
- [4] FREGNY S.L. : "Special purpase Hardware for digital filtering". Proc. of IEEE - April 1975



***conclusion***

CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

Nous avons commencé le chapitre I en séparant deux grands types de besoins en moyens de traitement : ceux du chercheur et ceux de l'ingénieur. Ils se distinguent par l'importance relative de la vitesse de l'interactivité, de la facilité de mise en oeuvre et de la qualité de l'optimisation finale.

La méthode du diagramme spatio-temporel que nous avons exposée au chapitre II et étendue au chapitre III est plutôt destinée à l'ingénieur. Elle devrait lui permettre d'optimiser la réalisation d'un appareil destiné à un traitement particulier. Nous l'avons montré en l'utilisant pour l'étude des structures de corrélateurs. La méthode peut être utilisée en vue d'une réalisation en composants discrets, programmables ou non, mais plus efficacement en vue d'une réalisation intégrée.

L'ensemble modulaire décrit au chapitre V est, lui, destiné au chercheur. Il lui donne le moyen de mettre en oeuvre assez rapidement un traitement en ligne et il répond, au moins partiellement, à ses exigences d'interactivité et de vitesse de traitement.

La méthode du diagramme spatio-temporel peut également être utile au chercheur pour l'aider à implanter son traitement sur l'ensemble modulaire ou sur un autre système. Mais elle gagnerait beaucoup à être automatisée, pour en faire un véritable compilateur qui transposerait le traitement sur un matériel donné.

Réciproquement, le principe de la décomposition de l'ensemble modulaire pourrait être utilisé pour fabriquer un appareil à condition d'intégrer chacun des modules en un seul circuit. On pourrait même l'utiliser pour réaliser un circuit intégré spécialisé dont le dessin serait obtenu par juxtaposition des dessins de différents modules.

Notre première motivation était la définition d'un outil pour le chercheur. Dans quelle direction doit-on s'orienter pour trouver de nouvelles solutions ? Il semble évident qu'il faille un système programmable, pour être rapide à mettre en oeuvre, et à structure parallélisée, pour obtenir une grande puissance. La démarche que nous avons suivie dans cette étude nous conduit à envisager des structures s'apparentant aux structures systoliques. Un réseau de processeurs à interconnexions programmables semblerait une bonne solution. Mais il apparaît deux difficultés. D'une part, définir la structure du processeur, en taille et en capacité mémoire, d'autre part, trouver un moyen de programmer automatiquement chacun des nombreux processeurs.

# ***annexe***

"TECHNOLOGIE MODULAIRE : APPLICATION AU FILTRAGE ADAPTE"

Présenté a la conférence "ICASSP" (Paris, avril 1982)

## DIGITAL MODULAR TECHNOLOGY : APPLICATION TO MATCHED FILTERING

J. LIENARD

J.Y. JOURDAIN \*

P. LAIBERT

\*Attache aux Service Techniques de l'Armée

CEPHAG

Equipe de Recherche Associée au C.N.R.S. (ERA. 93)  
B.P. 46 - 38402 SAINT-MARTIN-d'HERES

### ABSTRACT

The implementation of a matched filter to a PSK signal is chosen as an example for using a new digital modular technology. This technology uses a serial representation of information. The number of bits can be locally modified according to the necessity of a partial calculus. Elementary modules enable computations, memorization and data flow check. Fast hard wired devices can be associated in order to speed up the processing. In our application a complex demodulation by means of transversal filtering and decimation leads to the reduction of the sampling rate. Then the matched filter is implemented using a low frequency (in phase and quadrature) components representation of the signals. Real time processing is possible for few kilohertz bandwidth signals and set up time is reduced.

### I INTRODUCTION

The rapid increase in signal processing requirements forces the scientist to find new concepts and tools in order to implement in an easier and faster way, always more sophisticated processes.

A new digital modular technology is presented here by the means of an example of matched filtering. The frame of this technology is not a multi-processor system with a common bus structure, its particular nature is the use of many interconnected devices specialized for elementary calculus and data streams management functions. The wordlength is variable and controllable, the bits are transmitted in a serial way [1].

The whole system enables the easy implementation of various ways of signal processings. For this reason it is very useful for the scientist even if the data transfer rate is not as high as it would be in specific devices.

The chosen example in submarine acoustics exhibits some qualities related to the modular aspect and the serial transmission. It also shows the ability of adding more sophisticated devices as F.I.R. filter (convolver), FFT wired devices

and so on ... (there are no more difficulties in connecting such a system with a classical computer). The topic of this example is the characterisation of the medium in terms of linear (random, time varying) filtering. The identification of the equivalent filter response is obtained by input-output intercorrelation techniques.

### II DIGITAL MODULAR TECHNOLOGY

This modular technology has been designed in order to be simple to use and to give a great computation ability. Such conditions lead to insert parallelism in the architecture. Rather than few sophisticated units we have preferred the use of many elementary functions.

For the purpose of getting versatility we have implemented the most elementary partition : arithmetical and memory operators, control modules and input/output interfaces. Macro modules making more elaborated functions (filter, Fourier transformer) can be associated to the elementary modules. This permits a functional assignment of the operators which are directly linked together. Then processing preparation is done by assembling elements according to a diagram which is very similar to the functional diagram. So the design and the debugging are simplified.

The links between the modules are made by a serial transmission numerical system. The interface is simple and allows different wordlengths transmission. The bit rate (5Mb/s) is a compromise between a high data transmission rate and a low complexity of the hardware. As far as possible, the serial representation is conserved in the operators. We use serial adders, serial-parallel multipliers. Shift registers are not divided into words so that any wordlength could be used for the calculus. Changing wordlength with data shifting is done by a "formater" module.

Loops control is operated by a "sequencer" module specially useful for time compression operations. There are also analog digital converters. With all the elementary modules we easily build transversal or recursive filters, correlators... (for multicomponents signals). The processing speed is limited by the transmission rate and its function of the wordlength and the number of operators.

Generally the processing speed is greater than the one of a minicomputer but smaller than the one of a wired device. This technology allows check operations by any module output displaying.

Thanks to these qualities this technology is very useful for algorithm simulation in order to build hardware processors.

The following example uses a programmable transversal filter module (PTF) [2]. It is made of two shift registers of adjustable length  $N$  (from 64 to 1024 words of 12 bits). The coefficient register is previously loaded by coefficients  $(C_n)$  of the desired filter. But it can be dynamically modified for adaptative filtering. The signal register is constantly storing the last signal samples  $(S_i)$ . Each new sample incoming triggers a calculus sequence and the output of the filtered signal sample.

$$Y_i = \sum_{n=1}^N S_{i-n} \cdot C_n$$

The result is computed without truncation (all bits are output). We use a parallel accumulator multiplier with a 200 ns cycle. So the sampling rate can be 64 kHz for  $N=64$  and reduces down to 4 kHz for  $N=1024$ .

The serial input/output of this PTF are identical to elementary modules ones. Thus they can be connected to converters for analog signal filtering or to a computer for which the filter is then a peripheral processor. The output can also be connected with other modules (see our application). It is possible to associate several PTF modules to increase the register length or speed. A special operation mode allows different sampling rates at the input and at the output. Then the renovation of the incoming signal before each calculus depends of the rates ratio.

### III APPLICATION

#### 1) Processing principle

The selected example of a matched filter concerns large duration-bandwidth(BT) product signals. These are phase modulated (by 0 or  $\pi$ ) pure tones (P.S.K.). They can be written :

$$S(t) = C(t) \cdot \cos 2\pi f_0 t \quad \text{if } 0 < t < T$$

$f_0$  is the carrier frequency of the signal

$B$  is the bandwidth and  $T$  is the duration

$C(t)$  is a pseudo binary (+1, -1) sequence which gives the signal a "sharp" correlation fonction.

The matched filter to the emitted signal calculates at each point in time the convolution:

$$Y(t) = S_r(t) * S_e(-t) \quad (2)$$

$S_r$  indicates the received signal and  $S_e$  the emitted signal. In this experiment we are interested in the calculus of the instantaneous power  $P(t)$  of  $Y(t)$ . A lot of problems related to computing speed and to the sampling rate imposed by the

carrier frequency may appear. This drawback can be avoided by using a low frequency components representation of the signal. Every bandwidth limited signal can be written :

$$S(t) = M(t) \cdot \cos 2\pi f_0 t - N(t) \cdot \sin 2\pi f_0 t$$

$M(t)$  and  $N(t)$  are called low frequency components of the signal  $S(t)$ . In this representation it is easily proved that the low frequency components of  $Y(t)$  are :

$$M_Y = M_{S_r}(t) * M_{S_e}(-t) + N_{S_r}(t) * N_{S_e}(-t) \quad (3)$$

$$N_Y = M_{S_r}(t) * N_{S_e}(-t) - N_{S_r}(t) * M_{S_e}(-t) \quad (4)$$

With the expression of the emitted signal given by (1) we have :  $M_{S_e}(t) = C(t)$ ,  $N_{S_e}(t) = 0$ , so:

$$M_Y(t) = M_{S_r}(t) * C(-t) \quad (5)$$

$$N_Y(t) = N_{S_r}(t) * C(-t) \quad (6)$$

Now it is easy to obtain instantaneous power of  $Y(t)$

$$P(t) = M_Y^2(t) + N_Y^2(t) \quad (7)$$

Fig. 1 gives a principle diagram of our experiment

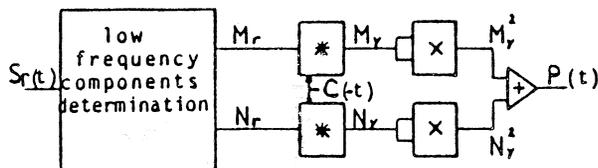


Fig. 1 : principle diagram of the experiment

The utilization of low frequency components leads to use two matched filters but it allows a lower sampling rate (now depending on  $M_Y$  and  $N_Y$  bandwidth) and a reduction of the coefficient register length. Let us explicit the method used to obtain low frequency components of the received signal.

#### 2) Obtaining the low frequency components [3]

The classical way is shown in fig. 2

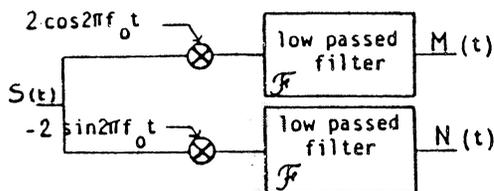


Fig. 2 : classical complex demodulation

We are deducing of this method an equivalent one which is very interesting in a digital technology. The fig. 2 shows that :

$$M(t) = 2 \mathcal{F} [ S(t) \cdot \cos 2\pi f_0 t ]$$

$$N(t) = 2 \mathcal{F} [ -S(t) \cdot \sin 2\pi f_0 t ]$$

Let us take the complex amplitude of  $S(t)$

$$A'(t) = M(t) + jN(t) = 2\mathcal{F}\{S(t) e^{2\pi j f_0 t}\} \quad (10-11)$$

$$A'(t) = 2 \int S(t-u) e^{2\pi j f_0 (t-u)} H(u) du \quad (12)$$

where  $H(u)$  is the impulse response of the filter. Separating in (12) the real and the imaginary part of  $A'(t)$ , and identifying with (10) we get:

$$M(t) = 2 \cos 2\pi f_0 t \int S(t-u) H(u) \cos 2\pi f_0 u du + 2 \sin 2\pi f_0 t \int S(t-u) H(u) \sin 2\pi f_0 u du \quad (13)$$

$$N(t) = -2 \sin 2\pi f_0 t \int S(t-u) H(u) \cos 2\pi f_0 u du + 2 \cos 2\pi f_0 t \int S(t-u) H(u) \sin 2\pi f_0 u du \quad (14)$$

from (14) and (15) we derive the principle diagram shown in fig. 3

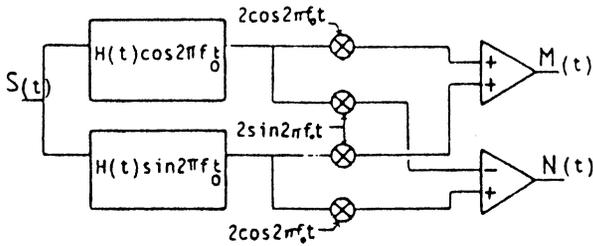


fig.3 : principle diagram.

Then we can sample  $M$  et  $N$  with a sampling rate equal to  $f_0/k$  ( $k$  is an integer) [4]. This is possible because  $M$  and  $N$  are low frequency functions. For the sampling instants  $t = nT$  ( $n=0,1, \dots$ )  $\cos 2\pi f_0 T = 1$  and  $\sin 2\pi f_0 T = 0$  and the simplified principle diagram is shown in fig. 4.

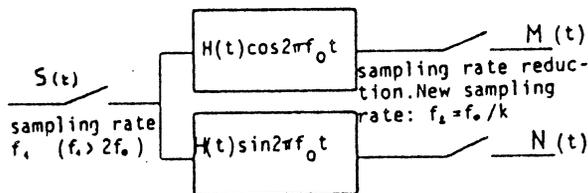


fig.4 : complex demodulation

At the input of the two filters the sampling rate is always depending on  $S(t)$ . On the other hand the computing rate of these filters is a function of the sampling frequency of  $M(t)$  and  $N(t)$ .

A particular use of the transversal filter is to calculate only the useful values (those which are not lost by sampling rate reduction).

Thus the limits of the computing speed are given by the bandwidth of the signal and not by the frequency carrier.

### 3) Realisation

The complete diagram of the experiment is presented in fig. 5. The likeness of this diagram with the principle diagram can be seen.

In our experiment we accumulate powers calculated from successive emissions in order to operate a statistical average. This processing is related to an experiment for studying an acoustical transmission between the sea bottom and the surface. The numerical values were:

Carrier frequency : 32 KHz  
 Bandwidth : 1 KHz  
 Duration : .5 sec  
 BT product : .512  
 Input sampling rate: 96 KHz  
 Calculus rate : 4 KHz  
 Number of coefficients of the filter  $\mathcal{F}$  : 128  
 Number of coef. of the matched filter : 2048  
 One filter needs 1 PTF, one matched filter 2 PTF

### CONCLUSION

The modular technology with the serial transmission allows assemblies for testing new signal processing techniques more rapidly than using a computer : real time is possible at audio rate and implementation is as easy as in analog techniques. Its qualities for studying the finite wordlength effects on the calculus precision (related to the ability of variable wordlength representation) have been mentioned.

Our example points out the natural equivalence between the functional diagram of the process and the assembly description : modules take the place of basic functions as additions, products, delays ... and the connections are the same. The real time check is easy by displaying the signal at any point of the process.

A signal process can be wired using only the digital modular technology but linking it with a minicomputer as in our example, permits more efficiency in usual cases. It is possible too, for the computer to use an assembly of modules as a fast arithmetic operator.

This technology has now been used at CEPHAG for the past three years. It stands up to the researchers expectations. Adding sophisticated modules as convolvers allows computation capabilities comparable with the ones of array processors. Using new integrated circuits matched with the elementary functions should permit faster and smaller sized devices.

### REFERENCES

- [1] J. LIENARD Conception d'un ensemble modulaire de traitement numérique du signal Colloque GRETSI - Nice 1979
- [2] J.P. HENRIQUX, F. VIAL, J. LIENARD Etude et réalisation d'un multiconvolueur. Rapport CEPHAG n°25/77
- [3] J.Y. JOURDAIN Démodulation complexe. Rapport CEPHAG n° 1/80
- [4] R.E. CROCHIERE, L.R. RABINER Interpolation and decimation of digital signals. A tutorial review Proceedings of IEEE, vol 69, n° 3, March 81

complex demodulation  
(by filtering and sampling  
rate reduction)

matched filtering

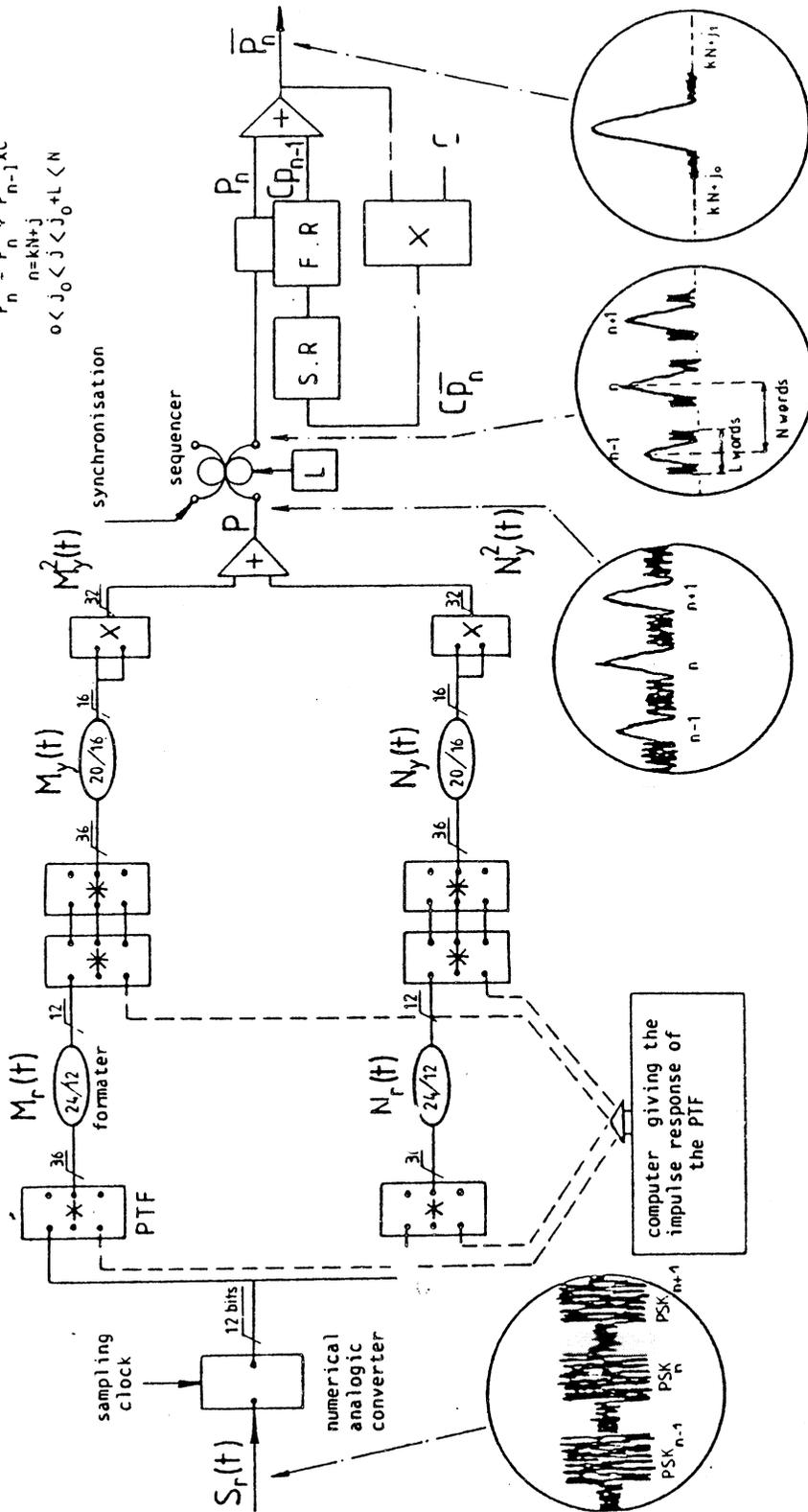
calculus of P

exponential average

$$\bar{P}_n = \frac{P_n + \bar{P}_{n-1}}{2} \times C$$

$$n = kN + j$$

$$0 < j_0 < j < j_0 + L < N$$



F.R: FIFO register allowing synchronisation before serial  
addition multiplier

S.R: Shift register

Fig 5: Diagram of the experiment



RESUME :

On expose les spécificités des besoins du traitement du signal, principalement en vitesse et interactivité. On propose une méthode de mise en oeuvre qui consiste à décrire le traitement au moyen d'un diagramme spatial ou le temps n'intervient pas, puis à le transformer en un diagramme spatio-temporel qui fournit lui-même un diagramme de réalisation. On peut ainsi obtenir le degré de parallélisme désiré. La méthode est illustrée par l'étude de différentes structures de corrélateurs. On décrit enfin une structure modulaire, utilisant une transmission série des données, destinée à l'expérimentation des traitements en laboratoire.

MOTS-CLES :

Traitement numérique du signal

Calcul parallèle

Structures modulaires



AUTORISATION DE SOUTENANCE

VU les dispositions de l'article 5 de l'arrêté du 16 avril 1974,

VU les rapports de présentation de Messieurs

- . M. BELLANGER, Professeur
- . J.L LACOUME, Professeur
- . G. MAZARE, Professeur

Monsieur LIENARD Joël

est autorisé à présenter une thèse en soutenance pour l'obtention du grade de  
DOCTEUR D'ETAT ES SCIENCES.

Fait à Grenoble, le 26 mai 1983

Le Président de l'U.S.M.G

Le Président de l'I.N.P.-G

31 MAI 1983

D. BLOCH



*M. Tanche*  
Le Président  
M. TANCHE

P.O. le Vice-Président,

*[Signature]*