

PARTIE CONFIDENTIELLE
DURÉE DE CONFIDENTIALITÉ 4 ANS (AVRIL 1995)

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE FLANDRES ARTOIS

pour obtenir le

DOCTORAT en ELECTRONIQUE

par

Michel VERCRUYSSE

**MESURE EN TEMPS RÉEL DE L'ORTHOGONALITÉ
DES FILS DE TRAME D'UN TISSU EN DÉFILEMENT
ET SON TRAITEMENT AUTOMATIQUE**

Soutenue le 12 avril 1991 devant la commission d'examen :

Mr.	L. RACZY	Président	
	J.P. DUBUS	Directeur de thèse	
	J. THIEL	Rapporteur	
	H. VU THIEN	Rapporteur	
	H. BECKSTEIN	Examineur	(Entreprise)
	H. THYM	Invité	(Entreprise)
	G. FISCUS	Invité	(Entreprise)

REMERCIEMENTS

Les travaux de recherche ont été effectués au sein de l'entreprise Mahlo en liaison avec le Laboratoire de Mesures Automatiques de l'Université des Sciences et Technique de Lille Flandres Artois.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance envers Monsieur le Professeur J.P. DUBUS qui a assuré la direction de ces travaux. Je le remercie de l'aide et du soutien qu'il m'a apportés.

Je suis particulièrement reconnaissant envers Monsieur le Professeur L.RACZY pour l'honneur qu'il me fait de présider le jury.

Je remercie Monsieur le Professeur H.VU THIEN du Conservatoire National des Arts et Métiers de Paris et Monsieur le Professeur J.THIEL de l'Université d'Orléans qui ont bien voulu en être rapporteurs.

Je remercie Monsieur le Docteur H.BECKSTEIN, directeur technique de l'entreprise, qui m'a donné tous les moyens voulus et nécessaires à leur mise en oeuvre et pour sa présence dans le jury.

J'exprime mes remerciements à Monsieur H.THYM, Président directeur général de l'entreprise, d'avoir accepté mon invitation ainsi que de la confiance et du soutien constamment témoignés.

Mes remerciements vont également à Monsieur G.FISCUS, directeur commercial de Mahlo-Ouest, sans lequel il m'eût été difficile de développer les idées nouvelles. Je tiens à lui exprimer une profonde reconnaissance.

Je remercie enfin tous les membres du laboratoire qui ont contribué sous différentes formes à l'aboutissement des travaux.

SOMMAIRE

- SOMMAIRE -
-PARTIE CONFIDENTIELLE-

(LA PARTIE PUBLIÉE EST COMPOSÉE DE LARGES EXTRAITS DES
CHAPITRES I, II ET III.)

INTRODUCTION.....	I
-------------------	---

CHAPITRE I
PRÉSENTATION DE LA RECHERCHE

I.1 CONTEXTE DE LA RECHERCHE.....	2
I.1.1 Appareil de mesure et de régulation du droit fil.....	2
I.1.2 Performances actuelles de l'organe de mesure.....	4
I.2 DÉFINITION DE LA RECHERCHE.....	6
I.3 LES ÉTOFFES.....	8
I.3.1 Les étoffes à fils rectilignes.....	8
I.3.2 Les étoffes à fils curvilignes.....	10
I.3.3 Les étoffes à fils mixtilignes.....	11

CHAPITRE II
LES CAPTEURS

II.1 ÉTAT DE LA RECHERCHE.....	14
II.1.1 Analyseur du signal de résonance magnétique nucléaire.....	14
II.2 ÉTUDE DES CAPTEURS EXISTANTS.....	16
II.2.1 Le compteur de duite.....	16
II.2.2 Le corrélateur optique.....	19
II.3 RÉFLEXION SUR UN NOUVEAU CAPTEUR.....	21
II.4 CHOIX DU CAPTEUR.....	22
II.5 CARACTÉRISTIQUES DU SIGNAL DE SORTIE DU CORRÉLATEUR OPTIQUE.....	24
II.5.1 Enveloppe du signal.....	24
II.5.2 Spectre du signal de texture trame.....	26
CONCLUSION.....	27

CHAPITRE III

ÉTUDE ET RÉALISATION D'UN ANALYSEUR

Première Partie

ANALYSE PRÉLIMINAIRE DU SIGNAL SUR ÉCHANTILLONS DE TISSUS

III.1 UTILITÉ DE L'ANALYSE SPECTRALE.....	29
III.2 ANALYSE PRÉLIMINAIRE DES SIGNAUX DE TEXTURES.....	31
III.2.1 Étoffes à fils rectilignes.....	31
III.2.1.1 Armure toile.....	31
III.2.1.2 Armures sergé et satin.....	41
III.2.2 Étoffes à fils curvilignes.....	43
III.2.3 Étoffes à fils mixtilignes.....	45
III.2.4 Tissus "Fantaisie".....	47
CONCLUSION (1 ^{ère} partie).....	50

Deuxième Partie

III.3 ÉTUDE ET RÉALISATION D'UN ANALYSEUR	51
III.3.1 Les principes d'analyse à court terme.....	52
III.3.2 Application de l'analyse à court terme.....	57
III.3.2.1 Établissement du temps de stationnarité.....	57
III.3.2.2 Estimation de T_s	57
III.3.2.3 Estimation de $\Delta\alpha$	59
III.3.2.4 Estimation de $E(\alpha)$	61
Conclusion.....	63
III.4 TECHNIQUES D'ESTIMATION SPECTRALE.....	64
III.4.1 Méthode du périodogramme.....	65
III.4.1.1 Consistance de l'estimation.....	66
III.4.2 Modélisation autorégressive.....	70
III.4.2.1 Méthode de l'autocorrélation.....	72
III.5 FILTRAGE.....	74
III.5.1 Le filtrage optimal.....	74
III.5.2 Filtrage numérique fréquentiel.....	76
III.5.2.1 Filtres récurrents passe-haut et passe-bande.....	76
III.5.2.2 Filtre différentiel et transformation de Hilbert..	78
III.5.2.3 Implémentation des filtres.....	80
III.5.3 Mesures de distances entre textures.....	81
III.5.3.1 Mesure basée sur le rapport de vraisemblance.....	81
III.5.3.2 Distance cepstrale.....	82
III.5.4 Moyennage.....	83
III.5.5 Lissage.....	85

III.6 ARCHITECTURE MATERIELLE ET LOGICIELLE DE L'ANALYSEUR.....	86
III.6.1 Définition du matériel.....	86
III.6.2 Commande en mode micro-pas du corrélateur optique.....	88
III.6.3 Optique: Mesure par réflexion.....	90
III.6.4 Les outils logiciels de développement.....	92
III.6.5 Liens entre matériel et logiciel.....	94

CHAPITRE IV

CONSTITUTION D'UNE BASE DE DONNÉES

IV.1 EXPÉRIMENTATION.....	99
IV.1.1 Le simulateur.....	
IV.1.2 Périodogramme et filtrage numérique.....	102
IV.1.2.1 Périodogramme.....	102
IV.1.2.2 Filtrage numérique.....	102
IV.1.2.3 Résultats des traitements numériques.....	104
Conclusion.....	108
IV.1.3 Modélisation autorégressive et mesures de distance.....	110
IV.1.4 1 Spectre du modèle AR.....	110
Conclusion: Choix d'une méthode d'analyse spectrale.....	110
IV.1.4.2 Mesures de distance entre textures.....	112
Conclusion: Choix du type de filtrage.....	112
IV.2 ÉTUDE STATISTIQUE GLOBALE.....	114
IV.2.1 Modélisation du signal.....	116
CONCLUSION.....	121

CHAPITRE V

ÉTUDE ET RÉALISATION D'UN MESUREUR PROTOTYPE

V.1 ÉTUDE DE L'ENVIRONNEMENT DE MESURE.....	123
V.2 FILTRAGE AUTO-ADAPTATIF.....	126
V.2.1 Concepts.....	126
V.2.2 Réalisation du filtre auto-adaptatif.....	127
V.2.2.1 Banque de filtres.....	127
V.2.2.2 Recherche de la fréquence de coupure.....	129
V.2.2.3 Discrimination spectrale.....	133
V.2.2.4 Analyse harmonique.....	137
V.3 ARCHITECTURE GLOBALE DU TRAITEMENT.....	141

V.4 RECONNAISSANCE DE FORMES.....	145
V.4.1 Méthode structurale de reconnaissance de formes.....	145
V.4.1.1 Les représentations.....	147
V.4.1.2 Sémantique.....	148
V.4.2 Ensemble d'apprentissage.....	153
V.4.2.1 Établissement des règles.....	153
V.5 CONDITIONNEMENT DE LA MESURE AU SITE.....	155
V.5.1 Problème des variations des déformations.....	155
V.5.2 Détection du changement de tissu.....	160
V.6 ESTIMATION DU COEFFICIENT DE MOYENNAGE DE LA MESURE.....	163
CONCLUSION.....	167

CHAPITRE VI

ÉTUDE DU FONCTIONNEMENT DU MESUREUR PROTOTYPE

VI.1 SYNOPTIQUE ET ORGANIGRAMME DE FONCTIONNEMENT.....	168
VI.1.1 Synoptique du mesureur.....	168
VI.1.2 Organigramme de la tâche de fond.....	172
VI.2 PHASE D'ACCROCHAGE.....	172
VI.3 PHASE DE POURSUITE.....	176
VI.3.1 Verrouillage du système.....	176
VI.3.2 Décision de mesure et diagnostic.....	178
VI.3.3 Détection du changement de tissu.....	182
VI.4 RÉSULTATS STATISTIQUES.....	186

CONCLUSION.....	188
-----------------	-----

ANNEXE I.....	189
ANNEXE II.....	191
ANNEXE III.....	193
ANNEXE IV.....	195
ANNEXE V.....	197

BIBLIOGRAPHIE.....	198
--------------------	-----

INTRODUCTION

INTRODUCTION

L'orthogonalité des fils de trame d'un tissu par rapport aux fils de chaîne est un paramètre qu'il convient de contrôler dans l'industrie du textile. Les tissus en provenance des métiers à tisser sont soumis à de nombreux traitements tels que le blanchiment, la teinture, l'impression et les apprêts. Lors de ces opérations d'ennoblissement, les tissus subissent des tractions ou des torsions qui déforment leur contexture; c'est le cas notamment du blanchiment, de la teinture en boyaux ou du foulage. Ces déformations sont généralement intolérables en confection ou simplement à l'utilisation du textile, par exemple pour les tissus à motif géométrique, le tissu mural, etc. Pour ces raisons, la profession a défini des normes dites de "droit fil" que les façonniers doivent respecter.

Pour corriger les déformations du tissu, les façonniers utilisent des machines appelées "redresseurs de trame" qui régulent la position du fil de trame; l'organe de mesure est constitué de détecteurs de trame tandis que l'organe de régulation est constitué de rouleaux droits et courbes pivotants. Le chapitre I consiste en une brève incursion dans le domaine du textile. Nous y décrivons une ligne d'ennoblissement standard où s'effectue la remise à droit fil, le principe de fonctionnement des redresseurs de trame et leurs performances de mesure, puis nous présentons les différentes catégories de tissu afin d'introduire la terminologie des textiles.

La mesure de l'orthogonalité pose des problèmes multiples pour les constructeurs de machines de régulation depuis plusieurs décennies, problèmes dus à la très grande variété des textiles. Les travaux de cette thèse visent à les résoudre par l'introduction des techniques numériques dans la chaîne de mesure en ayant pris soin, au préalable, de choisir le capteur le mieux approprié. Les capteurs détecteurs de trame sont étudiés dans le chapitre II.

Le capteur retenu est un corrélateur optique fonctionnant en éclairage incohérent. Il procède par balayage et fournit une image transformée *optimale* du tissu, dans le sens où son profil instrumental de mesure est adapté au fil de trame des tissus. En terme de filtrage, cette adaptation constitue le meilleur traitement optique. On peut donc considérer que les problèmes de mesure sont actuellement un pur problème de traitement du signal. Le chapitre III est consacré à l'étude et à la réalisation d'un analyseur numérique adapté. Pour ce faire, nous effectuons une analyse préliminaire des signaux de sortie du corrélateur afin de définir expérimentalement l'origine et le traitement théorique des problèmes. Cette analyse est décrite dans la première partie du chapitre. Dans la seconde partie, l'étude théorique des outils d'analyse et de traitement du signal est effectuée en vue de leur implémentation sur l'analyseur dont nous définissons également l'architecture matérielle et logicielle. L'exécution des traitements en temps réel qu'impose la mesure est rendue possible par l'utilisation de processeurs numériques du signal.

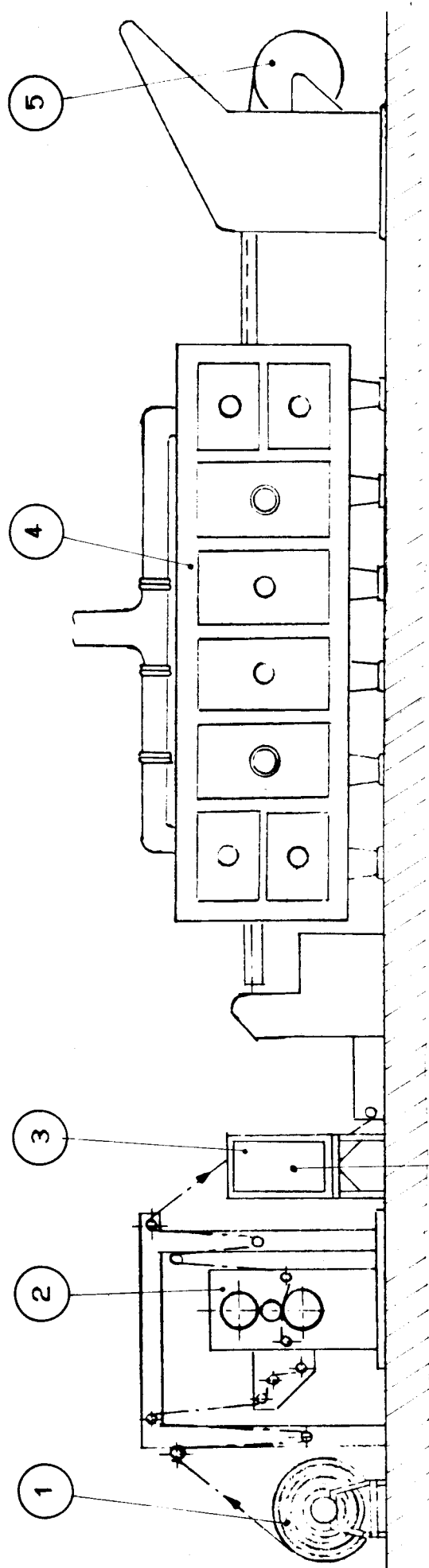
Le chapitre IV décrit la base de données constituée des résultats d'essais expérimentaux réalisés avec l'analyseur. Après examen de cette base, nous définissons le filtrage optimal et les traitements numériques nécessaires à la résolution des problèmes posés. Parmi ces traitements, nous pouvons citer le filtrage fréquentiel numérique, l'autocorrélation, la reconnaissance structurelle de formes et l'analyse spectrale. Enfin, un modèle mathématique du signal observé est proposé.

Le chapitre V consiste à définir l'architecture d'un mesureur prototype en tenant compte de son mode d'exploitation et de l'environnement de mesure; celui-ci introduisant de multiples non-stationnarités. Nous y décrivons l'étude et la réalisation d'un filtre auto-adaptatif, la mise en oeuvre de l'opérateur de reconnaissance structurelle de formes qui nécessite le développement d'une phase d'apprentissage et de classification, la mise en oeuvre d'une reconnaissance de formes par modélisation. Afin de maintenir la même précision de mesure quel que soit le tissu, on estime ensuite le coefficient de moyennage de cette mesure.

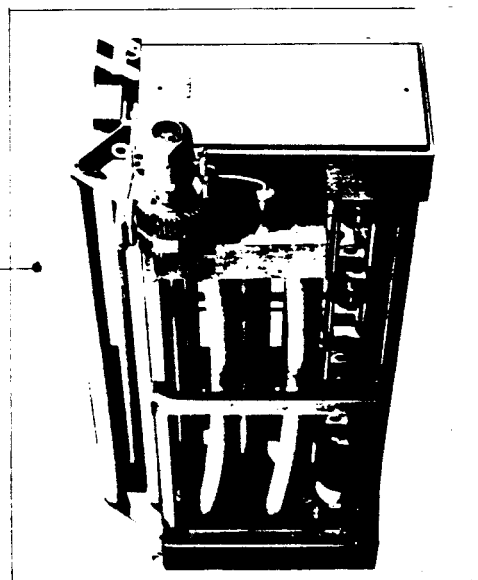
Dans le chapitre VI, nous présentons le synoptique complet du mesureur, puis nous décrivons son mode de fonctionnement. Enfin, un tableau de contingence est dressé de manière à illustrer les performances obtenues avec le mesureur prototype.

Pour clore cette étude, nous évoquons les conséquences immédiates et les possibilités d'avenir de nos travaux.

CHAPITRE I
PRÉSENTATION DE LA RECHERCHE



- ① Rouleau de tissu non traité
 ② Foulard d'apprêts
 ③ Redresseur de trame
 ④ Four de traitement (séchage, polymérisation...)
 ⑤ Rouleau de tissu traité



Unité de redressement ORTHOMAT

Fig. I-1

Dans ce chapitre, nous décrivons les domaines de la recherche puis nous donnons une brève description des étoffes afin d'introduire la terminologie textile utilisée dans la thèse.

I. PRÉSENTATION DE LA RECHERCHE

I. 1 CONTEXTE DE LA RECHERCHE

Le but de cette recherche est de résoudre les problèmes de la mesure d'orthogonalité des fils de trame d'un tissu par rapport aux fils de chaîne, les conditions de mesure étant fixées par le procédé industriel.

I. 1. 1 APPAREIL DE MESURE ET DE RÉGULATION DU DROIT FIL

Ligne d'achèvement des tissus

Les tissus en provenance des métiers à tisser subissent de nombreux traitements que l'industrie du textile désigne sous le terme "d'ennoblissement". Les principaux traitements sont le blanchiment, la teinture, l'impression et les apprêts. Lors de ces traitements, les tissus prennent des déformations dont l'origine peut être multiple: les traitements dits "en boyaux" où les tissus sont torsadés comme par exemple le blanchiment, le manque de parallélisme des rouleaux de guidage des machines, les tractions longitudinales mal réparties, etc.. C'est lors des opérations d'achèvement que ces déformations doivent être systématiquement corrigées afin de satisfaire le cahier des charges fixé par la profession et contenant les tolérances dites de "droit fil", cela pour chaque catégorie de tissu.

La figure I-1 ci-contre représente une ligne d'achèvement que l'on rencontre systématiquement chez les ennoblisseurs. Nous trouvons en position 3 l'appareil de mesure et de régulation de l'orthogonalité des fils de trame communément appelé *redresseur de trame*. Le rouleau de tissu (sec ou mouillé) est constitué de pièces cousues ensemble. La vitesse de passage peut varier de 5 à 100 m/mn en moyenne. Ceci fixe une première condition de mesure: *le tissu est en défilement*.

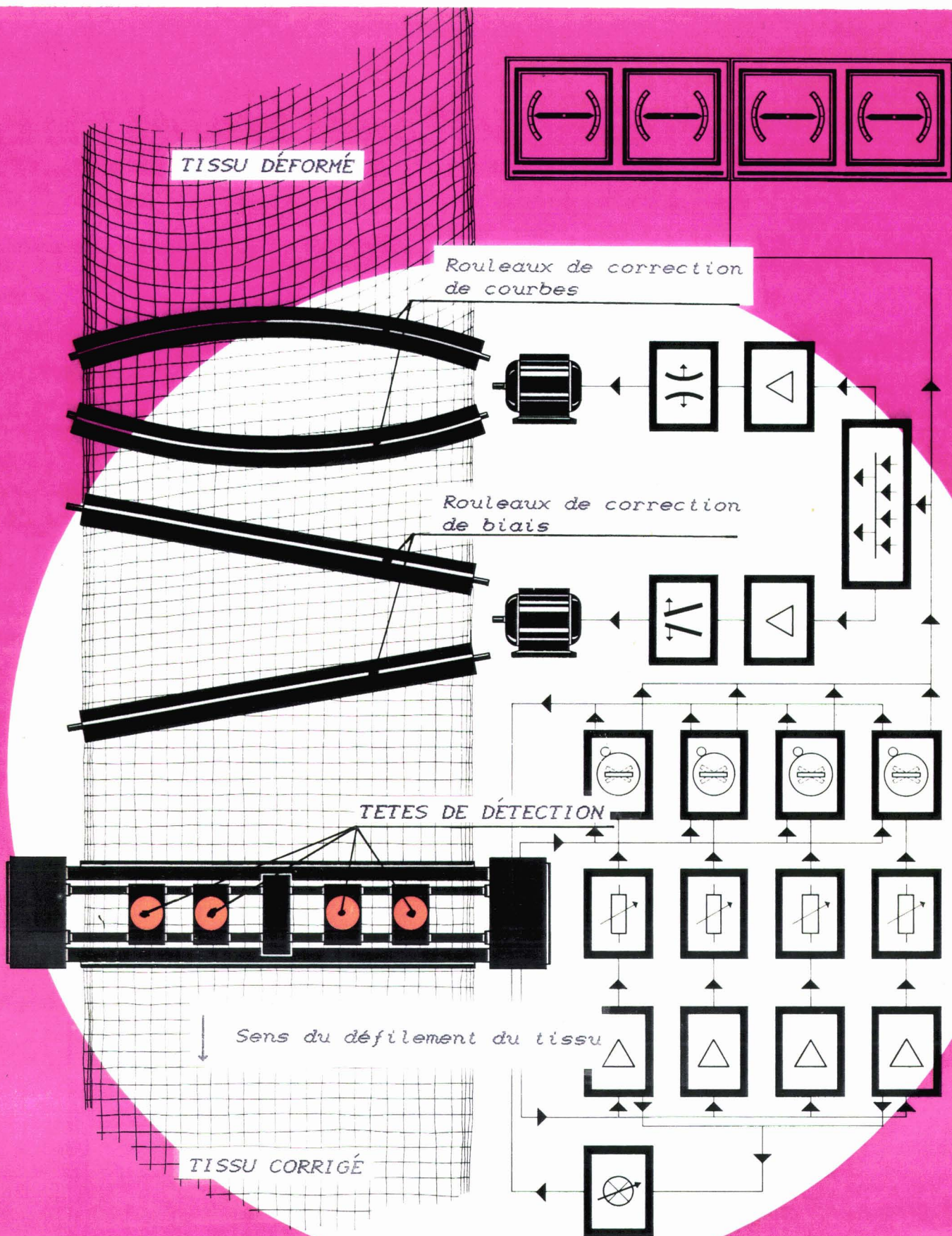


Fig. I-2
Synoptique de fonctionnement du redresseur de trame.

Principe de fonctionnement du redresseur de Trame

Le principe de fonctionnement apparaît sur la figure I-2 qui représente de façon symbolique le système équipé d'un organe de mesure constitué de quatre têtes de détection (huit est un maximum), et d'un organe de régulation mécanique constitué de rouleaux de correction de la position des fils de trame du tissu. Les rouleaux sont commandés hydrauliquement de manière à corriger le plus rapidement possible les déformations existantes. Les têtes de lecture sont réparties uniformément sur la largeur du tissu. Elles contiennent un détecteur de texture. Une chaîne de mesure traite le signal délivré par le capteur et délivre pour chacune d'entre-elles une mesure de l'orthogonalité, matérialisée par un signal proportionnel à l'angle de déformation. Tous les signaux sont ensuite algébriquement sommés pour former une commande séparée des rouleaux de correction de biais et de courbes. La régulation s'effectue par des régulateurs PI.

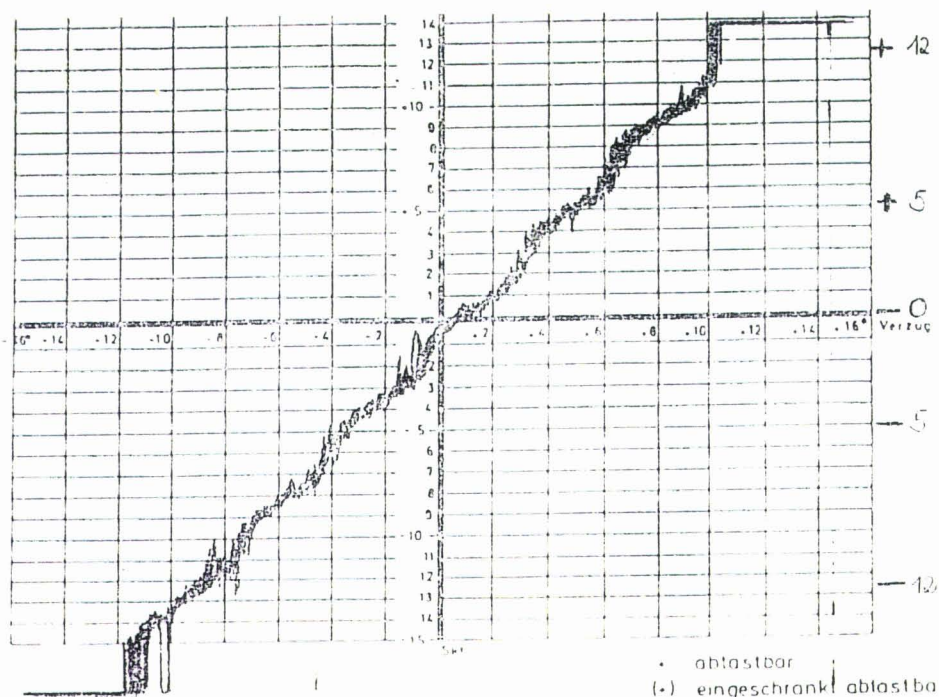
Mesure en temps réel

La longueur des redresseurs de trame est de l'ordre de trois mètres. Pour une vitesse de machine de 120 mètres par minute, la durée (idéale) de mesure doit être inférieure à 1.5 seconde; ce qui nécessite une mesure en temps réel. Cela fixe une deuxième condition de mesure: *la mesure doit s'effectuer en temps réel.*

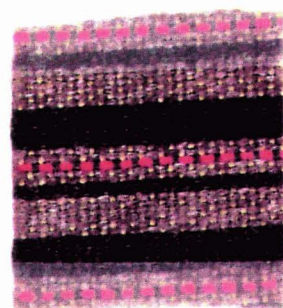
Ce type d'installation répond en grande partie aux exigences de droit fil imposées par le marché (tolérance de 1 %, voire de 0,5 % pour les plus exigeants). Il existe d'autres dispositifs mécaniques qui s'appuient sur les propriétés intrinsèques des tissus, par exemple les forces d'élasticité. Ces derniers dispositifs sont néanmoins beaucoup moins nombreux.

I. 1.2 PERFORMANCES ACTUELLES DE L'ORGANE DE MESURE

La société allemande **MAHLO** fabrique depuis de nombreuses années des redresseurs de trame et détient le leadership sur ce marché. Actuellement, le capteur utilisé est un corrélateur optique oscillant fonctionnant en éclairage incohérent, et la chaîne de mesure associée comporte une partie analogique qui traite le signal et une partie numérique qui est essentiellement destinée à la visualisation des mesures.



+ ablastbar
 (+) eingeschränkt ablastbar
 - nicht ablastbar



Bemerkungen:

Leuchtsignal Dämpfung

U-Dämpfung:

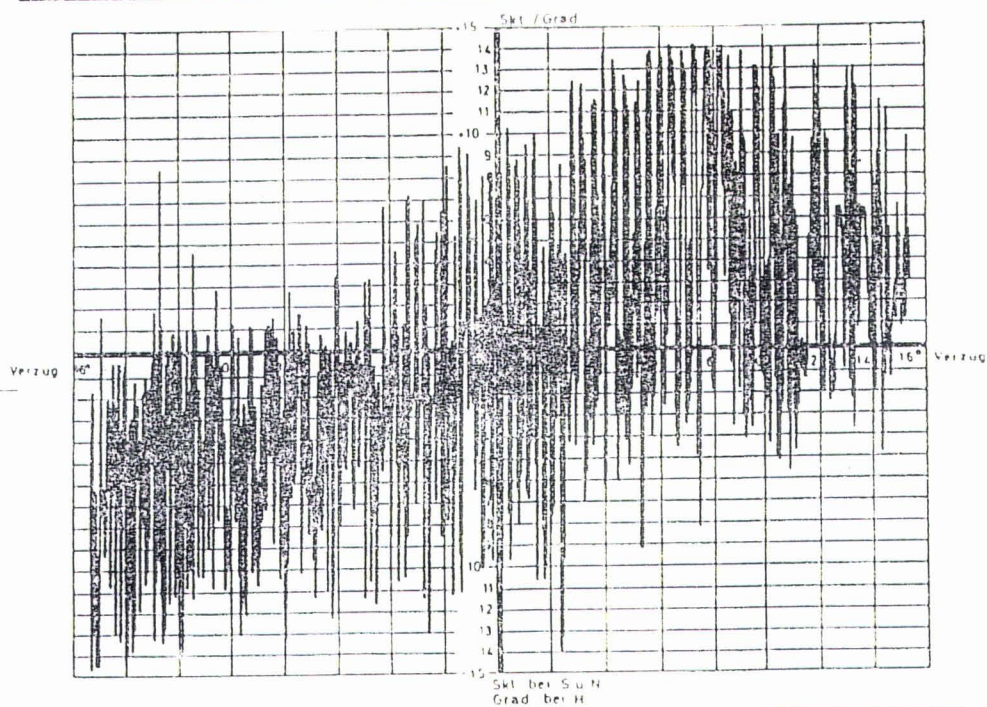
3 - Rotstellung

Datum:

Prüfer:

Besonderheit	Detector-Typ	V-Test m/min	Licht Volt	Empfind. Lichtkeil	Trocken Test	na Test	na Erg
	608 N						
	608 NF						
	608 NV						
	608 NF V						
	515						
	515 F						
	515 V						
	515 F V						
	515 H 20					X	I
	515 HF 20					X	I

Fig. I-3



+ ablastbar
 (+) eingeschränkt ablastbar
 = nicht ablastbar

Besonderheit	Detector-Typ	V-Test m/min	Licht Volt	Empfind. Lichtkeil	Dämpf. ung	Trocken Test	na Test	na Erg
	515 H							
	515 HF	36	102		25%			X

Exemples de courbes de détection



Fig. I-4

La figure I-3 donne le résultat d'un test de mesure effectué en laboratoire (ces tests sont quotidiennement effectués sur les tissus difficilement détectables). La figure est accompagnée d'une photographie du tissu sous test. L'axe des abscisses est gradué en degrés d'angle; celui des ordonnées par une échelle linéaire. Pour cet exemple, la courbe est quasi-linéaire et considérée satisfaisante; le signal en sortie de chaîne de mesure est proportionnel à l'angle de déformation. Statistiquement on estime que 75 % des articles textiles possèdent ce type de réponse. Les figures I-4, I-5 et I-6 représentent des catégories de problèmes que l'on rencontre. La figure I-4 donne un exemple où le signal de sortie est fortement bruité, tandis que les figures I-5 et I-6 montre un signal haché où se produisent des inversions de polarité qui rendent impossible l'utilisation du système de régulation en automatique.

I. 2 DÉFINITION DE LA RECHERCHE

BUT DE LA RECHERCHE

Le but de la recherche est de trouver une solution générale aux problèmes posés par ce type de mesure en respectant le contexte industriel décrit ci-dessus. En d'autres termes, élargir de façon notable la palette des tissus dits "détectables".

DOMAINE DE LA RECHERCHE

Visant à résoudre le maximum de problèmes, nous estimons qu'une technique entièrement numérique doit être introduite, c'est-à-dire que nous allons utiliser les techniques de traitements numériques du signal et la puissance des processeurs de signaux numériques afin de respecter le critère du temps réel.

TRAVAIL DE RECHERCHE

La recherche se limite au développement de la chaîne de mesure numérique associée à son capteur, celui-ci est également à définir, en respectant les contraintes financières fixées par les problèmes de commercialisation.

Nous donnons ci-après une brève description des tissus de manière à fixer la terminologie textile employée.

I. 3 LES ÉTOFFES

Le contrôle de l'orthogonalité s'effectue sur tous les types d'étoffes excepté les étoffes non-tissées. On distingue trois grandes catégories:

- 1) Les étoffes à fils rectilignes,
- 2) Les étoffes à fils curvilignes,
- 3) Les étoffes à fils mixtilignes.

I. 3. 1 LES ÉTOFFES À FILS RECTILIGNES (*Les Tissus*)

Il s'agit des tissus plans et des tissus à fils relevés. Ils sont formés, sur les métiers à tisser, par l'entrecroisement perpendiculaire et alternatif des fils de chaîne et de trame (le fil de trame est aussi appelé *duite*). Le mode d'entrecroisement des fils est appelé "*armure*" et on distingue trois armures fondamentales:

La toile, le sergé, le satin

Le rapport d'armure est un paramètre important pour le tissage. Il fixe le nombre de fils de chaîne et le nombre de fils de duites après lesquels l'armure se repète.

La figure I-7 représente une armure *toile*. Les fils de chaîne sont recouverts alternativement par les fils de trame lancés par la navette du métier à tisser.

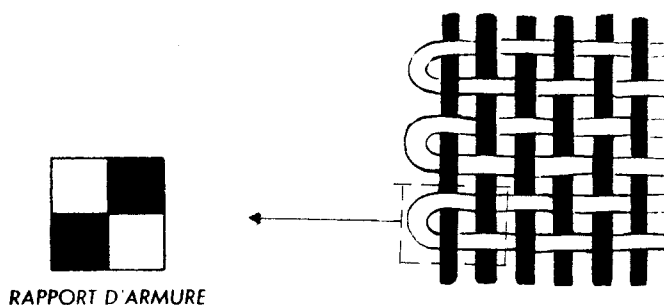
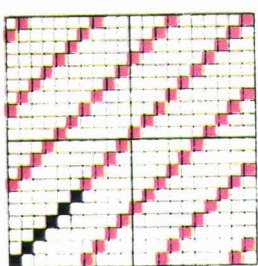
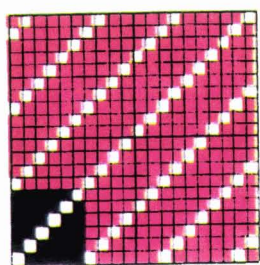


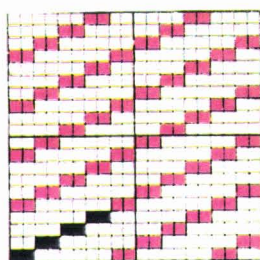
Fig. I-7
Armure Toile



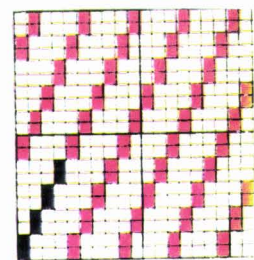
Effet chaîne



Effet trame



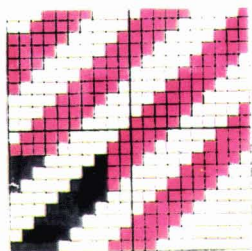
Compte double du duitage
Rapport armure 8 fils: 4 duites



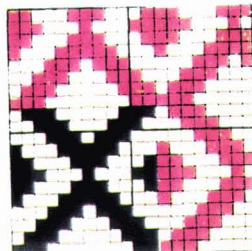
Duitage double du compte
Rapport armure 4 fils: 8 duites

SERGÉ DE 6

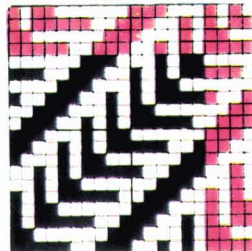
Rapport armure 6 fils: duites



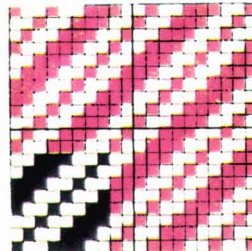
Croisé



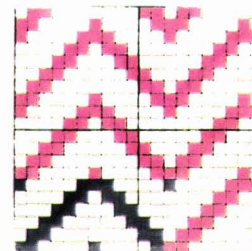
Losanges



Façonné

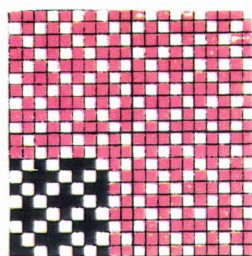


Nervures
multiples

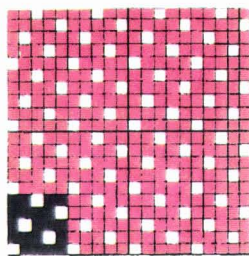


Chevrons

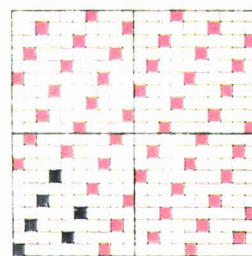
Fig. 1-8
Armure Sergé



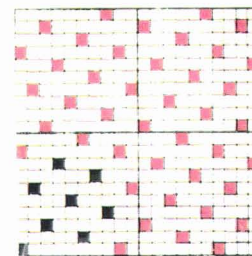
SATIN DE 5
Effet trame



SATIN DE 5
Effet chaîne

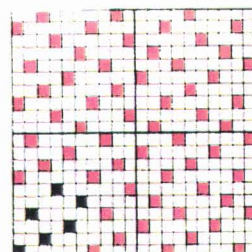


SATIN DE 7

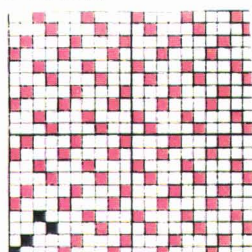


SATIN DE 8

SATINS IRREGULIERS



SATIN DE 6



SATIN DE 4

Fig. 1-9
Armure Satin

Le *sergé* est une armure où les fils sont moins liés que ceux de la *toile* et forment des brides flottantes. Des exemples sont donnés à la figure I-8 ci-contre.

Les rapports d'armure apparaissent en noir sur chaque dessin.

L'armure *satén*, représentée à la figure I-9, se distingue par le fait qu'une série de fils couvre une autre série de fils en grande partie. Comme nous pouvons le constater sur les figures ci-contre, le sergé et le satin se caractérisent par un effet oblique; ce sont les côtes du tissu.

D'autres armures, dérivées de ces armures fondamentales, existent: double face, double étoffe, tels que velours, tissu éponge, damassés, brochés, piqués [réf. 7].

I. 3. 2 LES ÉTOFFES À FILS CURVILIGNES (*La maille*)

L'industrie qui fabrique ces articles s'appelle la *bonneterie*. Les étoffes sont formées d'un ou de plusieurs fils repliés en boucles s'agrafant les unes dans les autres pour former des mailles. Elles ont une très grande élasticité et se déforment facilement. Il y a deux types de tricot:

a) Les tricot cueillis

Ce sont des articles réalisés avec un seul et même fil. Ils sont obtenus par une succession de boucles formées par le fil. La figure I-10 donne un exemple.

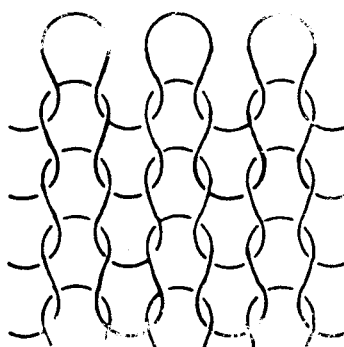


Fig. I-10
Tricot cueilli

b) Les indémaillables

Ces articles sont constitués par un ensemble de fils, comme les fils de chaîne d'un tissu, chaque fil faisant sa maille. L'article est moins déformable et plus solide. La figure I-11 représente un tricot chaîne.

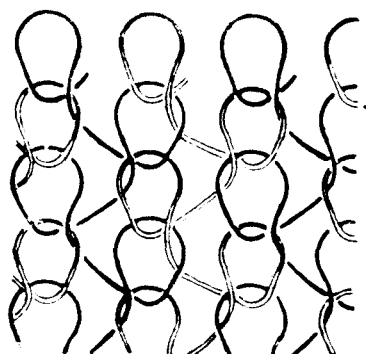


Fig. I-11
Tricot chaîne

I. 3. 3 LES ÉTOFFES À FILS MIXTILIGNES

On distingue trois catégories:

Le tulle, la guipure, la dentelle

a) Fabrication du tulle

Elle est réalisée par le travail des fils de chaîne et de trame dont la direction de déplacement n'est pas perpendiculaire comme dans les tissus. Un exemple est donné Fig. I-12.

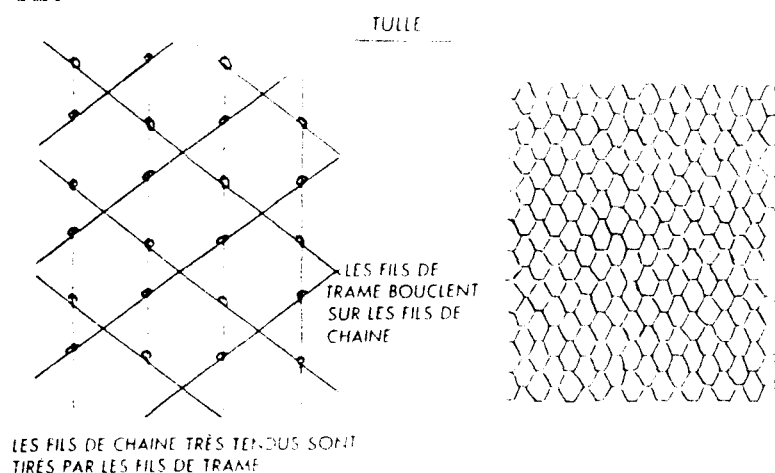


Fig. I-12
Le tulle

b) Fabrication de la guipure

La guipure est fabriquée sur un métier à tulle qui permet l'intervention de tous genres de fils (fils brochés, fils de liage...). Un exemple est donné Fig. I-13.

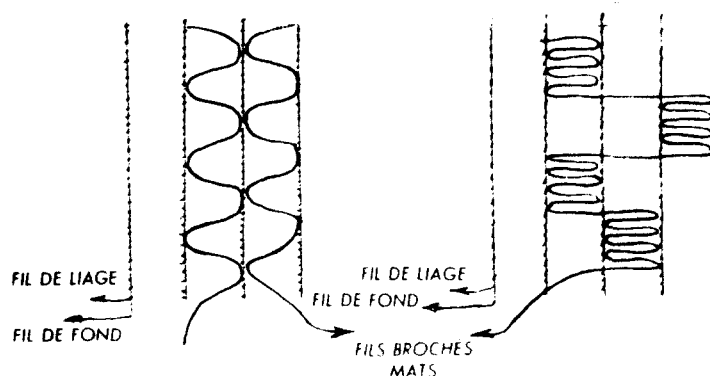


Fig. I-13
La guipure

c) Fabrication des dentelles

Elles comprennent trois genres de fils: les fils de chaîne qui forment le fond de la dentelle, les fils brodeurs et les fils guipures pour exécuter le dessin. Un exemple est donné figure I-14.

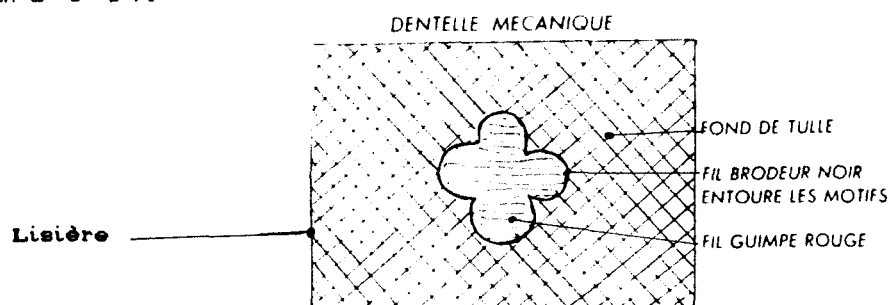


Fig. I-14
La dentelle

Pour ce type d'articles, c'est l'alignement des motifs qui est le paramètre du droit fil. Il peut être obtenu par le contrôle de l'orthogonalité du fil guimpé par rapport aux lisières.

Cette description des étoffes, quoique brève et se limitant aux grands groupes, montre néanmoins la très grande diversité des textiles, diversité à l'origine des difficultés de la mesure de l'orthogonalité.

Dans ce premier chapitre nous avons présenté le but et l'environnement de notre recherche, et introduit la terminologie du textile. Avant de pouvoir envisager l'étude de la chaîne de mesure, il faut définir le capteur, ce que nous proposons de faire dans le chapitre II.

CHAPITRE II

LES CAPTEURS

Le capteur étant l'élément de base de la mesure, son choix est très important. Il faut s'assurer que le capteur choisi soit bien adapté à la mesure; il serait en effet inutile de développer une chaîne de mesure si par le fait d'un capteur mal choisi, cette chaîne devenait rapidement obsolète. Trois approches sont possibles:

- État de la recherche dans le domaine,
- Effectuer une étude des capteurs existants,
- Réflexion sur un nouveau capteur.

II. 1 ÉTAT DE LA RECHERCHE

Nous nous sommes limités aux derniers résultats de recherche ayant fait l'objet d'un brevet d'invention. Ils concernent le développement d'un capteur utilisant le principe de la résonance magnétique nucléaire. Ce capteur est décrit ci-après.

II. 1. 1 ANALYSEUR DU SIGNAL DE RÉSONANCE MAGNÉTIQUE NUCLÉAIRE

Le principe physique utilisé est celui de la résonance des noyaux. Sous l'action d'un champ magnétique extérieur statique H_0 et d'un champ haute fréquence de pulsation $\omega = 2 \cdot \pi \nu$ satisfaisant l'équation $h\nu = 2\mu H_0$ où h est la constante de Planck et μ le moment magnétique du noyau, les protons peuvent transiter à l'état haut. Il y a absorption d'énergie. Quand l'excitation est stoppée, une partie des protons revient à l'état bas; c'est la source du signal fondamental en RMN [réf. 11]. La description qui suit est tirée du brevet d'invention du 25.6.1986 [réf. 6]:

"Cet appareil est caractérisé en ce qu'il comprend des moyens 5,6 (voir figure II-1) pour produire un champ magnétique statique (H) d'intensité uniforme en travers du tissu, ces moyens définissent une fenêtre magnétique de mesure allongée dans le sens des fils de trame (1), une bobine haute fréquence (7) allongée reliée à un oscillateur haute fréquence (8) et à un analyseur (9) du signal de résonance magnétique nucléaire capté par la bobine (7), cette bobine étant disposée de manière à produire dans la fenêtre magnétique de mesure, un champ

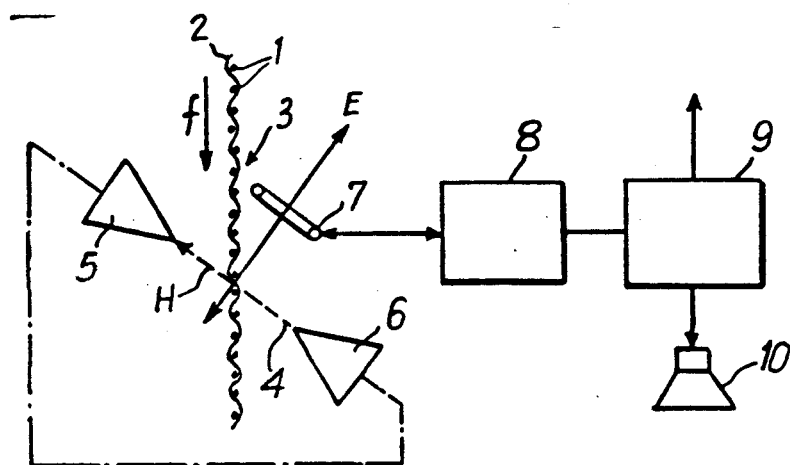


Fig. II-1
Résonance magnétique nucléaire

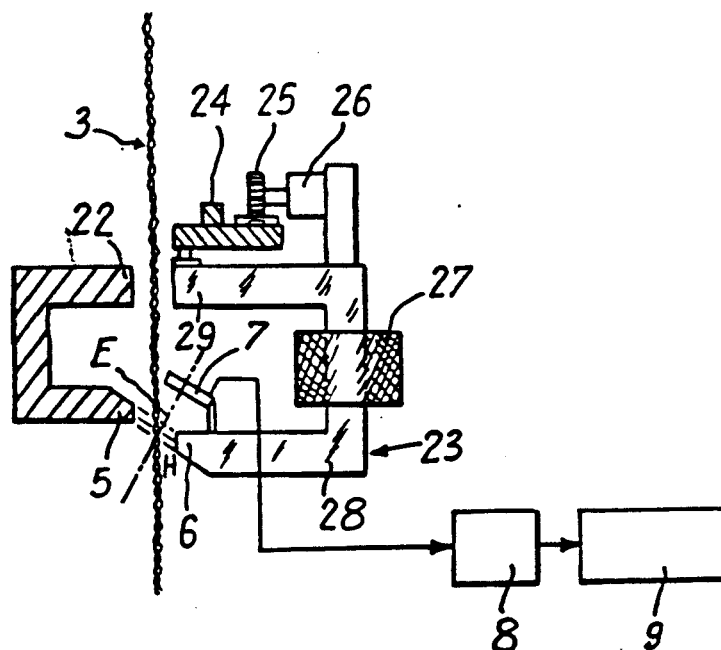


Fig. II-2
Réalisation du capteur à RMN

électromagnétique alternatif de haute fréquence (E) perpendiculaire au champ magnétique statique (H)."

Le signal de mesure engendré par le phénomène de résonance magnétique nucléaire des atomes des fils de trame est ensuite analysé. La figure II-2 donne un exemple de réalisation.

Résultats

D'après le compte-rendu, ce capteur a été utilisé avec succès pour la détection des velours jusqu'alors indétectables avec les capteurs existants. Néanmoins, les instituts de recherche concernés ont, selon l'inventeur, interrompu leur recherche dans ce domaine, incriminant le temps de relaxation (retour du milieu à l'équilibre) empêchant la mesure dans les conditions industrielles.

II. 2 ÉTUDE DES CAPTEURS EXISTANTS

Les capteurs existants sont fondés sur un même principe optique qui consiste à former l'image du fil de trame sur une fente, derrière laquelle est placée une cellule photo-électrique. Deux principes de mesure sont utilisés:

- Mesure par comptage,
- Mesure par détection d'enveloppe du signal de trame.

II. 2. 1 LE COMPTEUR DE DUITÉ

Ce capteur, introduit par *LA-PIERRE* [réf.2] est l'un des plus anciens. Son principe repose sur le comptage des fils de trame. Sur l'un des côtés du tissu sont placés deux diaphragmes en forme de parallélogramme (cf. fig. II-3) dont les axes principaux sont orientés symétriquement par rapport au sens du défilement du tissu. Un trait lumineux balaye la surface des deux diaphragmes. De l'autre côté du tissu sont disposées deux cellules photoélectriques en regard des parallélogrammes.

Dans le cas où le tissu est en défilement à la vitesse V , et soit v la vitesse de déplacement du trait lumineux, on montre [réf.2] que:

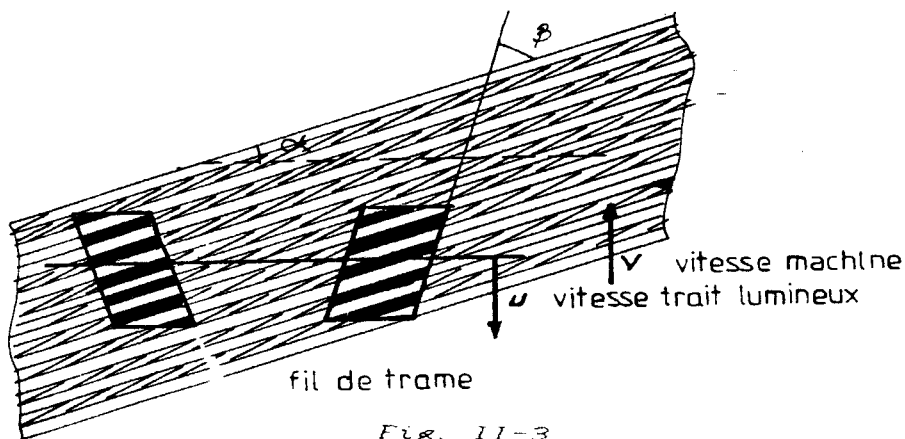


Fig. 11-3
Principe du comptage

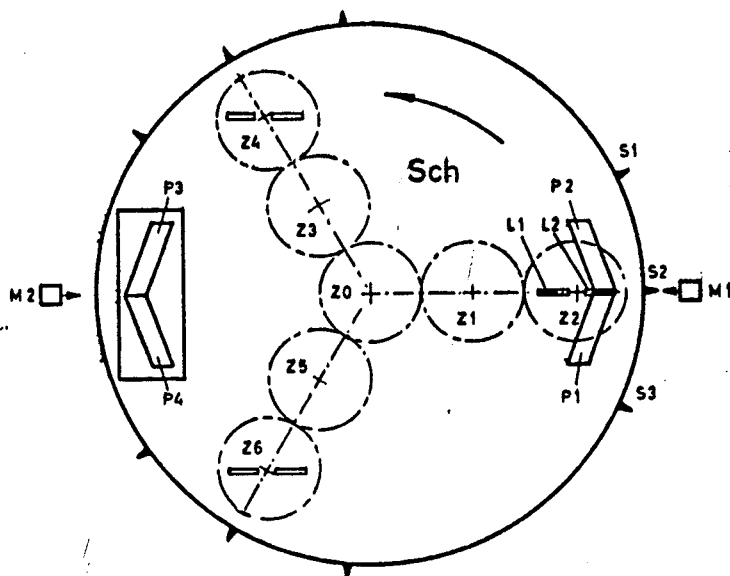


Fig. 11-4
Réalisation du compteur de duites

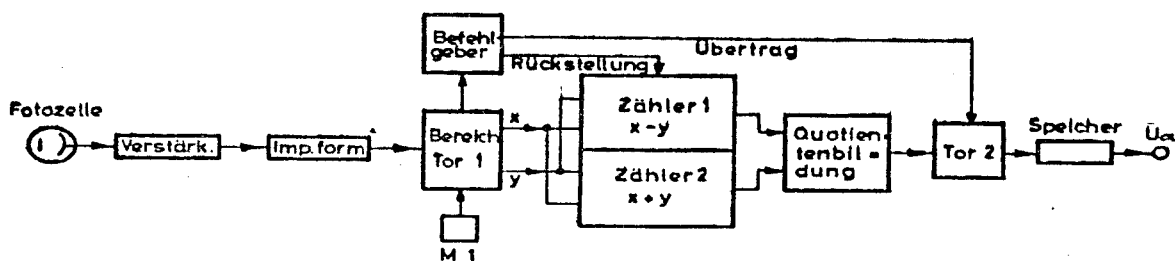


Fig. 11-5
Chaîne de mesure du compteur de duites [réf. 2]

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{x-y}{x+y} \left(1 + \left| \frac{V}{v} \right| \right) \operatorname{tg} \beta \quad V \text{ et } v \text{ de signe opposé}$$

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{x-y}{x+y} \left(1 - \left| \frac{V}{v} \right| \right) \operatorname{tg} \beta \quad V \text{ et } v \text{ de même signe}$$

x et y sont respectivement le nombre de fils dans chacun des parallélogrammes.

A condition de maintenir le rapport $\frac{V}{v}$ constant, ce dispositif, à partir des mesures x et y , donne l'angle α recherché.

Réalisation

La figure II-4 montre un exemple de réalisation. On pourra trouver une description détaillée du principe de fonctionnement dans [réf.2]; nous ne mentionnons que l'essentiel puisque ce capteur n'a pas été retenu. Lors de la rotation du disque (Sch), la position des lentilles L_1 et L_2 reste horizontale; cette position détermine l'axe de référence. Si les fils de trame du tissu sont parallèles à l'axe, le nombre de fils est identique à l'intérieur de chaque parallélogramme. La chaîne de mesure est représentée figure II-5. Deux compteurs sont utilisés pour le calcul de $(x-y)$ et $(x+y)$. Le comptage est synchronisé par M_1 qui génère les impulsions de démarrages et d'arrêts du comptage au passage de S_1 , S_2 ou S_3 devant M_1 . Afin de maintenir le rapport V/v constant, la vitesse de rotation du disque est proportionnelle à la vitesse V du tissu. Enfin, pour augmenter le nombre de mesures par tour du disque, deux autres ouvertures (P_3 et P_4) sont créées.

Résultats

Ce type de capteur a été expérimenté dans les travaux de thèse [réf. 2]. Les résultats sont les suivants:

- Le comptage est juste pour les tissus à armure toile.
- Le nombre de fils ne doit pas dépassé 20 à 30 fils par centimètre. Au delà, le comptage est erroné. Cela est dû à l'irrégularité des interstices lorsque le nombre de fils de trame/cm est important.
- Le nombre de fils ne doit pas descendre en dessous de 10 fils par centimètre. En dessous, le comptage est erroné, notamment dans le cas des tissus lainés.

II. 2. 2 LE CORRÉLATEUR OPTIQUE

Suivant la description donnée dans [réf. 2], le principe est le suivant:

En éclairant un tissu par transparence, on obtient des rayures sombres et claires correspondant aux fils de trame non transparents à la lumière et à leurs interstices transparents à la lumière. Si l'on forme l'image du tissu en défilement sur une fente derrière laquelle est placée une cellule photo-électrique, le maximum de modulation est obtenu lorsque la fente est parallèle aux fils de trame (la position de fente est totalement corrélée avec la position du fil de trame).

Réalisation (cf. fig.II-6)

L'objectif est constitué d'une lentille cylindrique. La fente, la lentille et la cellule photo-électrique sont solidaires. Le grandissement est de deux. La largeur de fente étant de $300\text{ }\mu\text{m}$, la résolution sur tissu est de $150\text{ }\mu\text{m}$. Le tissu est éclairé par transparence. L'ensemble optique est monté sur un pendule commandé par un dispositif électromagnétique; le corrélateur balaye par conséquent une surface angulaire du tissu. L'angle de balayage est actuellement de 30° . Le principe de mesure consiste à localiser le maximum de modulation par rapport à la position moyenne du pendule. Pour ce faire, le maxi-maximum de la courbe enveloppe du signal est recherché. C'est le principe du maximum d'amplitude.

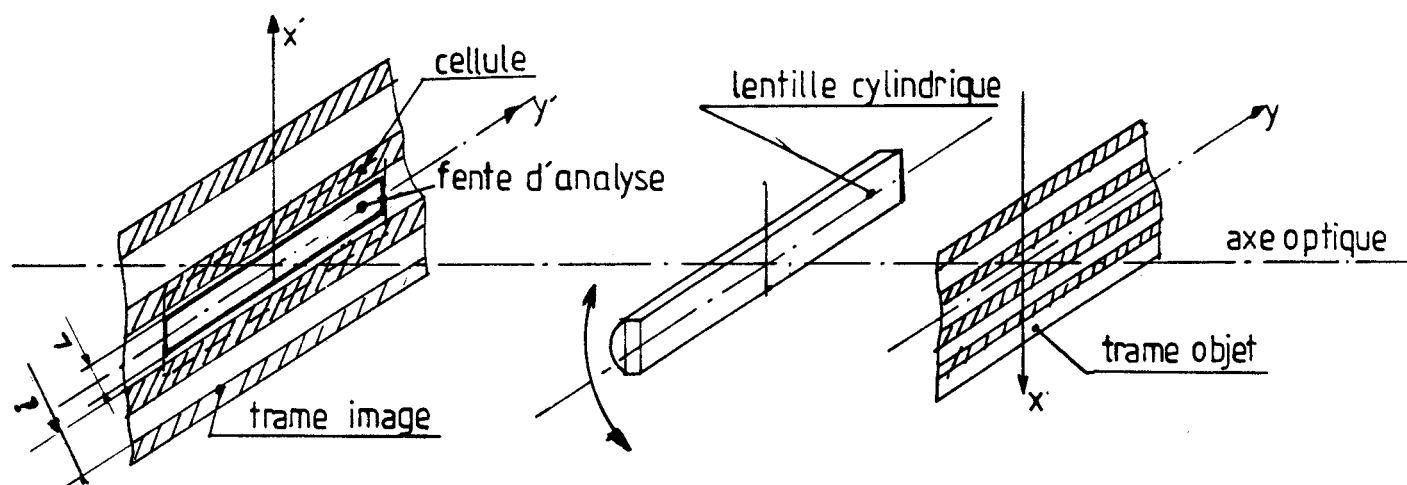


Fig.II-6
Corrélateur optique

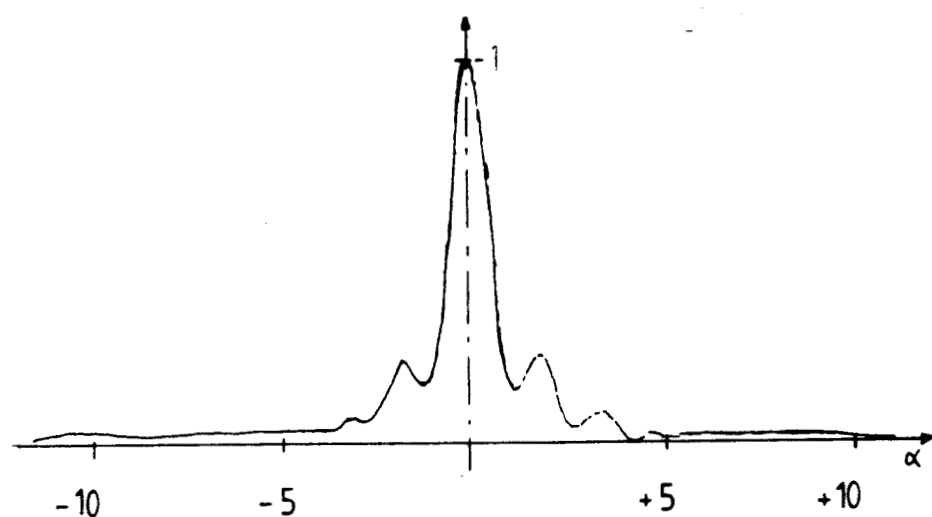


Fig. 11-7
Enveloppe du signal délivré par le corrélateur sur tissu à armure toile.

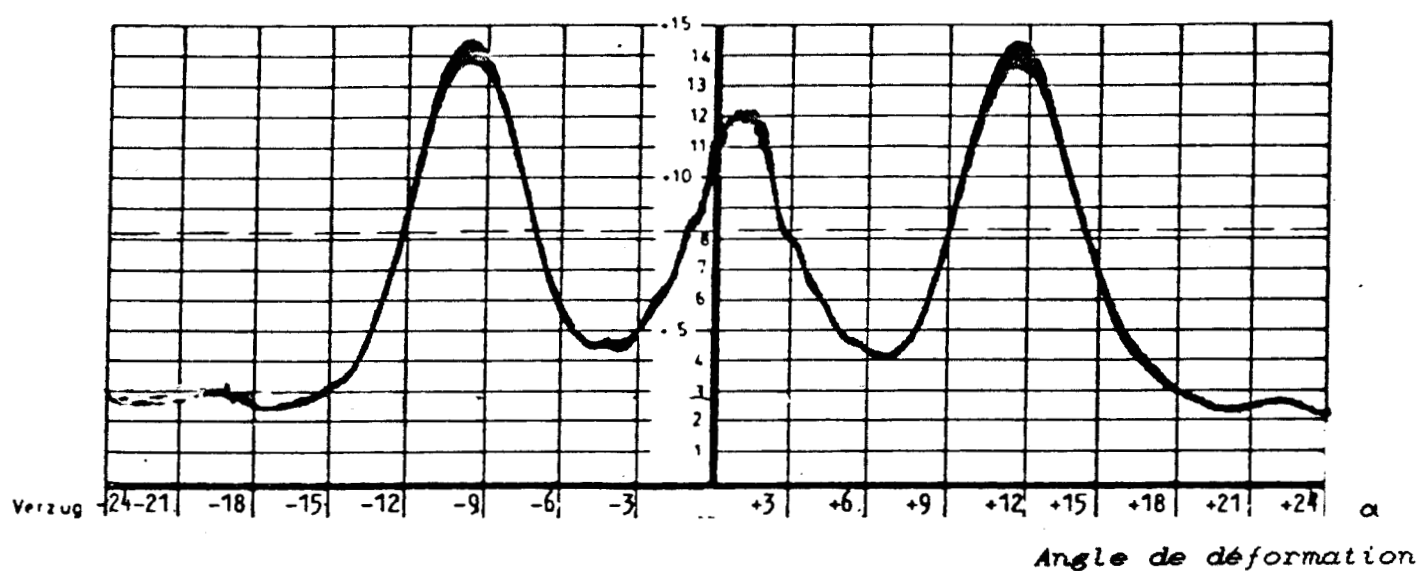


Fig. 11-8
Enveloppe du signal obtenu sur un tissu velours

La figure II-7 montre un exemple (tiré de [réf.21]) d'enveloppe du signal obtenu sur un tissu à armure toile (type canevas) où les fils de trame sont parfaitement rectilignes. La courbe contient un lobe principal avec des lobes secondaires de faible amplitude.

Résultats

La courbe de réponse du corrélateur (enveloppe du signal), donnée en exemple ci-dessus, est obtenue *pour 75% des articles textiles*; la largeur à mi-hauteur varie en fonction du nombre de fils par centimètre (cf. paragraphe II.5], mais le maxi-maximorum appartient toujours à l'enveloppe du signal de texture trame.

Les problèmes de détection liés à ce principe se produisent lorsque l'enveloppe du signal est plate ou comporte plusieurs maxima d'égale amplitude. C'est le cas de l'exemple II-8 obtenu sur un velours côtelé où apparaissent trois sommets correspondant à trois textures. La texture trame étant représentée par le sommet du milieu et le principe du maxi-maximorum étant utilisé, on s'aperçoit que la mesure de position de trame est non seulement erronée (biais de mesure) mais elle est de plus aléatoire car les amplitudes des sommets extérieurs sont d'égale amplitude (biais aléatoire). D'autres exemples seront donnés par la suite puisque ce capteur a été retenu.

II. 3 RÉFLEXION SUR UN NOUVEAU CAPTEUR

Le profil instrumental des capteurs optiques ou magnétiques étant adapté à la forme du fil, on peut donc, en terme de filtrage, dire que le traitement optique est optimal par analogie avec le filtre adapté à un signal de forme connue, filtre dont la réponse impulsionnelle est une réplique retardée du signal. On peut cependant simuler ce profil par algorithme si on utilise un capteur matriciel type CCD sur lequel on vient former l'image agrandie du tissu:

Avantage:

-Le capteur est fixe (le dispositif de balayage est supprimé).

Inconvénients:

-Temps de pose

Ce type de capteur nécessite un temps de pose minimum. En supposant une résolution de $150\text{ }\mu\text{m}$ et admettant un "bouger" de $75\text{ }\mu\text{m}$, pour une vitesse de tissu de 60 m/mn , cela correspond à un temps maximum de pose de $75\text{ }\mu\text{s}$, incompatible avec les capteurs CCD actuels.

-Coût de réalisation

Il est possible de résoudre le problème de la durée de pose en utilisant une source lumineuse de type diode laser de puissance à impulsion. Hormis la difficulté technique de mise en oeuvre, les coûts seraient à ce jour démesurés.

-Former une image macroscopique sans aberrations nécessite l'utilisation d'objectif de très bonne qualité, donc des coûts supplémentaires. Il en est de même pour la source lumineuse.

-Le traitement est bidimensionnelle; ce qui nécessite un matériel encore aujourd'hui très coûteux.

II. 4 CHOIX DU CAPTEUR

Ni les recherches récentes et connues, ni nos propres recherches n'ont apporté de nouvelles solutions adaptées à nos besoins. Cependant l'apparition d'un nouveau capteur ne peut pas être exclue à l'avenir. Les concepts de notre chaîne de mesure doivent par conséquent pouvoir s'adapter, ce qui implique que -dans sa conception- la chaîne de mesure soit:

- indépendante du capteur,
- basée sur le capteur "idéal".

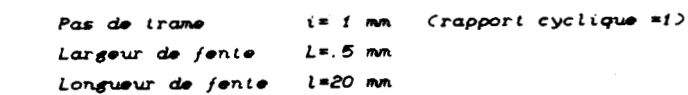
Or, pour notre mesure, le capteur "idéal" est celui qui délivre une image parfaite du tissu dans les conditions industrielles de la mesure (tissu en défilement). Parmi les capteurs existants, seul le corrélateur optique, par son principe de balayage, fournit une image transformée et monodimensionnelle du tissu.

-Démonstration:

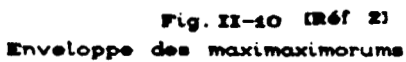
Soit F_{sp} la fréquence spatiale de texture trame, la fréquence F_{tr} mesurée avec le corrélateur s'écrit:

$$F_{tr} = F_{sp} \cdot V_t \quad (V_t \text{ est la vitesse de défilement du tissu})$$

$$\text{Pour } V_t=1, F_{tr}=F_{sp}. \quad (\text{CQFD})$$



2



Le corrélateur optique étant choisi, nous étudions ci-après les caractéristiques de son signal de sortie.

II. 5 CARACTÉRISTIQUES DU SIGNAL DE SORTIE DU CORRÉLATEUR OPTIQUE

Nous pouvons caractériser le signal de sortie du corrélateur par deux paramètres:

- Enveloppe du signal,
- Spectre du signal.

II. 5. 1 ENVELOPPE DU SIGNAL

L'enveloppe du signal est une fonction de plusieurs variables:

- Angle (α) formé par la position de la fente du corrélateur et le fil de trame du tissu,
- Grosueur des fils de trame,
- Distance entre fils de trame,
- Largeur de fente,
- Longueur de fente.

Le calcul de cette fonction a été établie dans [réf. 2] en prenant un réseau à pas variable comme modèle de représentation des tissus. Pour chaque réseau, la fonction est calculée pour des valeurs discrètes de α particulières. Pour illustrer ce calcul, nous donnons à la figure II-9 un exemple de la fonction enveloppe du signal. Les caractéristiques du réseau et de fente y sont indiquées. On peut constater la présence de maxima qui décroissent avec α , le maxi-maximorum étant obtenu pour $\alpha=0$ c'est-à-dire lorsque la fente est parallèle aux fils de trame. Si l'on considère maintenant les enveloppes des maxima obtenus avec une largeur de fente nulle, les résultats de calcul peuvent se représentés sous la forme d'un diagramme en perspective reproduit à la figure II-10 montrant explicitement l'influence du nombre de fils par unités de longueur sur l'enveloppe du signal; h est une variable de calcul reliée par la relation

$$\sin \alpha = \frac{h}{l} \quad \text{où } l \text{ est la longueur de fente.}$$

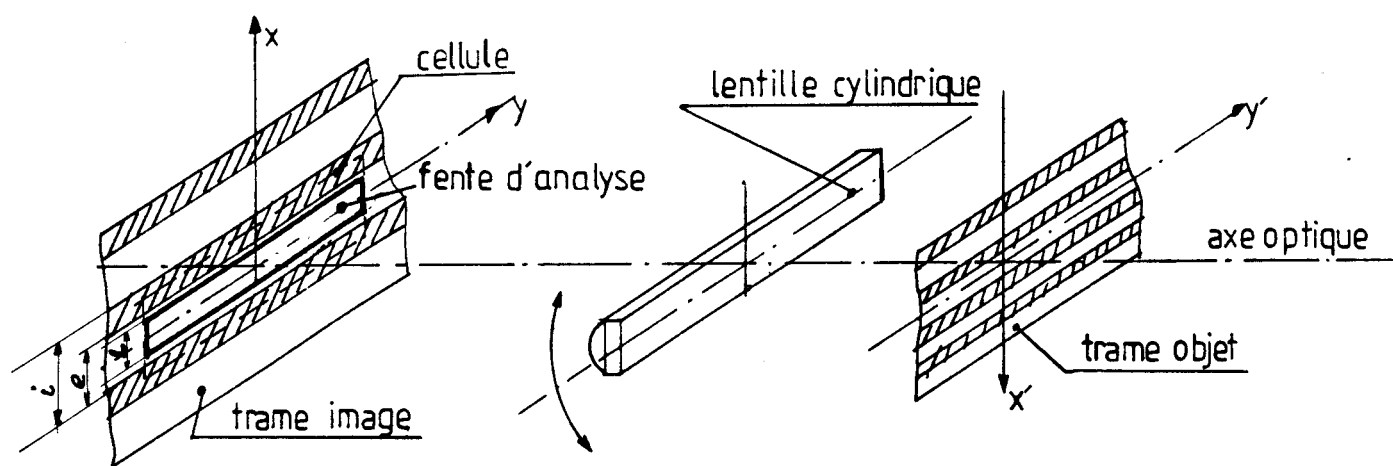


Fig. II-11
Le corrélateur optique

II. 5. 2 SPECTRE DU SIGNAL DE TEXTURE TRAME

Lorsque la fente est parallèle aux fils de trame (cf. fig.II-11) et en supposant que le récepteur soit parfait (temps de montée nul, réponse linéaire), on peut alors écrire la relation donnant le signal de sortie $r(x)$ comme un produit de convolution

$$r(x) = K \left[\frac{1}{L} \text{rect} \left(\frac{x}{L} \right) * E(x) \right]$$

L ; largeur de fente
 $E(x)$; éclairement
 K ; coef. de proportionnalité
 (dépend de la longueur de fente)

Pour une image trame constituée de rayures alternativement sombres et claires de pas i avec $e=i/2$ et une largeur de fente égale à $i/2$, nous obtenons:

$$r(x) = \text{tri}(x).$$

Le signal est dans ce cas de forme triangulaire. Pour $V_t=1$, nous obtenons $x(t) = \text{tri}(t)$. C'est un signal périodique représenté à la figure II-12 ci-dessous et dont la période T est égale à i .

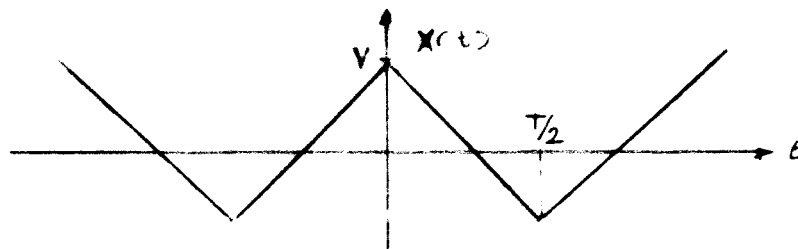


Fig. II-12
Signal de trame en sortie du corrélateur

SPECTRE DU SIGNAL

C'est un spectre de raies dont l'enveloppe s'écrit:

$$X(\omega) = V \cdot \frac{T}{2} \left[\frac{\sin \frac{T \cdot \omega}{4}}{\frac{T \cdot \omega}{4}} \right]^2$$

Remarque:

Le signal de texture trame décrit ci-dessus est obtenu en prenant un modèle simplifié du tissu. Un modèle plus général apparaîtra au cours de notre étude (chapitre IV). Il introduit cependant de manière simple le caractère périodique des signaux de texture.

CONCLUSION

L'étude des capteurs nous a permis de définir le capteur le mieux approprié à la mesure de l'orthogonalité. Il s'agit d'un corrélateur optique fonctionnant en éclairage incohérent. Le choix n'a pas été basé sur un critère performance mais sur le principe d'un capteur idéal consistant à fournir une image du tissu dans les conditions industrielles de mesure, c'est-à-dire un tissu en défilement. De ce point de vue, les concepts que nous allons développer sont théoriquement durables.

Ce capteur fournit une image monodimensionnelle du tissu qui fait apparaître les textures par la présence de maxima sur l'enveloppe du signal. Ses performances sont connues: 75% des textiles sont détectables.

La suite du travail apparaît clairement:

- Caractériser les signaux de texture par leur amplitude et leur spectre de manière à extraire de l'image fournie la texture trame.
- Mettre en oeuvre les traitements dans le contexte temps réel.

Pour ce faire, nous allons développer un analyseur adapté que nous décrivons dans le chapitre III.

CHAPITRE III
ÉTUDE ET RÉALISATION D'UN ANALYSEUR

La recherche de solutions aux problèmes de la mesure nous impose la mise en oeuvre préalable d'un outil d'analyse et de traitement du signal délivré par le corrélateur optique. La définition, l'étude et la réalisation de cet outil font l'objet de ce chapitre III qui comprend deux parties:

Première Partie:

Analyse préliminaire du signal de textures sur échantillons

Le signal de trame étant noyé dans un bruit propre à chaque échantillon de tissu, sa détection nécessite des traitements adaptés. Dans une première approche, les types de traitements sont estimés à partir de l'analyse temporelle et fréquentielle du signal de textures délivré par le corrélateur optique décrit au chapitre précédent. Nous donnons les résultats les plus caractéristiques de l'analyse préliminaire; ces résultats sont représentés sous forme graphique et répertoriés suivant les catégories de tissu. Au préalable nous montrons l'utilité de la transformation de *Fourier*.

Deuxième Partie:

Étude et réalisation d'un analyseur

L'étude théorique de ces traitements et de l'analyse spectrale du signal permet de définir la mise en oeuvre et la technologie d'un analyseur temps réel, adapté au principe de balayage du capteur. Cet analyseur a deux objectifs principaux:

- a) Évaluation expérimentale des traitements numériques
 - Tester deux estimateurs spectraux.
 - Tester les filtres mis en oeuvre.
- b) Constitution d'une base de données
 - Les traitements optimaux ayant été définis expérimentalement, leur application sur 125 échantillons de tissu permettra d'obtenir une base de données (chapitre IV) à partir de laquelle un mesureur prototype sera développé (chapitre V).

IÈRE PARTIE

ANALYSE PRÉLIMINAIRE DU SIGNAL SUR ÉCHANTILLONS DE TISSUS

III. 1 UTILITÉ DE L'ANALYSE SPECTRALE

En examinant les tissus à la loupe, nous constatons que la plupart d'entre eux possèdent une structure ordonnée qui est engendrée par les fils de trame. Ces fils sont formés sur le métier à tisser par un fil continu dont le trajet comprend une succession de mouvements "aller" et "retour" créant la texture de trame. De ce point de vue, la transformée de *Fourier* est toute désignée pour faire apparaître dans le domaine spectral correspondant un maximum, c.-à-d. une fréquence spatiale nette. Considérons l'image bidimensionnelle représentée sur la figure ci-dessous:

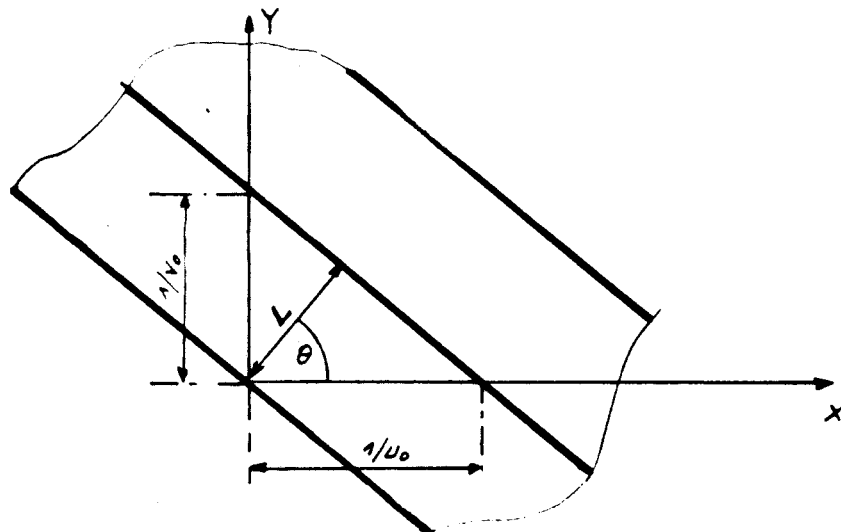
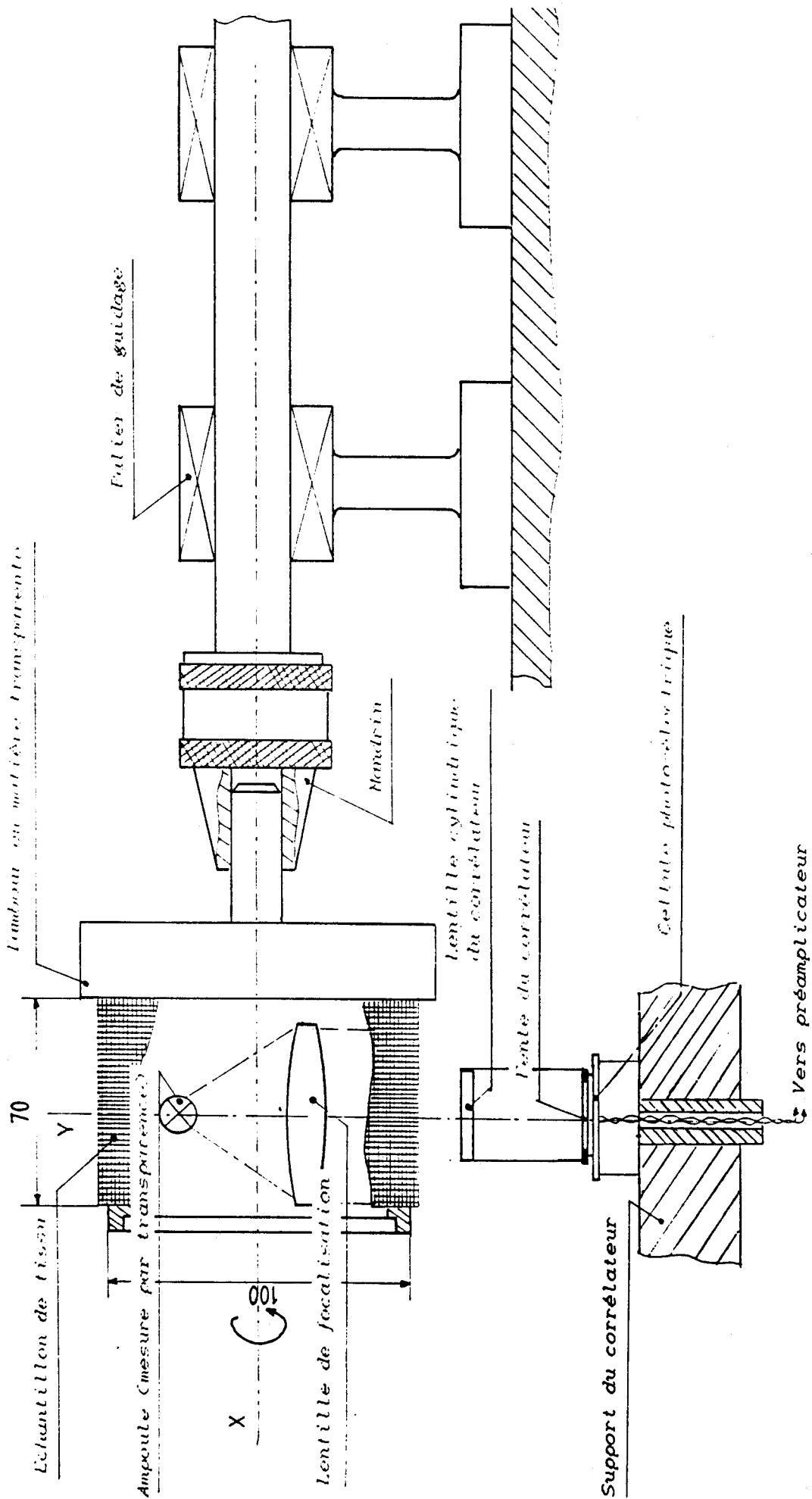


Fig. III-1

Pour le couple de fréquences spatiales (u_0, v_0) , nous obtenons un maximum qui correspond à une ondulation de période spatiale

$$L = \frac{1}{(u_0^2 + v_0^2)^{1/2}}$$

Cette observation justifie, à elle seule, l'utilisation de l'analyse spectrale dans l'étude des problèmes de détection et la recherche parallèle de leurs solutions. Par la suite, cette analyse se révélera comme un des outils indispensables.



III. 2 ANALYSE PRÉLIMINAIRE DES SIGNAUX DE TEXTURES

L'analyse temporelle et spectrale des signaux a été effectuée sur une cinquantaine d'échantillons. La procédure employée est la suivante:

L'échantillon de tissu, de longueur et de largeur égale à 31 cm et 7 cm respectivement, est enroulé sur un tambour (voir fig.III-2), puis mis en rotation. La vitesse linéaire est ajustée à 30 m/mn. Une source lumineuse, constituée d'une lampe et d'une lentille, est alors placée à l'intérieur du tambour. Le corrélateur est placé en regard de la source lumineuse, la distance au tambour (15 mm) satisfaisant la conjugaison optique du corrélateur. Puis il est positionné parallèlement à la texture trame (appelée texture principale ou primaire), puis parallèlement aux textures dites secondaires qui sont à l'origine de la plupart des problèmes de détection. Après réglage manuel de l'éclairement, nous effectuons le relevé graphique du signal de trame et de sa densité spectrale, ainsi que celui de la texture secondaire la plus significative. La densité spectrale est obtenue par FFT sur 1024 points avec une fréquence d'échantillonnage de 8 kHz. La dynamique de l'analyseur est de 100 dB.

Nous donnons ci-après les relevés spécifiques, répertoriés par catégories de tissu (cf. classification chapitre I). A partir de ces relevés nous définissons les traitements de base nécessaires à la résolution des problèmes posés.

III. 2. 1 ÉTOFFES À FILS RECTILIGNES

III.2.1.1 Armure toile

Il existe de très nombreux tissus possédant cette armure qui est la plus simple. En considérant les fils de chaîne et de trame de même grosseur, on s'aperçoit (fig. III-3) que deux textures secondaires apparaissent à $\pm 45^\circ$. Pour un balayage du corrélateur de $\pm 15^\circ$ (angle utilisé sur les appareils actuels), la référence étant l'axe perpendiculaire aux fils de chaîne, seule la texture trame est présente dans le signal de mesure si la trame est orthogonale ou si les déformations

n'excèdent pas $\pm 30^\circ$, ce qui est généralement le cas. Le principe du maximum d'amplitude donne par conséquent toute satisfaction.

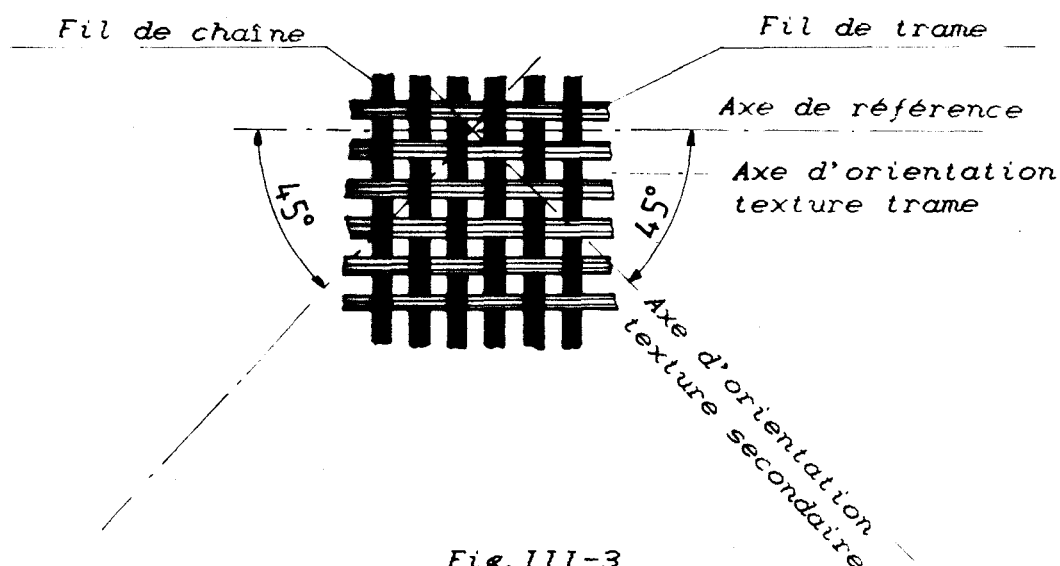


Fig. III-3
Armure toile

Remarquons que les textures secondaires sont disposées symétriquement par rapport à la texture trame.

Les difficultés apparaissent lorsque les textures secondaires sont disposées à proximité de la trame. C'est le cas des velours côtelés dont le support possède l'armure toile:

a) Velours côtelé

Un exemple de représentation théorique est donné figure III-4 ci-dessous.

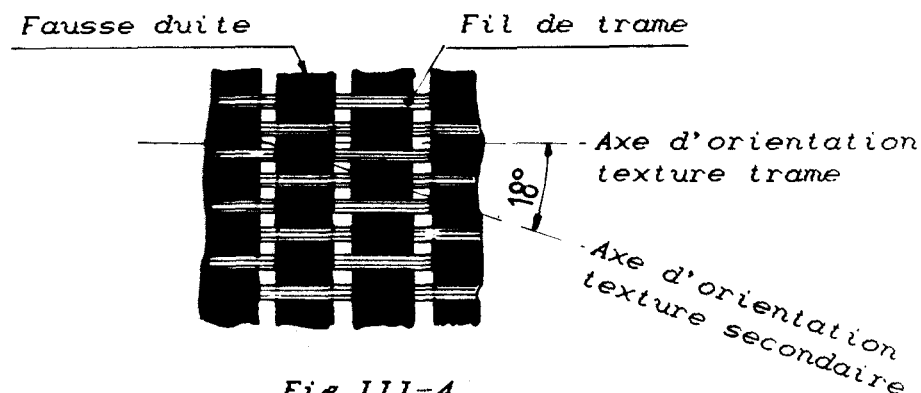
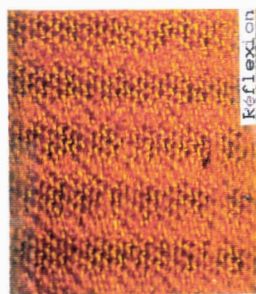


Fig. III-4
Représentation théorique d'un velours côtelé

TEXTURE FRAME

Sample rate : 8 kHz
 avg Period : 64 frames
 Window : Hanning

DSP-16 -- FFT--
 REAL-TIME FFT ANALYZER



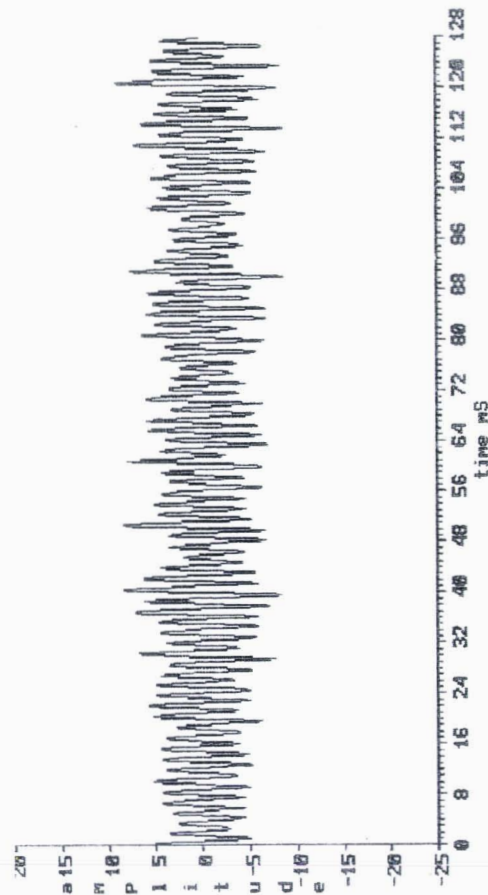
Spectre sur 128 points



Spectre sur 1024 points



33



TEXTURE SECONDAIRE

Sample rate : 8 kHz
 avg Period : 64 frames
 Window : Hanning

DSP-16 -- FFT--
 REAL-TIME FFT ANALYZER

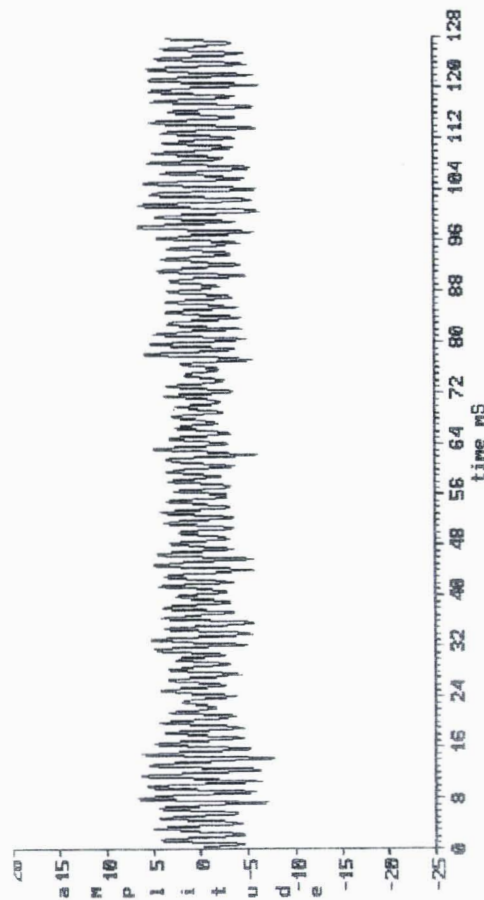
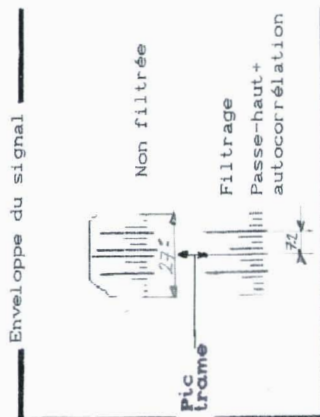
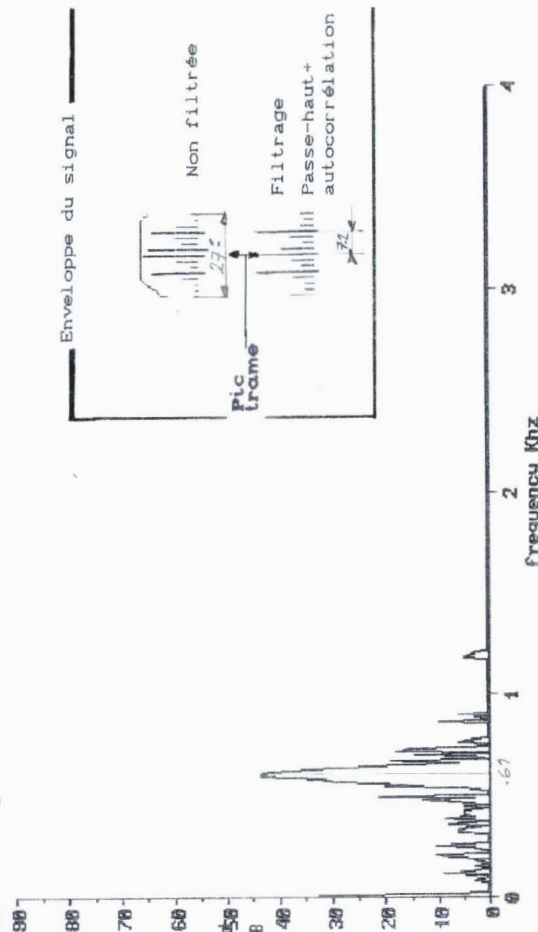


Fig. III-5 (Velours coté)

On s'aperçoit que plus les fils de trame sont fins et faiblement espacés et plus les "fausses chaînes" (côtes du velours) sont larges, l'angle texture secondaire/trame diminue, entraînant la présence des signaux de textures dans le signal de mesure. Le maxi-maximorum de la courbe enveloppe peut alors ne plus appartenir à la trame ce qui met en défaut le principe du maximum d'amplitude.

La figure III-5 montre un relevé de mesures caractéristique du velours côtelé. Ce type de figure apparaissant maintes fois dans le texte, détaillons le contenu. La partie gauche de la figure représente le signal et la densité spectrale (échelle en dB) de la texture trame, celle de droite la texture secondaire la plus significative. La fréquence d'échantillonnage (8 kHz) est précisée en haut à gauche ainsi que le nombre de moyennage des spectres (64) et le type de fenêtre utilisé (*Hanning*). Les enveloppes échantillonnées du signal non filtré et filtré (résultats des travaux ultérieurs) y figurent d'ores et déjà afin de faciliter les descriptions. Leur mode d'obtention sera précisé dans la deuxième partie de ce chapitre. Chaque figure est complétée d'une photographie macroscopique du tissu sous test prise par transparence et/ou par réflexion et contient ainsi les caractéristiques essentielles de l'échantillon de tissu. Pour chacune d'entre-elles, nous commentons la contexture du tissu (les textures sont repérées sur les photographies), décrivons les signaux de texture et définissons le traitement optimal.

Commentaire de la figure III-5 représentatif du velours côtelé:

-Contexture du tissu

Les photographies sont prises coté envers du tissu. Celle prise par réflexion montre une texture trame très nette, celle par transparence montre la présence de trois textures configurées suivant le schéma théorique de la figure III-4. L'angle textures secondaires/trame est de l'ordre de 7°.

-Signaux de textures

-Texture trame

Le signal est fortement périodique additionné d'un bruit d'amplitude. La fréquence trame (F_{tr})* est repérée sur le spectre. F_{tr} est égale à:

$$F_{tr} = 1.666 \cdot N_f \cdot V_t$$

où N_f est le nombre de fils/cm du tissu, V_t sa vitesse en m/mn (ces unités sont employées dans l'industrie du textile).

-Texture secondaire

Comme nous le constatons sur la figure III-5, l'amplitude du signal avoisine celle de la texture trame. La fréquence de la texture secondaire (F_{ts})** est égale à F_{tr} .

-Traitement optimal

Les amplitudes des signaux de textures trame et secondaires étant avoisinantes, le principe du maxi-maximorum ne peut donc convenir que si l'angle de balayage du corrélateur optique est inférieure à $\pm 7^\circ$. Pour un balayage de $\pm 15^\circ$ (actuellement utilisé sur les détecteurs) le traitement optimal est un filtrage spatial consistant à sélectionner le sommet le plus proche voisin du centre de gravité de l'enveloppe du signal filtré ou non filtré. Plus qu'un traitement, cette procédure peut être considérée comme un nouveau principe de mesure que nous mettrons en oeuvre par la suite.

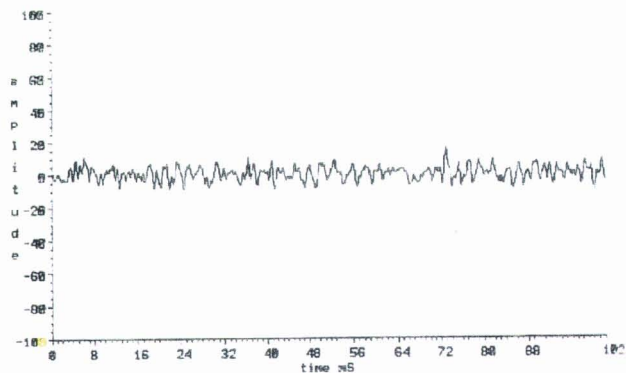
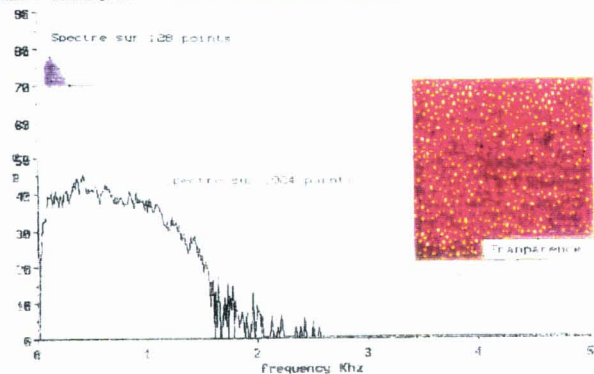
Notes:

- * Dans tout le texte, F_{tr} désigne la fréquence fondamentale de trame, égale au produit du nombre de fils de trame par unité de longueur par la vitesse de défilement du tissu.
- ** F_{ts} désigne la fréquence fondamentale de texture secondaire, égale au produit du nombre de côtes par unités de longueur par la vitesse de défilement du tissu.

TEXTURE TRAME

Sample rate : 16 kHz
avg Period : 64 frames
Window : Rectangular

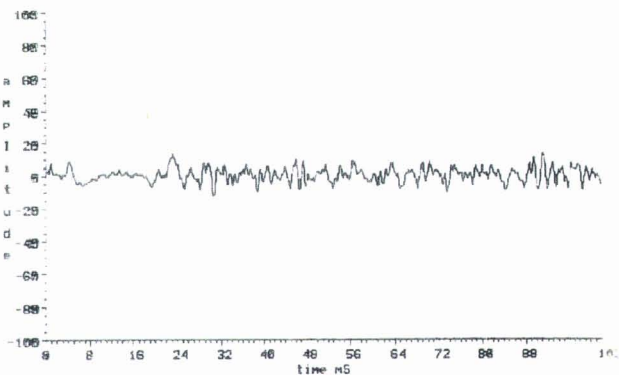
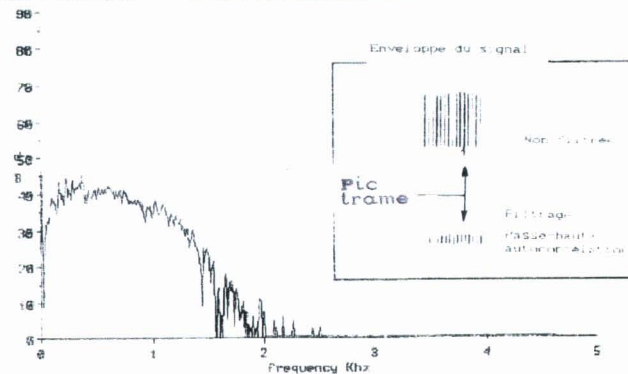
DSP-16 -- FFT --
REAL-TIME FFT ANALYZER



TEXTURE SECONDAIRE

Sample rate : 16 kHz
avg Period : 64 frames
Window : Rectangular

DSP-16 -- FFT --
REAL-TIME FFT ANALYZER

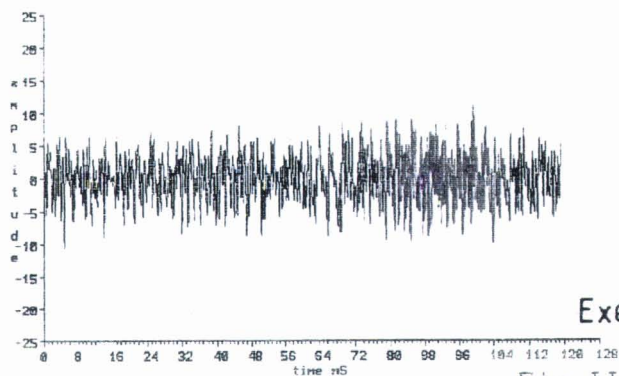
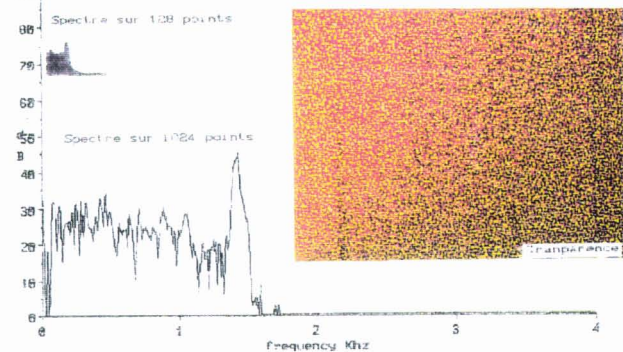


Exemple 1

TRAME

Sample rate : 8 kHz
avg Period : 64 frames
Window : Hanning

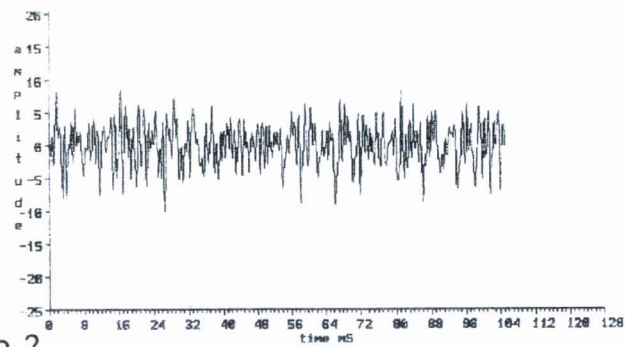
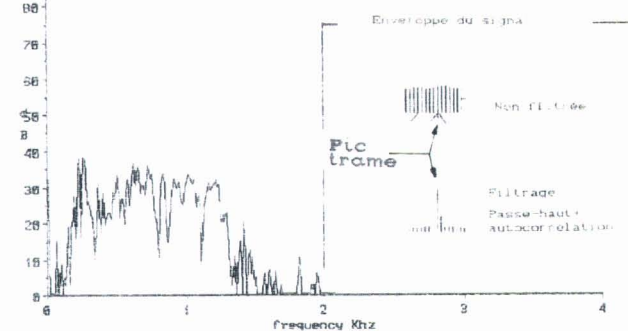
DSP-16 -- FFT --
REAL-TIME FFT ANALYZER



TEXTURE

Sample rate : 8 kHz
avg Period : 64 frames
Window : Hanning

DSP-16 -- FFT --
REAL-TIME FFT ANALYZER



Exemple 2

b) Tissus crépes

Beaucoup de ces tissus possèdent l'armure toile. La figure III-6 ci-contre regroupe deux exemples caractéristiques.

Commentaire de l'exemple 1

-Contexture du tissu

Les fils de crépe, formés par l'assemblage de fils de grège tordus fortement, donnent un aspect granuleux au tissu ce qui supprime la texture nette de trame. Cette absence de texture nette se traduit par un aplatissement de l'enveloppe du signal.

-Signaux de textures

-Texture trame

Le spectre du signal s'apparente remarquablement au spectre d'un bruit blanc filtré. Il n'y a pas de pics fréquentiels.

-Texture secondaire

Celle-ci n'étant pas apparente, le corrélateur est positionné "hors trame", c'est-à-dire à 5° d'angle par rapport à la texture trame. Le signal obtenu est de même un bruit blanc filtré.

-Traitement optimal

Il consiste à moyenner temporellement les enveloppes successives du signal non filtré; tout le spectre trame est utile.

Commentaire de l'exemple 2

-Contexture: idem exemple 1

-Signaux de texture

-Texture trame

Le signal de trame est périodique additionné d'un bruit d'amplitude. Cette périodicité se traduit par un pic fréquentiel dans le spectre de rang égal à F_{tr} .

-Texture secondaire

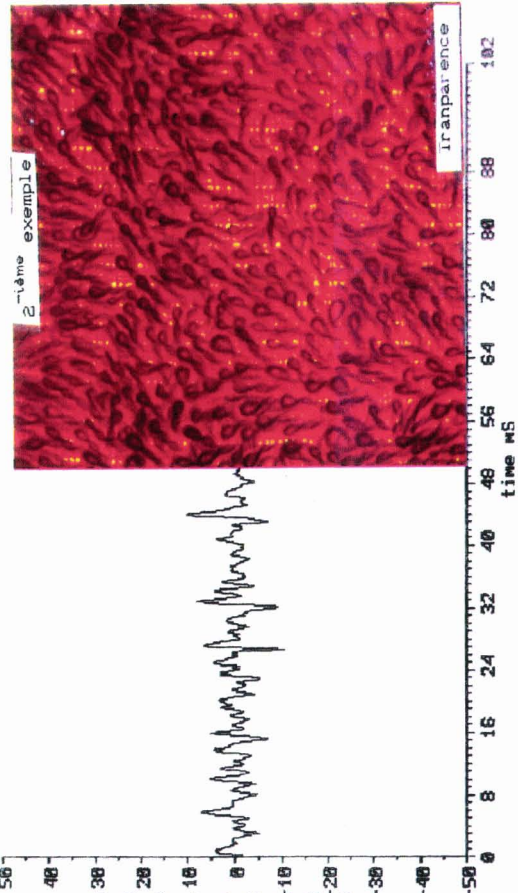
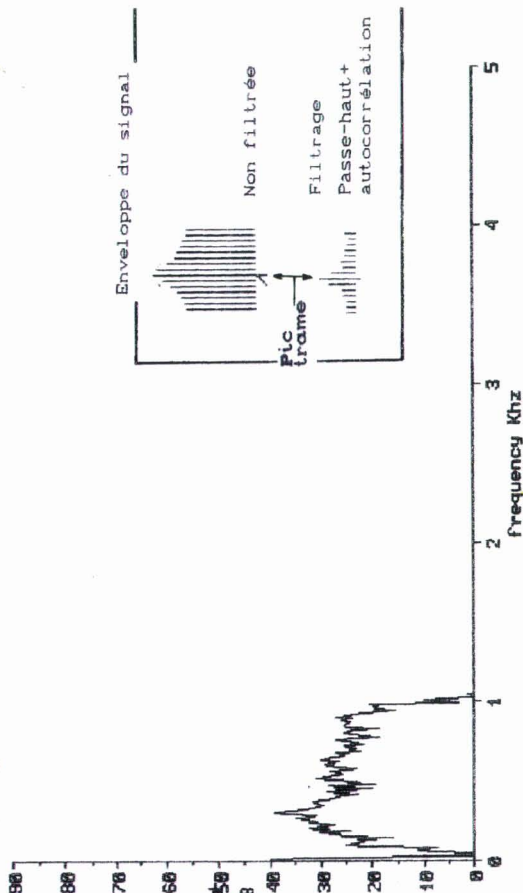
Le spectre du signal s'apparente à celui d'un bruit coloré.

-Traitement optimal

L'autocorrélation ou le filtrage fréquentiel sont les traitements appropriés.

Sample rate : 10 KHz
avg Period : 64 frames
Window : Hamming

DSP-16 -- FFT --
REAL-TIME FFT ANALYZER



avg Period : 64 frames
Window : Hamming

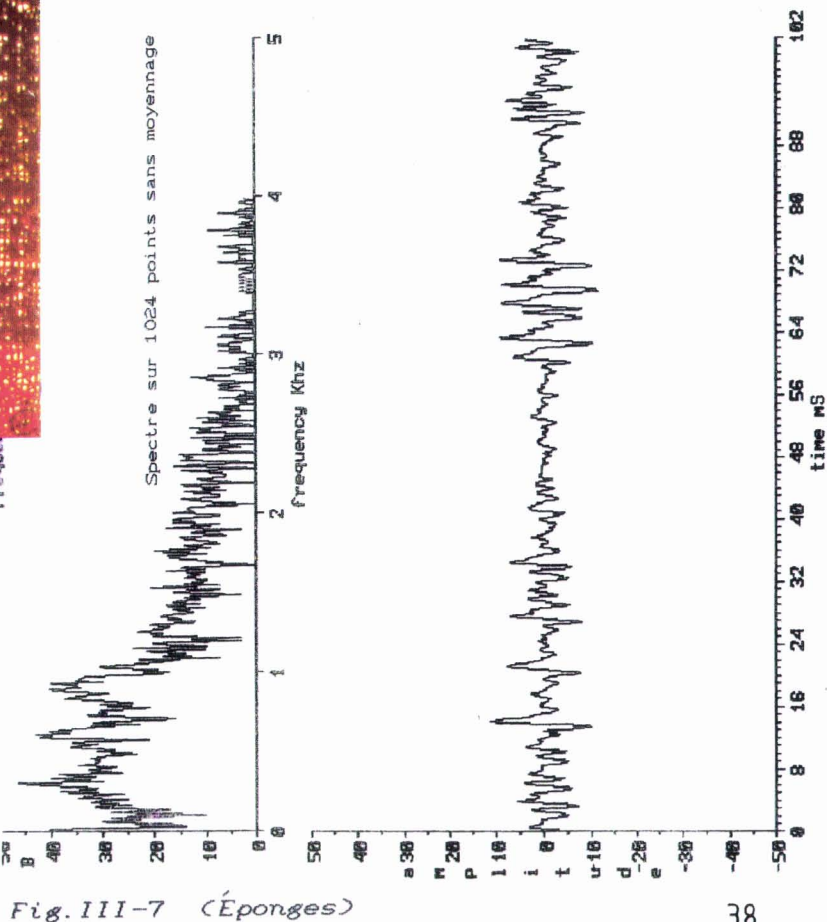
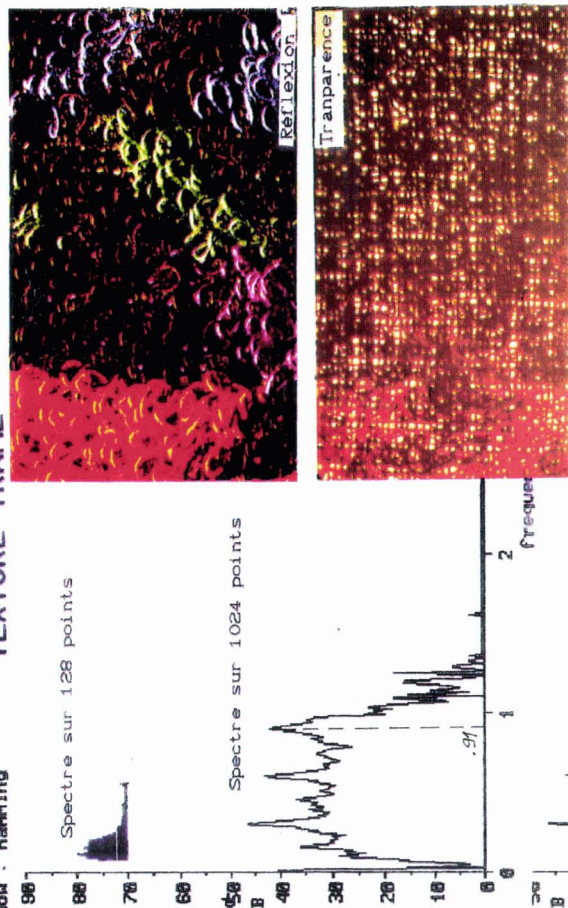


Fig. III-7 (Éponges)

c) Tissus éponges

L'armure de fond de ces tissus est de type toile. La figure III-7 en donne un exemple caractéristique.

-Commentaire de la figure III-7

-Contexture du tissu

Ces tissus ne possèdent pas de textures secondaires à l'intérieur de la zone de balayage du capteur ($\pm 15^\circ$). La texture trame est en partie cachée par les bouclettes, d'autant plus si celles-ci sont longues (cas de la photographie donnée en deuxième exemple).

-Signaux de texture

-Texture trame

Le signal est quasi-périodique. Il est fortement bruité en amplitude. Le spectre indique la présence de fréquences nettes. Le nombre de fils/cm étant égal à 18 et la vitesse tissu à 30 m/mn, la fréquence trame (F_{tr}) théorique est de .9 khz. La fréquence mesurée (.91) ne possède pas la plus grande amplitude. Celle-ci appartient au subharmonique 3 de F_{tr} . L'interprétation du spectre nous conduit à considérer la texture trame comme composée de plusieurs textures imbriquées les unes dans les autres. La texture "fil de trame" possède le plus petit pas. Celui-ci peut être en relation harmonique ou non harmonique avec les pas des autres textures. Cette configuration de textures imbriquées apparaîtra pour de nombreux tissus; elle est parfois source de confusions dans la détermination de F_{tr} si l'harmonique 2 de F_{tr} est présent dans le spectre.

-Texture secondaire

Le signal "hors trame" s'apparente à un bruit blanc filtré avec prédominance de basses fréquences.

-Traitement optimal

Il consiste à éliminer les signaux basses fréquences par filtre passe-haut et à renforcer les périodicités du signal avec la fonction d'autocorrélation. Afin d'éliminer le bruit d'amplitude, le moyennage des spectres et des enveloppes du signal est également une opération fondamentale.

Sample rate : 10 kHz
 avg Period : 64 frames
 Window : Hanning

TEXTURE TRAME

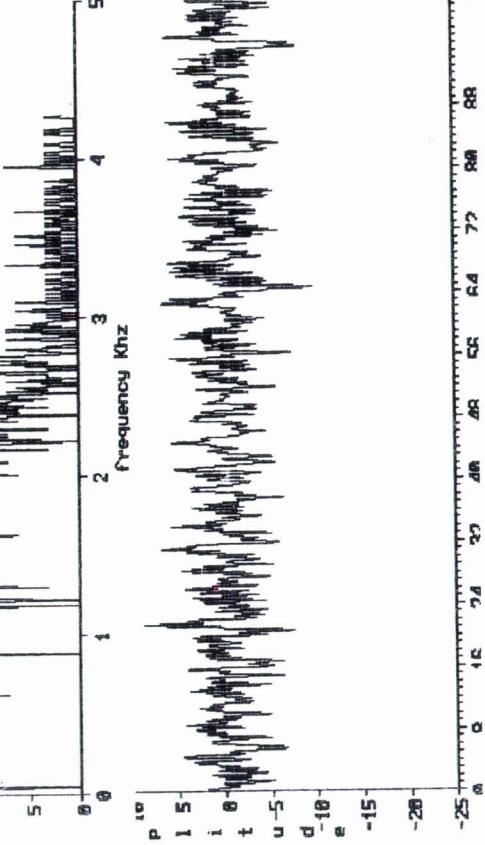
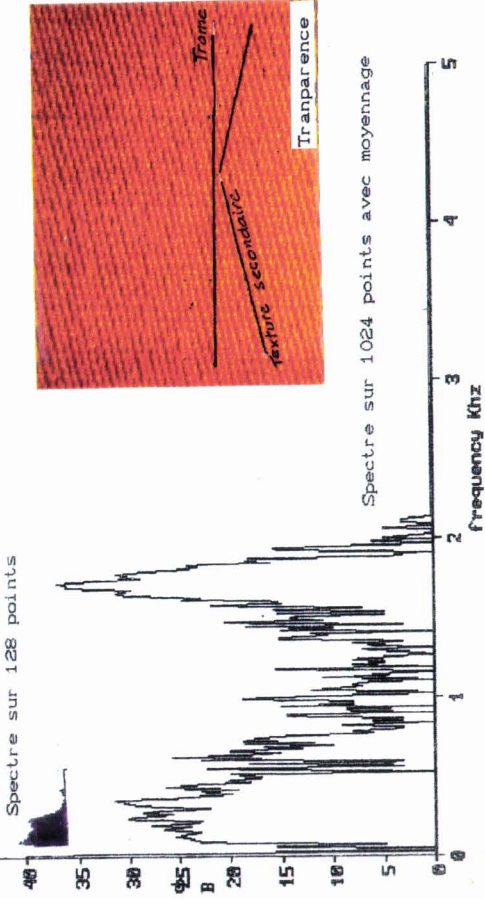
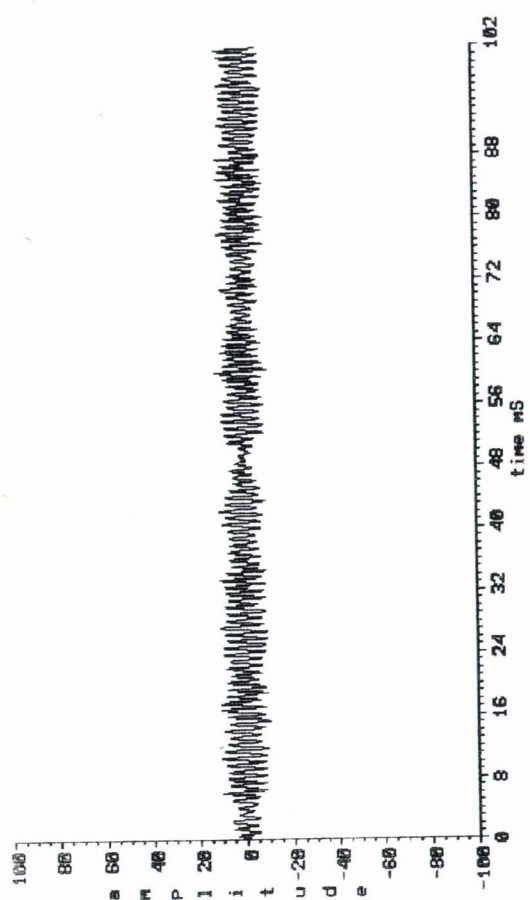
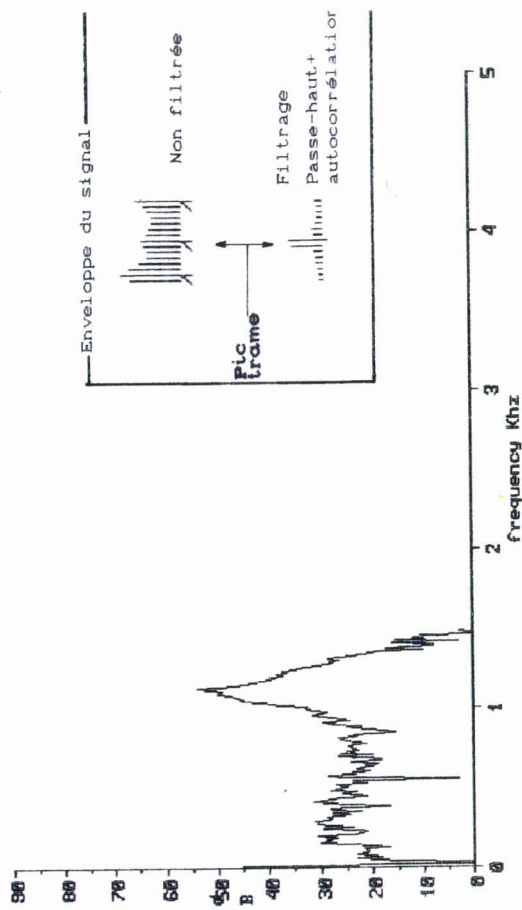


Fig. III-8 (Satin)

TEXTURE SECONDAIRE

Sample rate : 10 kHz
 avg Period : 64 frames
 Window : Rectangular

Sample rate : 10 kHz
 avg Period : 64 frames
 Window : Rectangular



III.2.1.2 Armures sergé et satin

Ces armures sont caractérisées par un effet de côtes obliques. Ces côtes sont créées par l'alignement de flottés de trame (ou de chaîne), le flotté (voir figure ci-dessous) étant une succession de plusieurs "pris" sur un même fil.

Flotté de chaîne



Flotté de trame



La figure III-8 ci-contre est caractéristique d'un tissu satin.

-Commentaire de la figure III-8

-Contexture du tissu

Ce tissu possède trois textures repérées par les traits noirs sur la photographie; une texture trame faiblement apparente et deux textures secondaires dont l'une est très nette (appelée côte du satin). Les angles formés par les textures secondaires et celle de trame étant égaux à 12° et 14° , l'une ou l'autre de ces textures secondaires sera toujours présente dans le signal de mesure.

-Signaux de texture

-Texture trame

Le spectre laisse apparaître un pic fréquentiel F_{tr} (produit du nombre de fils de trame par unité de longueur par vitesse tissu). Ce signal périodique est fortement bruité en amplitude.

-Texture secondaire

Le spectre est également caractérisé par un pic fréquentiel F_{ts} (proportionnel au nombre de côtes/cm). Le signal est de forte amplitude par rapport au signal de trame. Il est faiblement bruité.

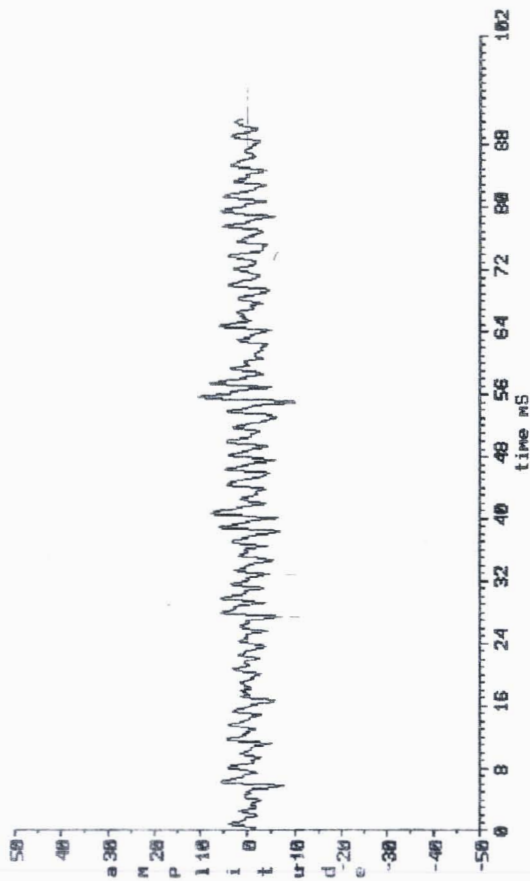
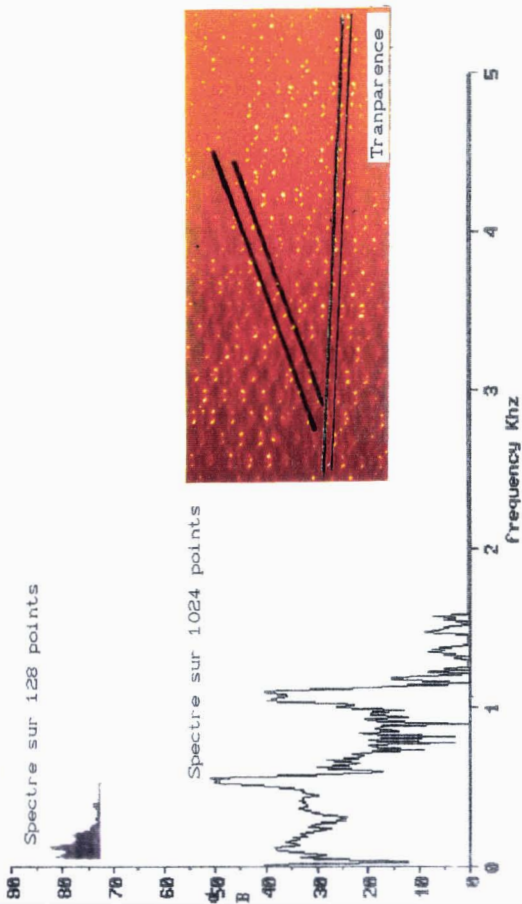
-Traitement optimal

L'amplitude du signal de chaque texture secondaire étant supérieure à celle de trame, le principe d'amplitude ne peut convenir. Le traitement consiste à éliminer les fréquences engendrées par les côtes, à l'aide d'un filtre passe-haut dont la fréquence de coupure est égale à F_{tr} .

TEXTURE FRAME

Sample rate : 10 KHz
 avg Period : 64 frames
 Window : Hamming

DSP-16 -- FFT --
 REAL-TIME FFT ANALYZER



TEXTURE SECONDAIRE

Sample rate : 10 KHz
 avg Period : 64 frames
 Window : Hamming

DSP-16 -- FFT --
 REAL-TIME FFT ANALYZER

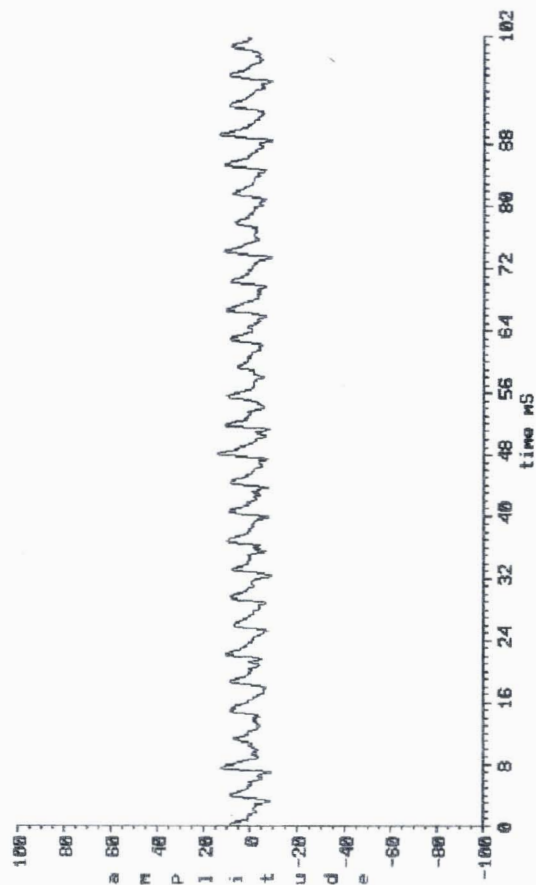
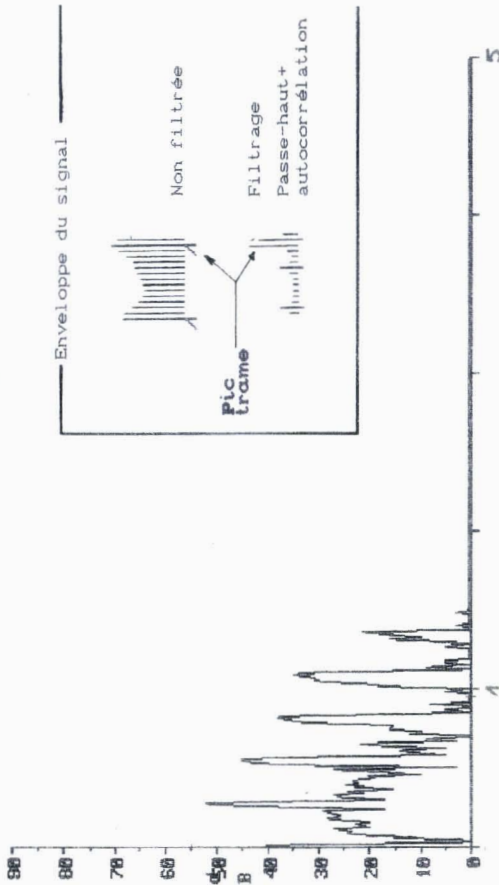


Fig. III-9 (Tissu maille)

III. 2. 2 ÉTOFFES A FILS CURVILIGNES

a) Tissus mailles

De très nombreux tissus mailles sont détectables avec le principe d'amplitude. D'une manière générale, la texture formée par les rangées successives des mailles, génère un signal périodique d'amplitude élevée. Les difficultés apparaissent avec les tricotés "fantaisie" dont certains possèdent des côtes obliques, similaires à l'armure satin précédemment décrite. La figure III-9 en donne un exemple caractéristique.

-Commentaire de la figure III-9

-Contexture du tissu

Deux textures (repérées par les traits noirs sur la photographie) sont apparentes; celle engendrée par les rangées de mailles étant la plus horizontale. L'angle formé par les textures est de 25°.

-Signaux de texture

-Texture "trame"

Le signal est périodique avec la présence de l'harmonique 2 de F_{tr} dont l'origine vient d'une différence entre grosseur des points mailles et espacement des rangées de mailles. La fréquence fondamentale est égale à F_{tr} .

-Texture secondaire

Le signal est périodique avec la présence d'harmoniques. Généré par les points de maille, il comporte des harmoniques en relation avec l'harmonique 2 du signal de texture trame.

-Traitement optimal

Le filtre optimal est un filtre en peigne. Difficilement réalisable en temps réel, le filtre passe-haut dont la fréquence de coupure est égale à F_{tr} (supérieure à la fréquence fondamentale F_{ts} de la texture secondaire) doit se révéler théoriquement satisfaisant.

TEXTURE TRAME

Sample rate : 8 kHz
 avg Period : 64 frames
 Window : Hamming

DSP-16 -- FFT--
 REAL-TIME FFT ANALYZER

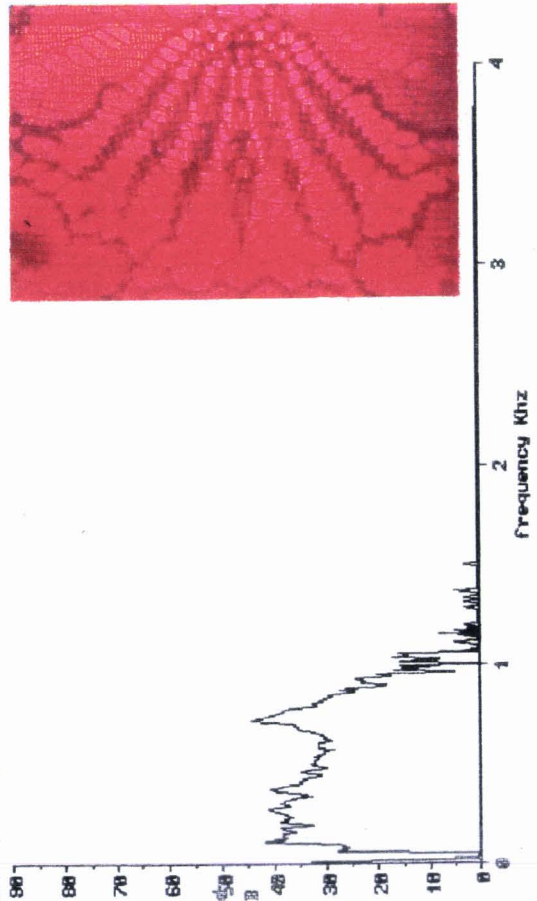
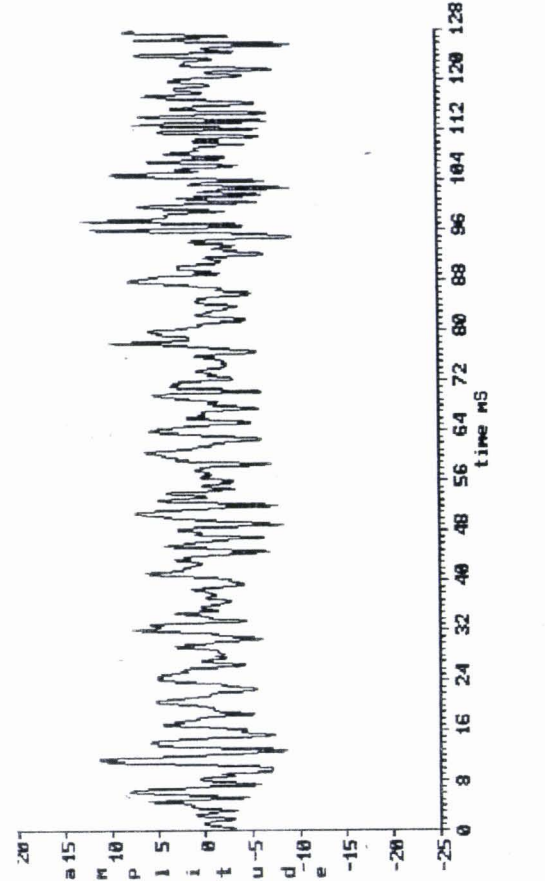
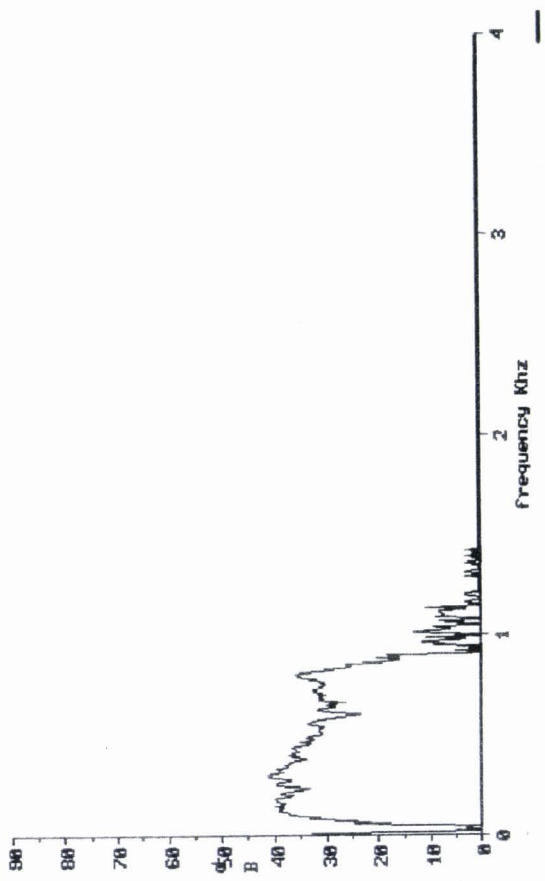


Fig. III-10 (Dentelle)

TEXTURE SECONDAIRE

Sample rate : 8 kHz
 avg Period : 64 frames
 Window : Hamming

DSP-16 -- FFT--
 REAL-TIME FFT ANALYZER



III. 2. 3 ÉTOFFES A FILS MIXTILIGNES

Généralement mal adapté à ce genre de textile dont la variété est infinie, le corrélateur optique est cependant opérant sur les articles dont les motifs brodés sont texturés. C'est le cas de l'exemple donné à la figure III-10.

-Commentaire de la figure III-10

-Contexture de l'étoffe

La trame, au sens général du terme, n'existe pas. Cependant les motifs créés par les fils guimpés et perpendiculaires aux lisières de l'étoffe possèdent une texture. Les motifs, régulièrement espacés, engendrent alors des textures périodiques.

-Signaux de texture

-Texture "trame"

Lors du passage des motifs texturés, le signal est périodique et faiblement bruité. Entre les motifs, l'absence de texture se traduit par un bruit blanc coloré, mis en évidence par l'enveloppe du spectre.

-Texture secondaire

Il n'y a pas de textures secondaires apparentes. Le signal "hors trame" s'apparente à un bruit blanc filtré où dominent les basses fréquences.

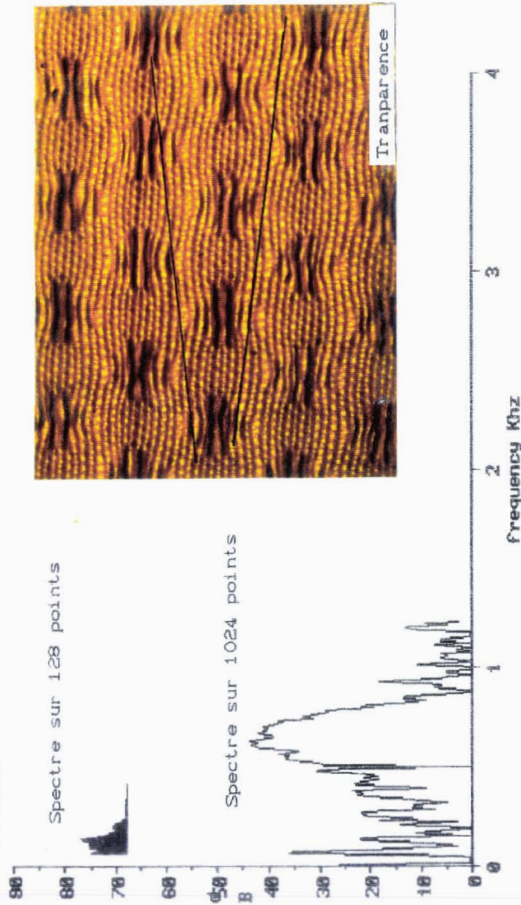
-Traitement optimal

Le moyennage des spectres et des enveloppes du signal filtré par filtre passe-haut sont les opérations fondamentales.

TEXTURE FRAME

DSP-16 -- FFT--
REAL-TIME FFT ANALYZER

Sample rate : 8 kHz
avg Period : 32 frames
Window : Hanning



TEXTURE SECONDAIRE

DSP-16 -- FFT--
REAL-TIME FFT ANALYZER

Sample rate : 8 kHz
avg Period : 32 frames
Window : Hanning

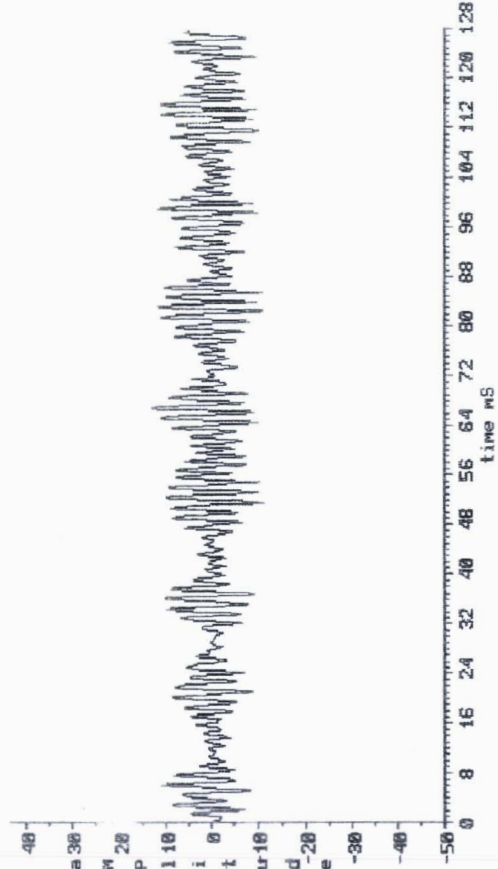
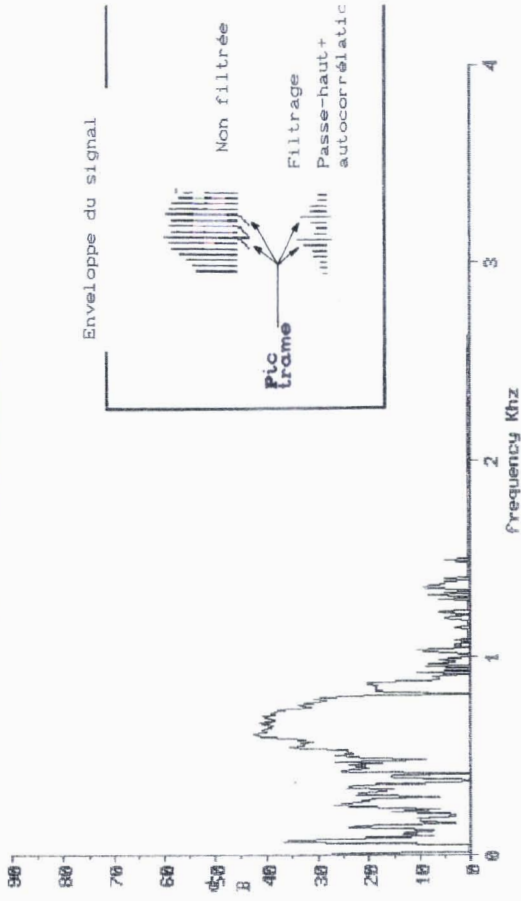


Fig. III-11 (Tissu fantaisie)

III. 2. 4 TISSUS "FANTASIE"

Ces tissus qui sont généralement des combinaisons d'armures fondamentales ou des dérivés de ces armures, possèdent, pour la plupart, des textures marquées détectables avec le corrélateur optique. Nous en donnons deux exemples figures III-11 et III-12.

Commentaire de la figure III-11

EXEMPLE I

Cet exemple, également caractéristique des tissus dit "en nid d'abeille", est représentatif des difficultés supplémentaires que pose la mesure de l'orthogonalité considérée dans son ensemble.

-Contexture du tissu

La trame étant ondulée, elle génère deux textures formant un angle de 7° environ. Pour les tissus "en nid d'abeille", la configuration trame génère jusqu'à trois textures.

-Signaux de texture

-Texture trame

Les signaux de textures sont d'origine identique. Le pic fréquentiel F_{tr} (proportionnel au nombre de fils de trame/cm) est élargie par la modulation basse fréquence créée par les motifs.

-Texture secondaire

Les fils de trame étant plus gros que les fils de chaîne, il n'y a pas de textures secondaires apparentes.

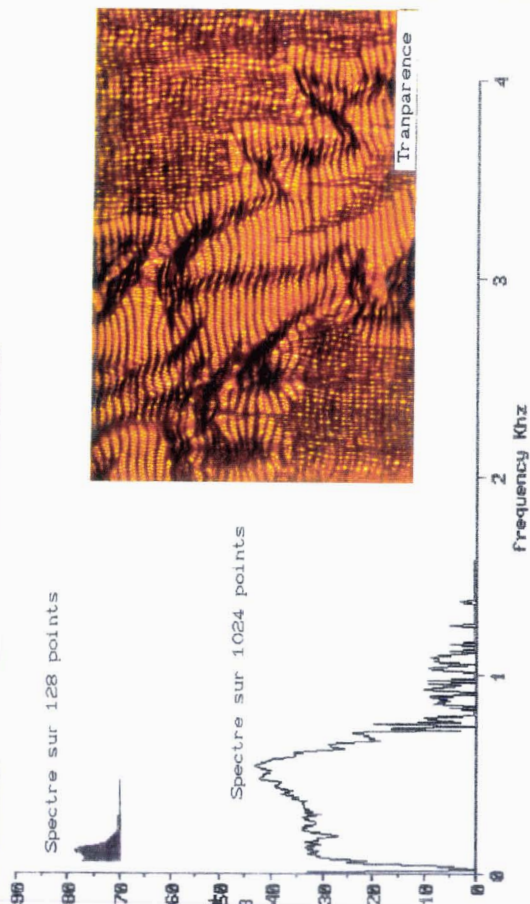
-Traitement optimal

A l'évidence, le principe d'amplitude ne convient pas dans ce cas. Ici, la déformation du tissu est mesurable par la moyenne algébrique des angles textures trame/référence. Cette moyenne peut être estimée par la position du centre de gravité de l'enveloppe du signal. Plus qu'un traitement, cette opération constitue plutôt un nouveau principe de mesure, mais hélas différent du principe évoqué précédemment pour le velours côtelé.

TEXTURE FRAME

Sample rate : 8 kHz
avg Period : 64 frames
Window : Hanning

DSP-16 -- FFT--
REAL-TIME FFT ANALYZER



TEXTURE SECONDAIRE

Sample rate : 8 kHz
avg Period : 64 frames
Window : Hanning

DSP-16 -- FFT--
REAL-TIME FFT ANALYZER

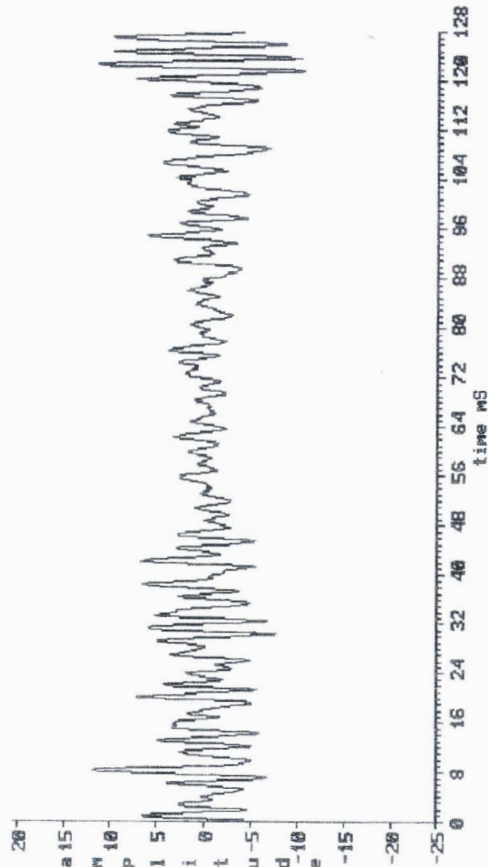
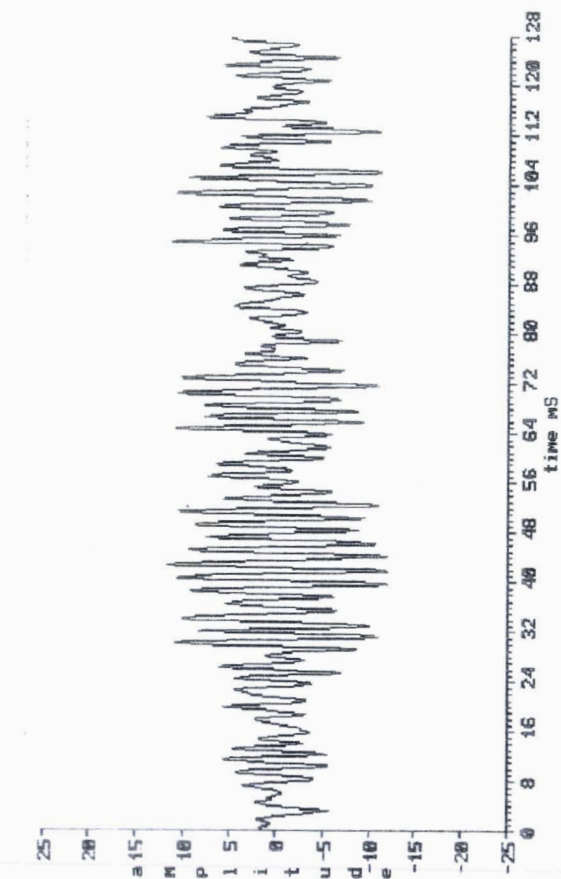
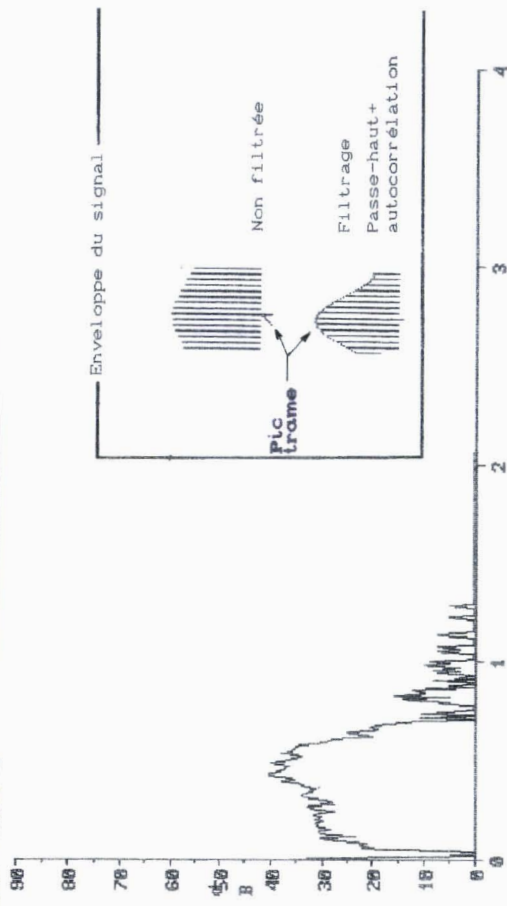


Fig. III-12 (Broché)

Le deuxième exemple de tissu "fantaisie" donné à la figure III-12 ci-contre, est représentatif d'un grand nombre de variété de tissus dont les "damassés" sont les plus connus. Ces tissus sont caractérisés par la présence de motifs régulièrement espacés. Ils peuvent être fabriqués sur les métiers *Jacquard* par exemple.

Commentaire de la figure III-12

-Contexture du tissu

Le motif déforme localement la trame du tissu.

-Signaux de texture

-Texture trame

Le signal est quasi-périodique, fortement perturbé par le passage des motifs devant le capteur.

-Texture secondaire

Elles ne sont pas apparentes. Le signal "hors trame" est un bruit blanc filtré.

-Traitement optimal

Le principe d'amplitude peut convenir, à condition toutefois de moyenner fortement les enveloppes du signal. Le rapport signal sur bruit peut être amélioré par filtrage et par autocorrélation.

TISSUS LOURDS OU FORTEMENT DUITÉS

Pour clore cette étude préliminaire, il faut mentionner les tissus opaques à la lumière; les tissus fortement duités, certains velours, certains tapis en sont des exemples. Dans ces cas, la méthode de mesure par transparence est inopérante. Ces tissus étant en général peu déformables, la recherche d'une solution ne s'imposait pas dans le passé. Toutefois, les tolérances de déformations étant devenues plus sévères, les industriels sont aujourd'hui confrontés à ce problème. Au cours de cette recherche, nous avons développé une méthode de mesure par réflexion (paragraphe III.6.3) apportant une solution à ce type d'articles.

CONCLUSION DE LA PREMIÈRE PARTIE

L'analyse du signal de texture d'une cinquantaine d'échantillons, dont nous avons donné les résultats les plus caractéristiques sous forme graphique, montre -d'une manière générale- que la transformation de *Fourier* est un outil puissant dans l'étude des problèmes de détection et la recherche de solutions. Cette analyse nous permet de dégager les points suivants:

- Le principe du maximum d'amplitude actuellement utilisé sur les détecteurs n'est pas applicable dans tous les cas. Il faut rechercher un principe plus général.
- Les possibilités de filtrage du signal de trame existent:
 - Par filtre fréquentiel (filtre passe-haut) afin d'éliminer les textures secondaires.
 - Par autocorrélation afin de détecter les périodicités cachées du signal de trame.
 - Par moyennage afin d'éliminer l'influence sur la mesure du bruit.
- Afin de déterminer la fréquence de coupure du filtre fréquentiel, l'analyse spectrale est nécessaire.
- La méthode par transparence est inopérante sur les articles lourds ou fortement duités. Une méthode par réflexion doit être développée.
- Les traitements proposés ne sont pas spécifiques aux catégories ou sous catégories de tissus.

Pour résoudre l'ensemble de ces points, nous devons -dans une étape intermédiaire- étudier et réaliser un analyseur adapté, ce qui est l'objet de la deuxième partie de ce chapitre III.

II^{ÈME} PARTIE

ÉTUDE ET RÉALISATION D'UN ANALYSEUR

L'étude préliminaire des signaux de texture montre que le traitement numérique du signal est un outil dans la conception d'une nouvelle chaîne de mesure. Il s'agit maintenant de le mettre en oeuvre en tenant compte des contraintes du temps réel et du principe de balayage du capteur de manière à pouvoir constituer une base de données (chapitre IV) nous permettant le développement d'un mesureur prototype (chapitre V). La constitution de cette base nous oblige à développer un analyseur adapté -étape intermédiaire dans l'élaboration du prototype-.

L'étude de l'analyseur se décompose en trois points:

-Etude des principes d'analyse à court terme

A partir de cette étude, nous choisissons une méthode d'analyse appropriée au principe du balayage du capteur et établissons le temps de stationnarité du signal.

-Etude théorique de deux estimateurs spectraux

Après avoir justifié l'emploi de ces deux estimateurs, nous en effectuons l'étude théorique en vue de leur mise en oeuvre.

-Etude théorique du filtrage

Nous étudions les filtres de base suggérés dans la première partie du chapitre (autocorrélation, filtre passe-haut, moyennage) et introduisons le filtre différentiel, la transformation de *Hilbert*, le lissage ainsi que deux mesures de distance calculées à partir des coefficients du filtre d'erreur de prédiction.

La réalisation de l'analyseur comporte:

-Définition du matériel

Pour satisfaire le critère temps réel imposé par la mesure, nous choisissons une configuration matérielle basée sur des processeurs numériques de signaux.

-Réalisation d'une commande de moteur pas à pas

A partir de l'étude des commandes de moteur pas à pas, moteur choisi pour le déplacement du corrélateur optique, nous réalisons une commande micro-pas du moteur avec l'interface calculateur.

-Mesure par réflexion

Afin de pouvoir effectuer une mesure sur les tissus lourds ou fortement duités, nous développons un dispositif optique de mesure par réflexion.

-Liens entre matériel et logiciel

L'utilisation de plusieurs processeurs de signaux nous permet de séparer matériellement les domaines de représentations du signal, le calculateur se chargeant des fonctions de plus haut niveau.

ETUDE DE L'ANALYSEUR

III. 3 1 LES PRINCIPES D'ANALYSE A COURT TERME

Remarque de terminologie

Le signal de sortie du corrélateur optique balayant la surface du tissu peut être considéré comme une fonction de deux variables et s'écrire

$$x(t, \alpha) = F(t, \alpha)$$

F est par définition une fonction spatio-temporelle. La variable α étant elle-même une fonction du temps, le signal peut être décrit soit en fonction de α , soit en fonction de t c.-à-d.

$$x_1(t) = G_1(t) \text{ ou } x_2(\alpha) = G_2(\alpha)$$

Suivant le contexte et afin de clarifier les développements, ces trois fonctions pourront être explicitement ou implicitement utilisées. D'une manière générale, l'enveloppe du signal sera fonction de α , le signal fonction de t. Les modèles mathématiques utiliseront les deux variables afin de mieux représenter le signal observé.

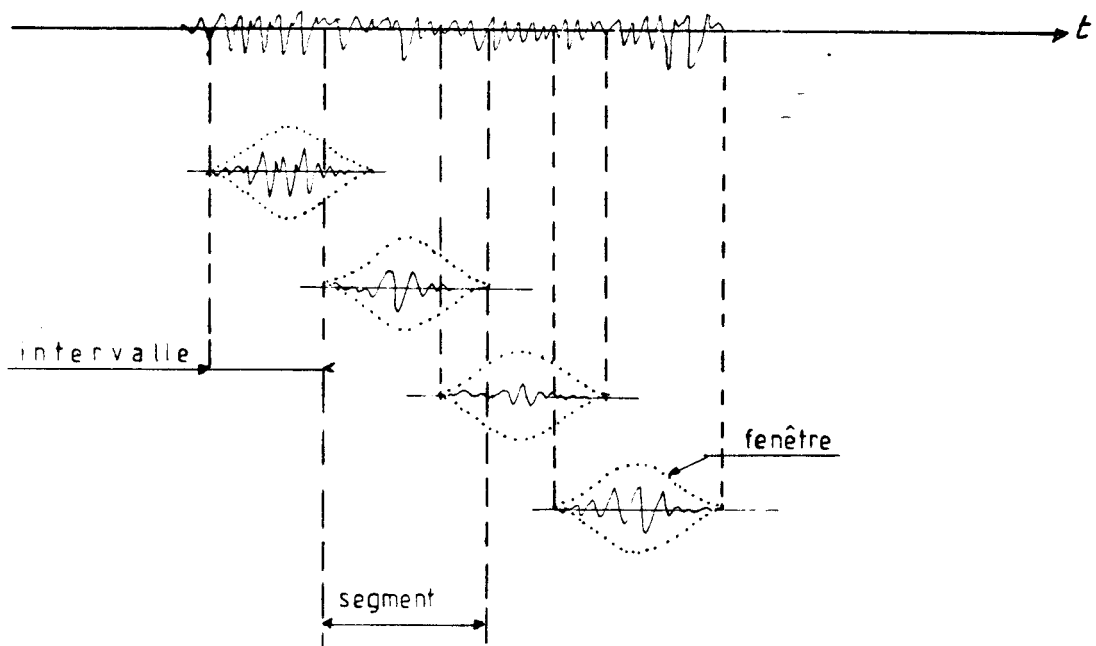


Fig. III-13
Principe de l'analyse à court terme

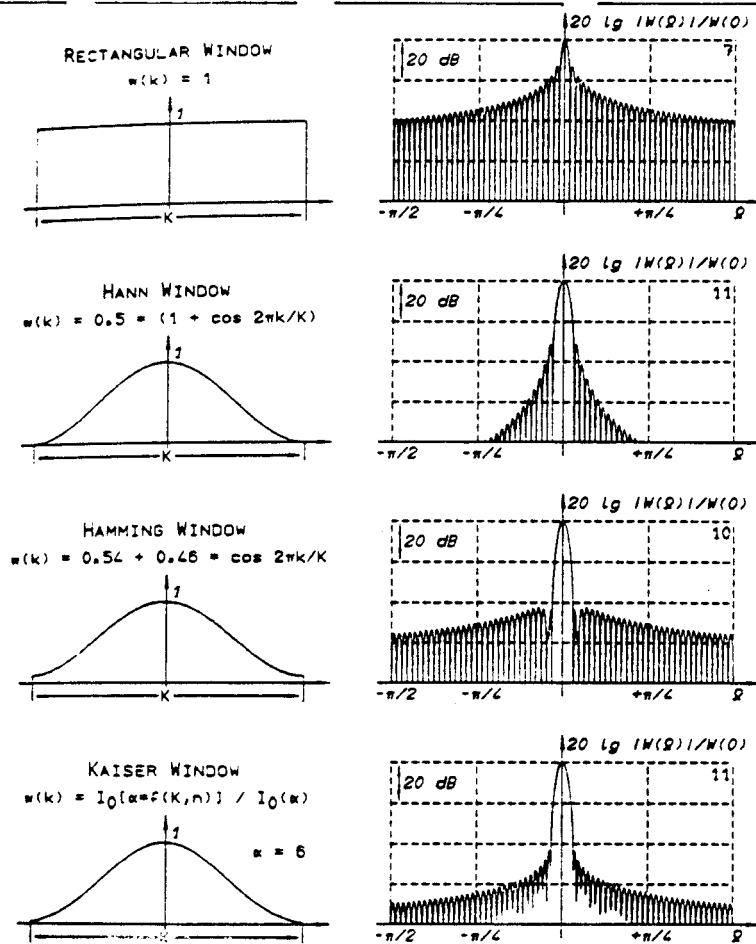


Fig. III-14
Fenêtres de pondération et leurs spectres

Le signal est variant dans le temps, c'est-à-dire que la fréquence et l'enveloppe du signal changent avec le temps. Il est donc de première importance de déterminer leurs valeurs instantanées plutôt que leurs moyennes à long terme. Pour ce faire, l'analyse à "court terme" est utilisée. La représentation à court terme d'un signal échantillonné $x(n)$ est obtenue par fenêtrage, en pondérant le signal $x(n)$ par une fonction fenêtre $w(k)$:

$$x_{\bullet}(n, q) = x(n) \cdot w(q-n).$$

La fenêtre $w(k)$ est une fonction arbitraire du temps qui n'est différente de zéro que sur un petit intervalle. Un exemple est la fenêtre rectangulaire:

$$w_r(k) = \begin{cases} 1 & k = -\frac{K}{2} \text{ à } \frac{K}{2} - 1 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

Dans l'intervalle $n = q - K/2$ à $q + K/2 - 1$ du signal, les paramètres qui sont extraits du signal $x_{\bullet}(n, q)$ sont supposés stationnaires, de telle sorte que l'on puisse les supposer constants sans erreurs significatives. Les estimations de paramètres sont appliquées de façon répétitive au signal $x_{\bullet}(n, q)$ pour toutes les valeurs de q pour lesquelles les paramètres sont désirés. La longueur K de la fenêtre est la longueur segment. Cette valeur est choisie de manière à satisfaire le compromis entre la stationnarité et le nombre d'échantillons $x(n)$ à l'intérieur du segment nécessaire à l'estimation précise des paramètres. La figure III-13 résume le principe de l'analyse à court terme.

Le choix de la fonction fenêtre influence les valeurs des paramètres à court terme. Plus la fenêtre est petite, plus son influence est grande. La figure III-14 montre des exemples de fenêtres bien connues et leurs spectres respectifs [réf. 14,15].

Afin d'obtenir un haut degré de liberté pour l'analyse et ainsi un choix plus large de méthodes d'analyse, il est pratique de définir le signal à court terme $x_{\bullet}(n, q)$ indéfini à l'extérieur de la fenêtre, c'est-à-dire

$$x_{\bullet}(n, q) := \begin{cases} x(n) \cdot w(q-n) & n = q - K/2 \text{ à } q + K/2 - 1 \\ \text{indéfinie} & \text{ailleurs} \end{cases}$$

Utilisant cette définition, des valeurs arbitraires peuvent être assignées à $x_{\bullet}(n, q)$ à l'extérieur de la fenêtre. Ces valeurs sont choisies de telle façon que l'analyse correspondante soit optimale. Habituellement on considère [réf. 14]:

a) Analyse stationnaire

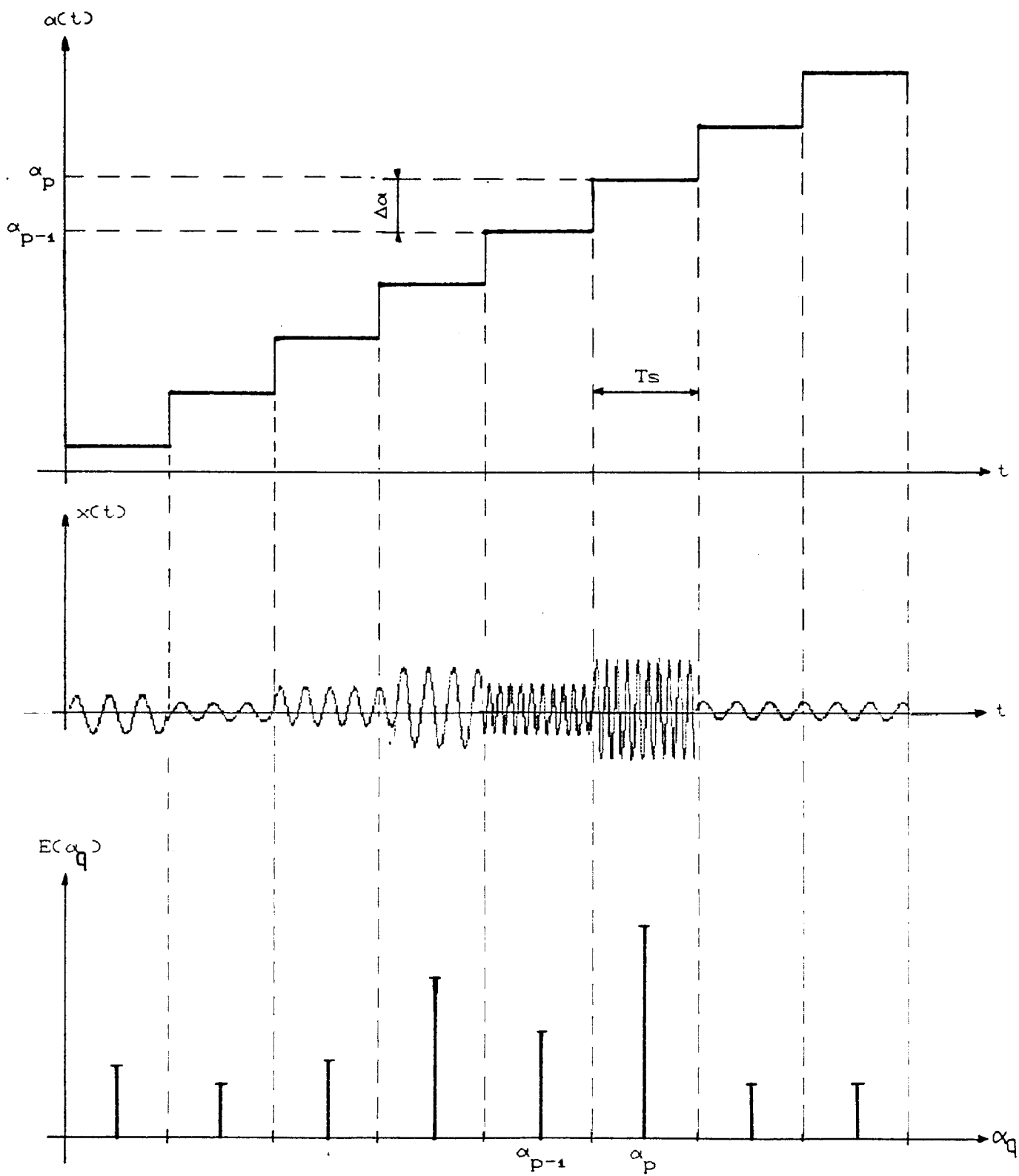
Le signal à court terme $x_{\bullet}(n, q)$ est forcé à zéro à l'extérieur de la fenêtre de sorte que le signal, pour une valeur donnée de q est valable pour tout n . Le signal $x_{\bullet}(n, q)$ est par conséquent de durée finie, d'énergie finie et toutes les méthodes utilisées pour l'analyse des signaux infinis sont utilisables; méthode d'autocorrélation pour la prédiction linéaire par exemple. L'analyse stationnaire est conseillée quand le segment est relativement long par rapport à la période du signal.

b) Analyse non stationnaire

L'analyse et l'estimation des paramètres sont calculées dans l'intervalle fixé $n = q - K/2$ à $q + K/2 - 1$. Si des échantillons à l'extérieur de la fenêtre sont nécessaires, ils sont pris du signal (avec ou sans pondération). Les méthodes d'analyse, propres aux signaux variants sont alors à utiliser; méthode de covariance pour la prédiction linéaire. Cette analyse est souhaitable lorsque la fenêtre doit être courte et ne contient qu'une ou deux périodes du signal par exemple.

c) Analyse synchrone ou périodique

La fenêtre de $x_{\bullet}(n, q)$, $n = q - K/2$ à $q + K/2 - 1$ est considérée comme une période d'un signal périodique $X_{sp}(n, q)$ avec la période K . L'analyse harmonique peut être appliquée sur $X_{sp}(n, q)$. La transformation de Fourier discrète (TFD) satisfait implicitement cette hypothèse. Si cette analyse s'effectue sur un signal non-périodique ou un signal dont la période T_0 ne correspond pas exactement à la longueur K du support, alors le signal doit être fixé à zéro à l'extérieur de la fenêtre et l'on doit s'assurer que les transitions entre périodes adjacentes du signal $X_{sp}(n, q)$ n'ont pas un effet perturbateur sur les résultats d'analyse.



Etablissement du temps de stationnarité

Fig. III-15

Il n'y a pas de différence entre ces trois méthodes d'analyses à court terme tant que la longueur du segment (K) peut être prise arbitrairement. L'extraction de paramètres est une méthode de réduction des données. Les paramètres sont ainsi postulés comme variant plus lentement avec le temps que le signal lui-même. Les paramètres dans les systèmes variants dans le temps, comme les signaux à partir desquels ils ont été extraits, sont sujets au même point au théorème d'échantillonnage. Du point de vue traitement, la différence principale est que la fréquence de segmentation peut être beaucoup plus petite que la fréquence d'échantillonnage du signal. L'intervalle de segmentation définit aussi les positions q_i des segments individuels.

III. 3. 2 APPLICATION DE L'ANALYSE À COURT TERME

III.3.2.1 Établissement du temps de stationnarité

Le temps de stationnarité (T_s) dépend de deux facteurs:

- La vitesse de balayage (V_b) du corrélateur optique (°/s)
- La vitesse du tissu (V_t) (m/mn)

V_t est comprise entre 10 et 100 m/mn. V_t étant imposée par les traitements sur tissus, le temps de stationnarité (T_s) peut être obtenu par le facteur V_b . La contrainte associée à ce problème est le temps réel. Par conséquent V_b doit être la plus grande possible.

T_s étant obtenu, les principes d'analyse à court terme seront alors utilisés afin de déterminer le spectre et l'enveloppe du signal pour chaque segment.

La figure III-15 ci-contre rassemble les données du problème. Nous avons choisi pour $\alpha(t)$ une fonction en escalier de paramètres $\Delta\alpha$ et T_s qui déterminent V_b en nombre de pas par unité de temps. Les paramètres à mesurer sont $E(\alpha_q)$ et $f(\alpha_q)$, enveloppe et fréquence du signal aux angles α_q , $q=1$ à Q . Le nombre Q détermine l'angle de balayage.

III.3.2.2 Estimation de T_s

L'étude préalable effectuée dans la première partie de ce chapitre, a mis en évidence un bruit d'amplitude dont l'origine est liée à la nature des textiles constitués de fibres. De ce

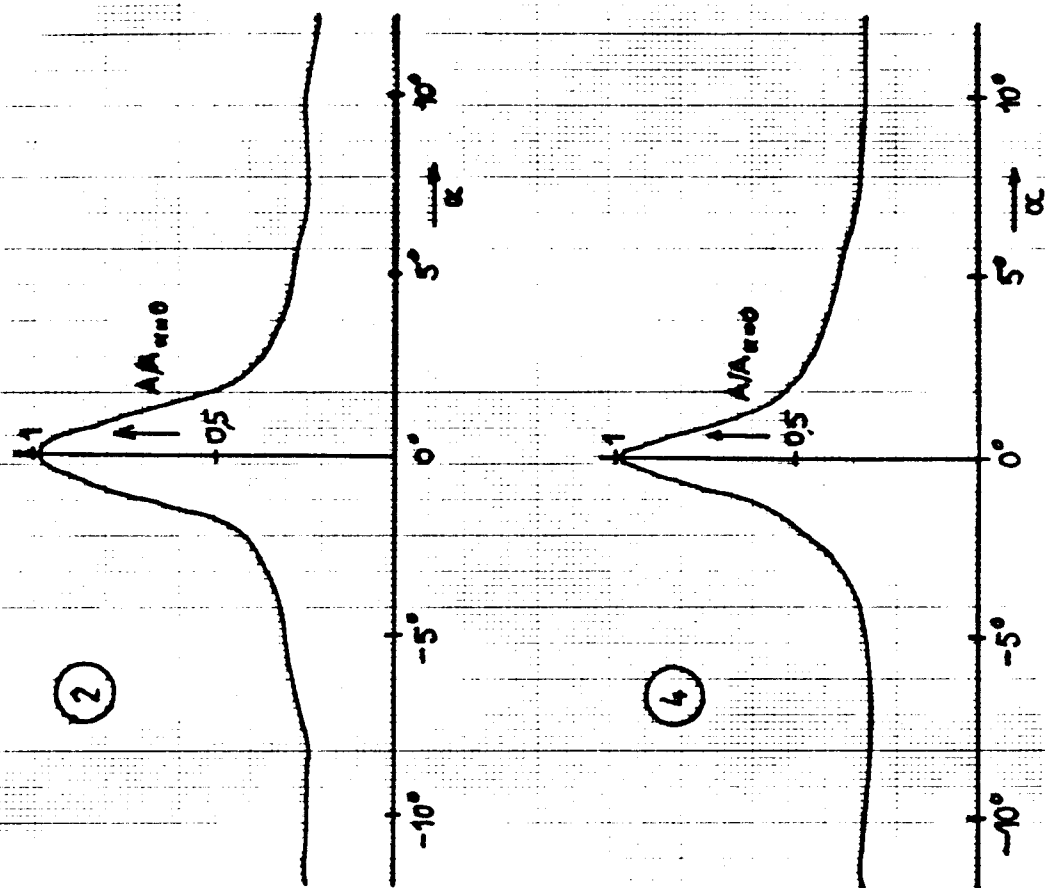
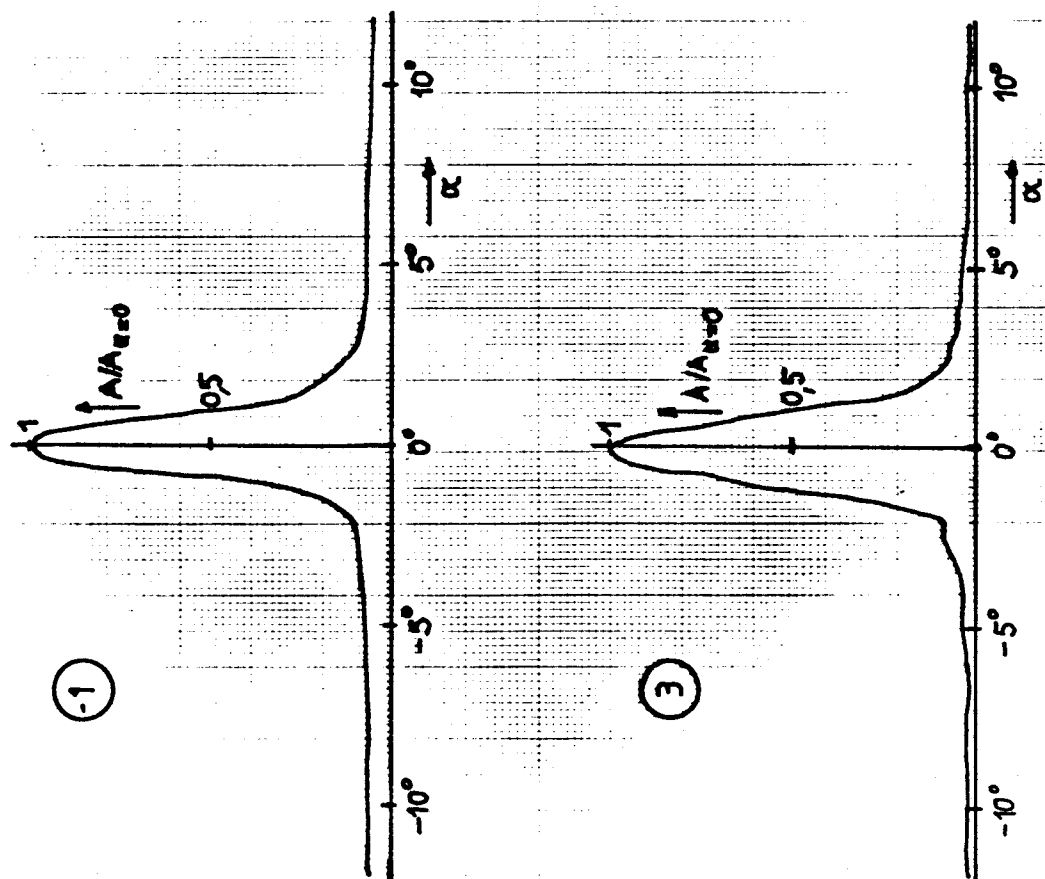


Fig. III-16

Exemples d'enveloppe du signal

point de vue, il est souhaitable d'estimer les paramètres de chaque segment à partir de plusieurs périodes du signal; ce qui exclue l'analyse non stationnaire. L'estimation théorique de T_s minimum peut s'effectuer en se fixant comme hypothèses de calcul le nombre minimum souhaité de périodes (N_p) dans chaque segment de durée T_s , la vitesse du tissu (V_t) et le nombre minimal (N_{min}) de fils de trame/cm. Pour $V_t=30$ m/mn, $N_{min}=5$ fils/cm, $N_p=4$, nous obtenons

$$T_s=16 \text{ ms.}$$

Remarques: -La valeur de N_p sera ajustée expérimentalement.

-Le produit BT (cf. annexe IV) est également un critère sous entendu.

La valeur de $T_s=16$ ms est valable uniquement pour une vitesse V_t de 30 m/mn. Afin de maintenir la stationnarité du signal par segment quelle que soit V_t , T_s doit être inversement proportionnel à V_t d'où:

$$T_s = \frac{K}{V_t} \quad K=.48 \text{ m, } V_t \text{ en m/mn, } T_s \text{ en seconde s.}$$

III.3.2.3 Estimation de $\Delta\alpha$

La localisation sur α du signal de trame implique un pas d'échantillonnage ($\Delta\alpha$) de l'enveloppe du signal. Ce pas doit satisfaire le théorème d'échantillonnage. Le calcul théorique de $\Delta\alpha$ peut s'effectuer si on choisit pour enveloppe du signal de trame $E(\alpha)$ une allure gaussienne

$$E(\alpha) = \frac{1}{\sqrt{2\pi \cdot \sigma}} \cdot \exp - \frac{\alpha^2}{2 \cdot \sigma^2}$$

dont la transformée de Fourier s'écrit

$$W(\Omega) = \exp - \left(2\pi^2 \Omega^2 \sigma^2 \right)$$

$$\text{avec } W(\Omega) \simeq 0 \text{ pour } \Omega > \Omega_m = \frac{4}{2\pi\sigma}$$

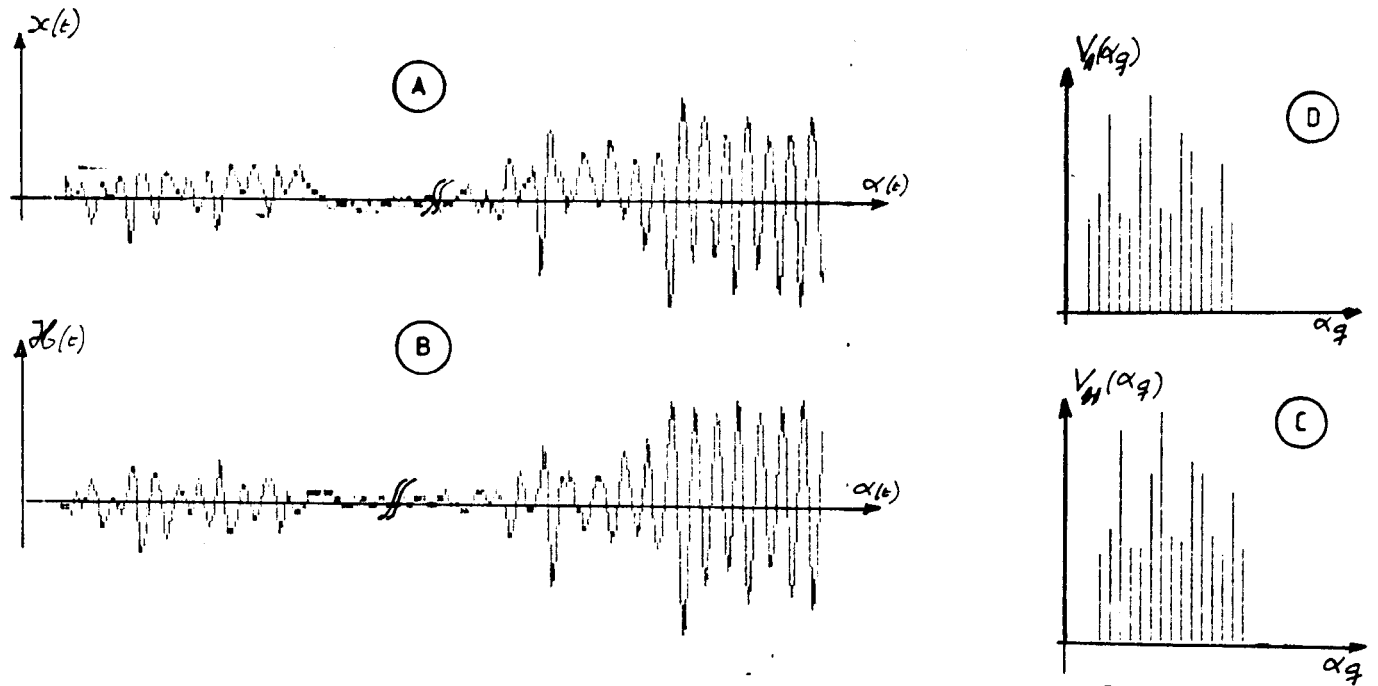
nous obtenons pour $\Delta\alpha$

$$\Delta\alpha_{\text{critique}} \leq \frac{1}{2\Omega_m} = \frac{\pi\sigma}{4} \simeq \sigma$$

L'estimation de σ minimum est faite à partir des résultats théoriques et expérimentaux de [réf. 2] sur les enveloppes du signal. La figure III-16 en donne quatre exemples.

σ a été prise égale à 1.8° , d'où

$$\text{Echantillonnage de } \alpha \text{ au pas de } 1.8^\circ$$



A: signal $x(t)$

B: transformée de Hilbert de $x(t)$

C: Enveloppe discrétisée du signal
par transformée de Hilbert

D: Energie par tranche du signal

$$V_H(\alpha_q) = \sum_{n=1}^{15} \left[\sum_{i=1}^{128} \left[x_i^2 + y_i^2 \right]^{1/2} \right] \cdot \delta(\alpha_q - nq)$$

$$V_A(\alpha_q) = \sum_{n=1}^{15} \left[\sum_{i=1}^{128} |x(i)| \right] \cdot \delta(\alpha_q - nq)$$

Fig. III-17

Comparaison enveloppe et énergie par tranche du signal

III.3.2.4 Estimation de $E(\alpha_q)$

Ce paramètre est théoriquement égal à l'amplitude à l'instant t de l'enveloppe du signal au point α_q , $1 < q < Q$. Par définition, l'amplitude instantanée ou enveloppe du signal est définie en considérant le signal analytique $z(t)$ associé au signal réel $x(t)$ [réf. 3,25]:

$$z(t) = x(t) - jy(t)$$

La partie réelle et la partie imaginaire de $z(t)$ sont reliées par les transformations de *Hilbert*.

$$x(t) = H \{y(t)\} \quad \text{et} \quad y(t) = -H \{x(t)\}$$

La fonction $E(t) = [x^2(t) + y^2(t)]^{1/2}$ s'appelle "enveloppe instantanée du signal".

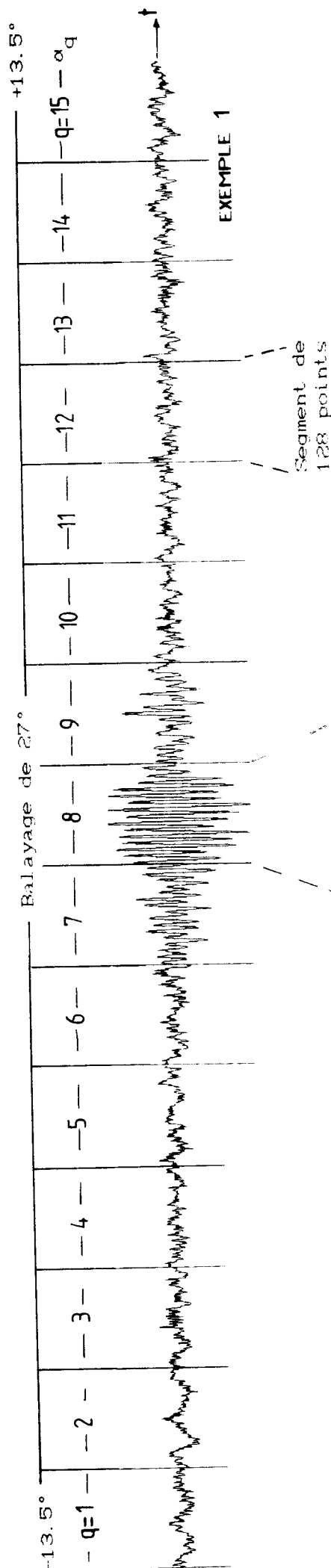
L'estimation de $E(\alpha_q)$ nécessite théoriquement la transformée de *Hilbert*. Cependant et afin de décharger les processeurs de signaux, cette transformation a été remplacée par le calcul de l'énergie du signal c'est-à-dire:

$$E(\alpha_q) = \sum_{i=1}^N x_i^2 \quad \text{estimée par} \quad \hat{E}(\alpha_q) = \sum_{i=1}^N |x_i| \quad 1 < q < Q,$$

N étant le nombre de points d'échantillonnage du signal à l'intérieur du segment. La valeur de N dépend de la fréquence d'échantillonnage (F_e) qui doit satisfaire le théorème de *Shannon*; F_e peut être estimée si l'on se fixe une vitesse de défilement du tissu V_t et la résolution (R_o) du corrélateur optique. Avec $R_o = 150 \mu m$ et $V_t = 30 m/mn$, la fréquence trame (F_{tr}) est égale à 3.29 kHz. Nous avons choisi $F_e = 8 kHz$. Le nombre N de points par segment est donc égal à 128.

$N=128, F_e=8 \text{ kHz}, V_t=30 \text{ m/mn}$

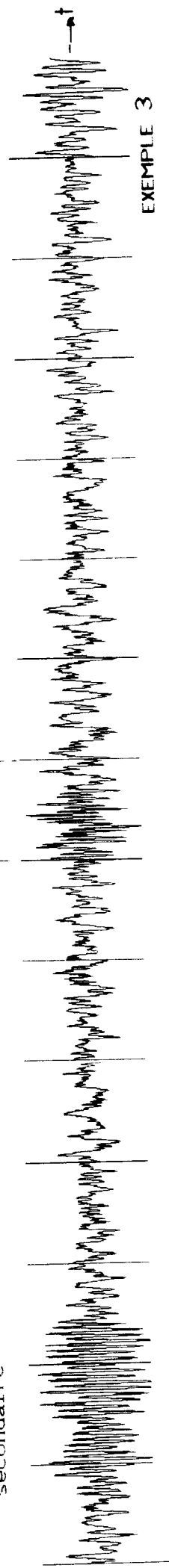
La figure III-17 illustre l'équivalence des deux estimations, montrant que la somme des valeurs absolues par tranche est une bonne approximation de l'enveloppe théorique discrétisée.



Signal de trame



Signal de texture
secondaire



Remarques:

- Afin de satisfaire le théorème d'échantillonnage quelle que soit la vitesse V_t , F_e doit être proportionnelle à V_t .
- Dans la suite du texte, $\hat{E}(\alpha_n)$ sera considérée comme échantillon de l'enveloppe du signal au point $\alpha_n = n \cdot q$.

La figure III-18 montre des exemples de signaux obtenus sur trois échantillons de tissu pour un balayage de 27° d'angle.

-Exemple 1

Le signal de trame (encore appelé salve trame) obtenu sur une armure toile apparaît nettement pour $q=8$.

-Exemple 2

La salve trame ($q=8$) est beaucoup moins apparente. Le signal est obtenu sur un tissu crépe.

-Exemple 3

La salve trame ($q=8$) est de faible amplitude et bruitée.

Des textures secondaires sont présentes dans les segments $q=2$ et $q=15$. Le signal est obtenu sur une armure satin.

Conclusion

A partir de l'étude théorique des principes d'analyse à court terme et de l'étude préalable du signal de textures, nous avons:

- Etabli le temps de stationnarité du signal

$$T_s(\text{ms}) = \frac{K}{V_t (\text{m/mn})} \quad K = .48 \text{ m}$$

- Déterminé le pas d'échantillonnage $\Delta\alpha$ de l'enveloppe du signal
 $\Delta\alpha = 1.8^\circ$

- Montré l'équivalence entre transformée de Hilbert et énergie du signal

$$\hat{E}(\alpha_q) = \sum_{i=1}^N |x_i| \quad 1 < q < Q,$$

- Estimé la fréquence d'échantillonnage du signal

$$F_e = 8 \text{ khz pour } V_t = 30 \text{ m/mn}$$

Celle-ci doit être proportionnelle à la vitesse de défilement du tissu.

III. 4 TECHNIQUES D'ESTIMATION SPECTRALE

[réf. 3,15,18,20,23,35]

La stationnarité du signal par tranche étant établie, le paramètre $f(\alpha_n)$ (fréquence du signal par tranche) peut être maintenant estimé par le calcul de la densité spectrale $S(f)$ du signal $x(n)$. En théorie, $S(f)$ est définie par l'expression

$$S(f) = \sum_{p=-\infty}^{+\infty} C_{xx}(p) \cdot e^{-j2\pi \cdot p \cdot f}$$

où $C_{xx}(p)$ est la valeur de la fonction d'autocorrélation pour le retard p . En pratique, seul un ensemble limité de données est disponible (128 points par tranche) et c'est seulement une estimation du véritable spectre qui est obtenue. Les techniques d'analyse spectrale ont pour objet de fournir des estimations de $S(f)$. Nous avons retenu deux méthodes:

-Méthode du périodogramme

-La modélisation autorégressive (AR)

La première méthode, dite non paramétrique, se justifie par les algorithmes rapides de calcul dénommés transformées de *Fourier* rapides (TFR) qui rendent possible l'estimation de $S(f)$ en temps réel. La deuxième méthode, dite paramétrique, se justifie par le théorème de *Wold* qui indique que tout processus aléatoire stationnaire peut s'écrire [réf. 3,35]

$$x(n) = r(n) + s(n)$$

où:

$r(n)$ et $s(n)$ sont des processus stationnaires et décorrélés.

$r(n)$ est prédictible, $s(n)$ non totalement prédictible.

D'après cette décomposition, tout processus aléatoire peut être décrit par un modèle ARMA (autorégressif à moyenne ajustée). Dérivé du modèle ARMA, le modèle AR (autorégressif) est le plus simple et le plus utilisé. Il est également connu pour bien localiser les maxima de la densité spectrale avec un nombre restreint d'échantillons. Dans les paragraphes suivants, l'étude de ces deux estimateurs est entreprise en vue de leur implémentation.

III. 4. 1 MÉTHODE DU PÉRIODOGRAMME [réf. 20,31]

La transformée de Fourier discrète d'un signal numérisé est la transformée de Fourier de ce signal, elle même échantillonnée au pas de f_s/N , f_s est la fréquence d'échantillonnage, N le nombre des données. L'étude de la méthode peut ainsi être faite soit sur f continue pour la définition et le calcul du biais de l'estimation, soit avec f discret ($f_p = p \cdot \frac{f_s}{N}$) pour le calcul de la variance de l'estimation.

DÉFINITION DU PÉRIODOGRAMME

On rappelle la démonstration définissant la méthode du périodogramme à partir du théorème de Wiener Kintchine:

Soit un estimateur $S_{pd}(f)$ de la densité spectrale de puissance $S_{xx}(f)$, transformée de FOURIER de la fonction d'autocorrélation.

Introduisons un estimateur de cette fonction;

$$\hat{R}_{xx}(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-k-1} x(i) \cdot x(i+k) \quad k=0,1,\dots,N-1$$

En définissant:

$$d(n) = \begin{cases} 1 & n=0,\dots,N-1 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

$\hat{R}_{xx}(k)$ peut s'écrire:

$$\hat{R}_{xx}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} [d(n) \cdot x(n)] [d(n+k) \cdot x(n+k)], \quad k=0,\dots,N-1$$

dont la transformée de Fourier s'écrit:

$$\begin{aligned} S_{pd}(f) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \hat{R}_{xx}(k) \cdot \exp(-j2\pi kf), \quad |f| < \frac{1}{2} \\ &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \left[\frac{1}{N} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d(n) \cdot x(n) \cdot d(n+k) \cdot x(n+k) \right] \cdot \exp(-j2\pi kf) \\ &= \frac{1}{N} \cdot \left[\sum_{n=-\infty}^{+\infty} d(n) \cdot x(n) \cdot \exp(j2\pi nf) \right] \cdot \left[\sum_{k=-\infty}^{+\infty} d(n+k) \cdot x(n+k) \cdot \exp(-j2\pi(n+k)f) \right]. \end{aligned}$$

Nous obtenons alors:

$$\boxed{S_{pd}(f) = \frac{1}{N} X^*(f) \cdot X(f) = \frac{1}{N} |X(f)|^2} \quad |f| < \frac{1}{2}$$

où:

$$X(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d(n) \cdot x(n) \cdot \exp(-j2\pi nf) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot \exp(-j2\pi nf)$$

est la transformée de Fourier des N données disponibles.

L'estimation $S_{pd}(f)$ est appelé *périodogramme*.

III.4.1.1 Consistance de l'estimation

a) Biais du périodogramme:

$$\begin{aligned}
 E \left\{ S_{pd}(f) \right\} &= E \left\{ \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \hat{R}_{xx}(k) \exp(-j2\pi kf) \right\} \\
 &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{N} \left[\sum_{n=-\infty}^{+\infty} d(n)d(n+k) \cdot E \left\{ x(n) \cdot x(n+k) \right\} \exp(-j2\pi kf) \right] \\
 &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \hat{R}_{xx}(k) \cdot \exp(-j2\pi kf) \cdot \frac{\left[\sum_{n=-\infty}^{+\infty} d(n) \cdot d(n+k) \right]}{N} \\
 &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} q_N(k) \cdot \hat{R}_{xx}(k) \cdot \exp(-j2\pi kf) \quad |f| < \frac{1}{2}
 \end{aligned}$$

où:

$$\begin{aligned}
 q_N(k) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{+\infty} d(n) \cdot d(n+k) \\
 &= \begin{cases} 1 - \frac{|k|}{N} & , \quad |k| < N \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}
 \end{aligned}$$

dont la transformée est

$$Q_N(f) = \frac{1}{N} \left[\frac{\sin(\pi f N)}{\sin(\pi f)} \right]^2 \quad |f| < \frac{1}{2}$$

Par conséquent:

$$E \left\{ S_{pd}(f) \right\} = \int_{-1/2}^{+1/2} S_{xx}(\alpha) \cdot Q_N(f-\alpha) d\alpha$$

transformée du produit $q_N(k) \cdot \hat{R}_{xx}(k)$.

$S_{pd}(f)$ est un estimateur biaisé, résultant de la troncation de la fonction d'autocorrélation. $S_{xx}(f)$ est convolué avec $(\text{sinc})^2$.

Cependant, quand le nombre des données augmente (N croît),

$Q_N(f) \rightarrow \delta(f)$, d'où

$$E \left\{ S_{pd}(f) \right\} = \int_{-1/2}^{+1/2} S_{xx}(\alpha) \cdot \delta(f-\alpha) d\alpha = S_{xx}(f) .$$

$S_{pd}(f)$ est non biaisé asymptotiquement.

b) Variance du périodogramme

Le calcul analytique nécessite l'hypothèse d'un bruit blanc gaussien, valeur moyenne nulle, variance égale à σ^2 (le cas des signaux périodiques est vu séparément).

Pour une valeur de $f = \frac{p}{N}$

$$S_{pd} \left(\frac{p}{N} \right) = \frac{1}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot \exp \left[-j \frac{2\pi n p}{N} \right] \right|^2 \quad p=0, \dots, N/2$$

$$= A_p^2 + B_p^2$$

où :

$$A_p = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot \cos \left(\frac{2\pi n p}{N} \right)$$

$$B_p = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot \sin \left(\frac{2\pi n p}{N} \right)$$

Étant des combinaisons linéaires de variables gaussiennes, A_p et B_p sont elles-même gaussiennes d'où :

$$E \{A_p\} = E \{B_p\} = 0$$

$$\text{Var} \{A_p\} = E \{A_p^2\} = \frac{\sigma^2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \cos^2 \left(\frac{2\pi n p}{N} \right)$$

$$= \begin{cases} \frac{\sigma^2}{2} & p \neq 0, \frac{N}{2} \\ \sigma^2 & p = 0, \frac{N}{2} \end{cases}$$

$\text{covar}\{A_p, B_p\} = \text{covar}\{A_p, B_q\} = \text{covar}\{A_p, A_q\} = \text{covar}\{B_p, B_q\} = 0$ pour tout $p \neq q$.

A_p et B_p étant des variables gaussiennes indépendantes, $S_{pd}(p/N)$ possède la distribution du χ^2 .

$$\frac{S_{pd}(p/N)}{\sigma^2/2} \simeq \chi_2^2 \quad p \neq 0, \frac{N}{2}$$

$$\frac{S_{pd}(p/N)}{\sigma^2} \simeq \chi_1^2 \quad p = 0, \frac{N}{2}$$

sachant que :

$$E \{\chi_m^2\} = m \quad E \{Z_i^2\} = m$$

$$E \{(\chi_m^2 - m)^2\} = m \quad \text{Var} \{Y_i\} = 2m$$

$$\text{Var} \left\{ S_{pd} \left(\frac{p}{N} \right) \right\} = \begin{cases} \sigma^4 & p \neq 0, \frac{N}{2} \\ 2\sigma^4 & p = 0, \frac{N}{2} \end{cases}$$

L'erreur de mesure est égale à

$$\varepsilon_r = \frac{\sqrt{\text{var}(S_{pd}(f))}}{S_{xx}(f)} = \frac{\sigma^2}{\sigma^2} = 100\% \quad f=p/N \quad p \neq 0, N/2$$

Par conséquent, l'estimation $S_{pd}(f)$ est un très mauvais estimateur. De plus la variance ne dépend pas du nombre de données. Afin d'améliorer les performances de cet estimateur, on moyenne les estimées de sections juxtaposées du signal.

c) Moyennage des estimées

Nous pouvons prendre les N mesures du signal, les diviser en n sections, chacune d'elles contient N/n points, pour former n estimateurs différents de la densité spectrale, et moyenner les n estimées.

$$\overline{S_{pd}(f)} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n S_{pd}^k(f)$$

ou $S_{pd}^k(f)$ est l'estimée spectrale de la k ème section du signal. En supposant que les estimateurs $S_{xx}^k(f)$ soient indépendants, la variance sera réduite par le facteur n . Cependant, étant donné que moins de points sont utilisés pour former l'estimation $S_{pd}^k(f)$, le biais (convolution du spectre avec $Q_{N/n}(f)$) sera plus important. Un moyennage peut être également effectué sur $S_{pd}(f)$ en effectuant une moyenne mobile sur le spectre:

$$\overline{S_{pd}\left(\frac{p}{N}\right)} = \frac{1}{2m+1} \sum_{i=-m}^{+m} S_{pd}\left(\frac{p+i}{N}\right)$$

-Cas des signaux périodiques: [réf. 20]

Soit le signal $x(t, \theta)$ tel que

$$x_k(t, \theta) = \begin{cases} A \cos(2\pi V_0 t - \alpha) & t \in \theta \\ 0 & t \notin \theta \end{cases}$$

θ étant la durée du segment.

$S_{pd}(f)$ s'écrit:

$$S_{pd}(f) = \frac{A^2 \theta}{4} \left\{ \left| \frac{\sin \pi(V-V_0)\theta}{\pi(V-V_0)\theta} \right|^2 + \left| \frac{\sin \pi(V+V_0)\theta}{\pi(V+V_0)\theta} \right|^2 \right\}$$

L'échantillonnage en fréquence étant au pas de $1/\theta$, la fréquence V_0 du signal peut s'écrire

$$V_0 = \frac{m_0}{\theta} + \frac{\epsilon}{\theta}$$

d'où pour $v=p/\theta$ et $m_0 \geq 5$

$$s_{pd}(p/\theta, \theta) \approx \frac{A^2 \theta}{4} \left| \frac{\sin \pi(p-m_0-\epsilon)}{\pi(p-m_0-\epsilon)} \right|^2$$

Les figures III-19a et III-19b montrent le résultat obtenu pour $\epsilon=0$ et $\epsilon=1/2$ (cas le plus défavorable).

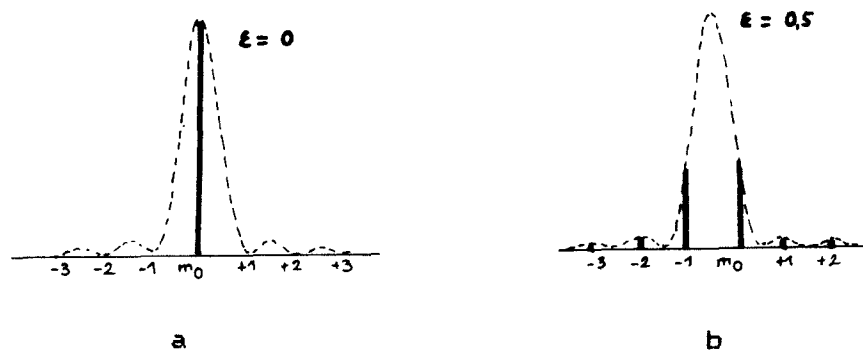


Fig. III-19

Effet de barrière quand le nombre de périodes du signal analysé sur la durée θ de fenêtre n'est pas entier

On constate que la mesure de l'amplitude est erronée; ce phénomène est appelé "effet de barrière" ou "leakage" en anglais.

Conclusion sur la méthode du périodogramme

Cet estimateur n'est pas consistant. Afin de réduire le biais, la variance et l'effet de barrière, nous avons utilisé la fenêtre de *Hanning* qui a pour expression

$$w(n) = .54 + .46 \cdot \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \quad 0 \leq n \leq N$$

Cette fenêtre est appliquée sur chaque segment de 128 points du signal. Le calcul des spectres, implémenté sur processeur de signaux numériques (TMS320c25), s'effectue en temps réel par l'algorithme FFT (Cooley-Tukey 128 pts). Pour un balayage de 27° d'angle et un $\Delta\alpha$ de 1.8° , nous obtenons ainsi, toutes les 240ms, 15 densités spectrales.

-Résolution spectrale

Pour $F_0=8$ kHz et $N=128$, la résolution spectrale est de 62.5 Hz.

-Moyennage des estimées

La technique qui consiste à diviser les N mesures par tranche du signal (N=128 pts) en sections ne peut être employée si nous voulons maintenir la résolution spectrale à 62.5 Hz. Le moyennage ne peut s'effectuer que sur plusieurs balayages. Soit k le numéro du balayage, l'estimée de la densité spectrale pour la tranche n s'écrit

$$\hat{S}_{xx}^k(f, \alpha_n) = \frac{1}{N} \left| X(f, \alpha_n) \right|^2$$

Pour k=K, la densité spectrale $\hat{S}_{xx}(f, \alpha_n)$ est calculée suivant

$$\hat{S}_{xx}(f, \alpha_n) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \hat{S}_{xx}^k(f, n)$$

$\hat{S}_{xx}(f, \alpha_n)$ est calculé pour tout n ($1 \leq n \leq 15$).

-K a été initialisé à 10.

Il faut préciser toutefois que cette procédure de moyennage est justifiée si le signal est stationnaire pendant la durée K du moyennage. A défaut, elle ne pourrait être justifiée; le cas se produisant lorsque les déformations du tissu ne sont pas constantes (ce problème sera traité au chapitre V).

III. 4. 2 MODÉLISATION AUTORÉGRESSIVE [réf. 18,23]

Cette méthode d'estimation est plus récente. Elle peut se justifier théoriquement par le théorème de *Wold* qui indique que tout processus aléatoire peut être décrit par un modèle ARMA dont le modèle AR est dérivé [réf. 3]. Celui-ci est de plus bien connu pour faire apparaître des maxima prononcés correspondant à des résonances et posséder une plus haute résolution que les méthodes classiques d'estimation spectrale. Ayant montré dans la première partie de ce chapitre que les signaux de textures sont périodiques, il n'est donc pas déraisonnable de penser qu'un modèle AR puisse bien les représenter. Si p est l'ordre du modèle, le signal peut s'écrire

$$y(k) = - \sum_{i=1}^p a_i \cdot y(k-i) + e(k)$$

La quantité

$$-\sum_{i=1}^p a_i \cdot y(k-i)$$

apparaît comme la prédiction du signal à l'instant k , connaissant les p échantillons antérieurs. Soit $\hat{y}(k)$ ce signal prédit:

$$\hat{y}(k) = -\sum_{i=1}^p a_i \cdot y(k-i)$$

$e(k)$ apparaît comme l'erreur de prédiction.

Pour déterminer les coefficients $a(i)$, nous pouvons employer l'une des deux méthodes utilisées pour la modélisation du signal de parole appelées méthode de covariance et méthode d'autocorrélation.

Modélisation par la méthode de covariance et d'autocorrélation

Il s'agit de chercher les coefficients $a(i)$ qui minimisent l'erreur de prédiction. Soit J le critère à minimiser:

$$J = \sum_{k=0}^{N-1} e^2(k) = \sum_{k=0}^{N-1} \left[y(k) + \sum_{j=1}^p a_j \cdot y(k-j) \right]^2$$

p est l'ordre du modèle

N est le nombre d'échantillons à l'intérieur de chaque tranche du signal

La minimisation du critère J donne:

$$\frac{\partial J}{\partial a_j} = 2 \sum_{k=0}^{N-1} y(k-j) \cdot \left[y(k) + \sum_{i=1}^p a_i y(k-i) \right] = 0$$

soit encore

$$\sum_{i=1}^p a_i \sum_{k=0}^{N-1} y(k-j) \cdot y(k-i) = - \sum_{k=0}^{N-1} y(k) \cdot y(k-j)$$

En notant

$$R_{ij} = \sum_{n=0}^{N-1} y(n-i) \cdot y(n-j) \quad \text{et} \quad R_j = \sum_{n=0}^{N-1} y(n) \cdot y(n-j)$$

on obtient

$$\boxed{\sum_{i=1}^p R_{ij} \cdot a_i = -R_j}$$

Si les limites de sommation sont prises égales à 0 et N-1, la méthode est dite de covariance.

Si les limites sont $-\infty$ et $+\infty$, la méthode est dite d'autocorrélation.

Nous avons choisi la méthode d'autocorrélation car il existe des algorithmes rapides pour le calcul des a_i , la matrice d'autocorrélation étant une matrice de *Toeplitz*.

III.4.2.1 Méthode de l'autocorrélation [réf. 18]

Nous utilisons l'algorithme de *Levinson-Durbin* pour le calcul des a_i . La solution est déterminée récursivement par les équations suivantes:

$$k_i = \frac{\sum_{j=1}^{i-1} a_j^{(i-1)} R(i-j) - R(i)}{E_{i-1}}$$

$$a_i^{(i)} = k_i$$

$$a_j^{(i)} = a_j^{(i-1)} + k_i a_{i-j}^{(i-1)} \quad 1 \leq j \leq i-1$$

$$E_i = (1 - k_i^2) E_{i-1}$$

ou les $a_j^{(i)}$ $j=1,2,\dots,i$ représentent les coefficients du filtre prédicteur d'ordre i . avec $E_0 = R(0)$. La solution finale est donnée par $a_j = a_j^{(p)}$ $j=1,2,\dots,p$.

Remarque:

Pour $k=0,1,\dots,p-1$, l'erreur de prédiction $e(k)$ présente des valeurs élevées car la prédiction porte sur un nombre insuffisant d'échantillons. Le même phénomène se produit en fin de tranche ($k=N,N+1, \dots, N+p-1$), où l'on tente de prédire des valeurs nulles pour $y(k)$. Afin de minimiser cet effet, on pondère les échantillons par une fenêtre de *Hamming*.

Le spectre du modèle $[H(e^{j\omega})]$ peut être évalué en appliquant la transformée de *Fourier* rapide à la séquence $h^{-1}(n)$ donné par

$$\begin{aligned} h^{-1}(n) &= 1 & n=0 \\ &= a_n & n=1,2,\dots,p. \\ &= 0 & \text{ailleurs} \end{aligned}$$

obtenant le spectre à des fréquences discrètes. Dues aux propriétés spectrales de la prédiction linéaire, on obtient une

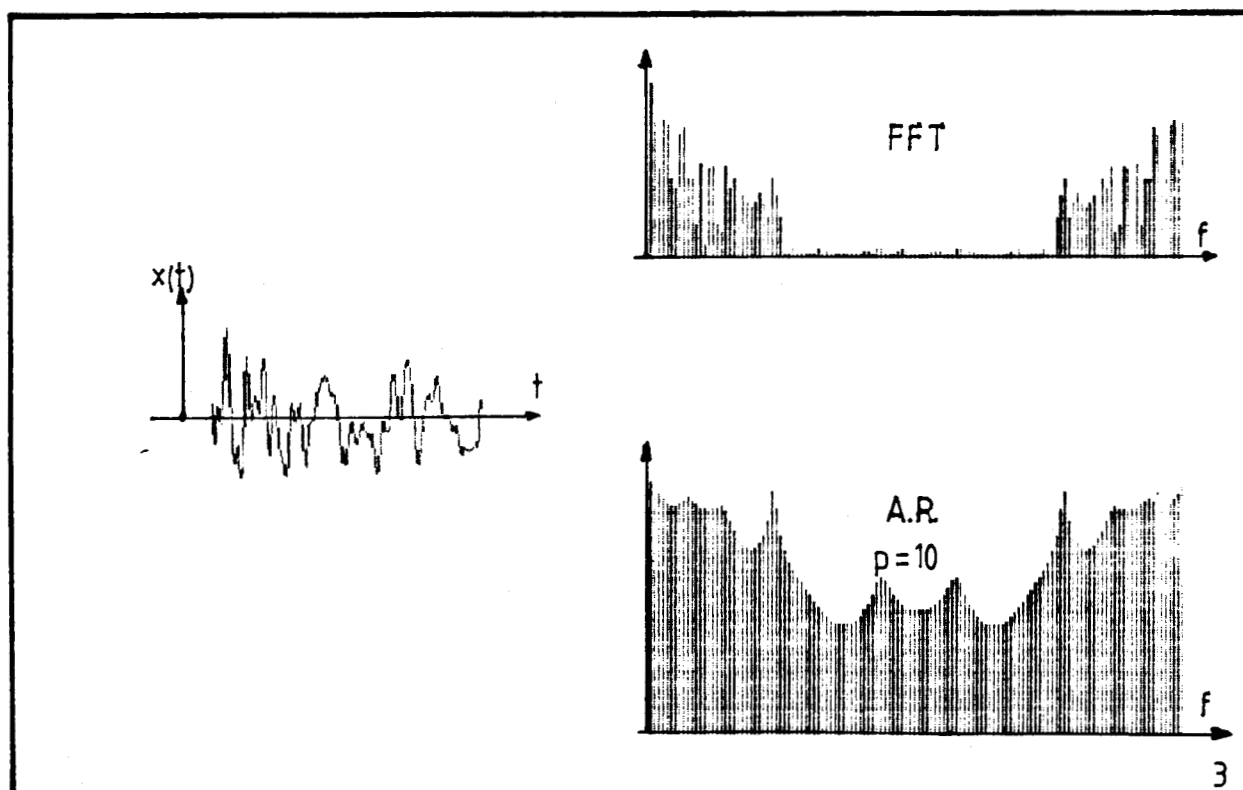
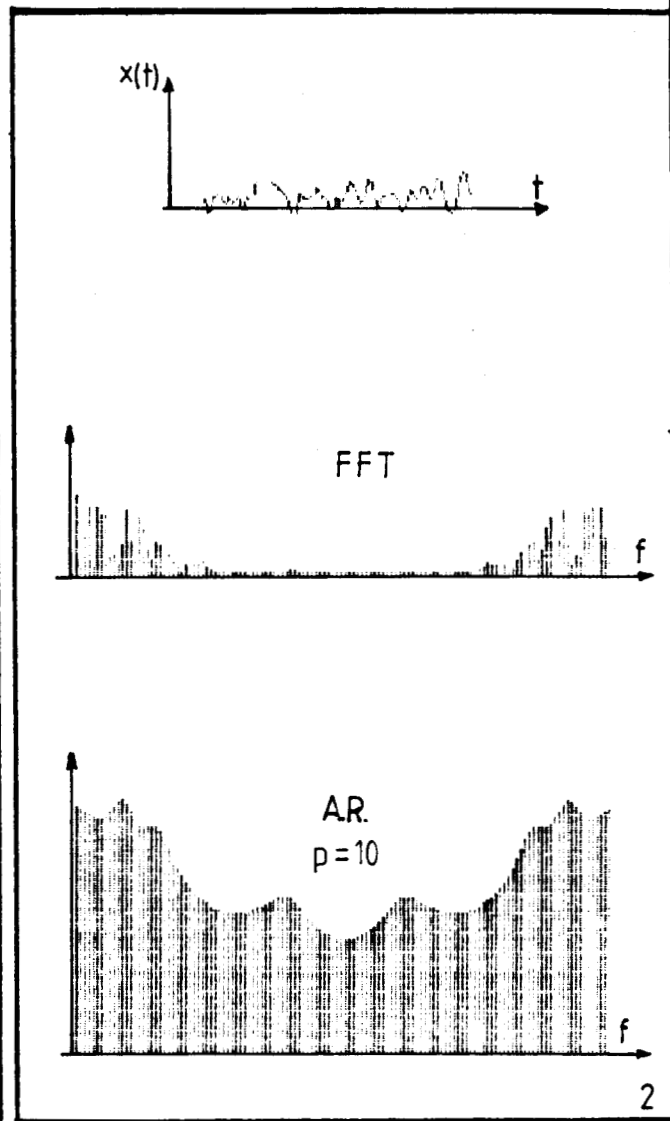
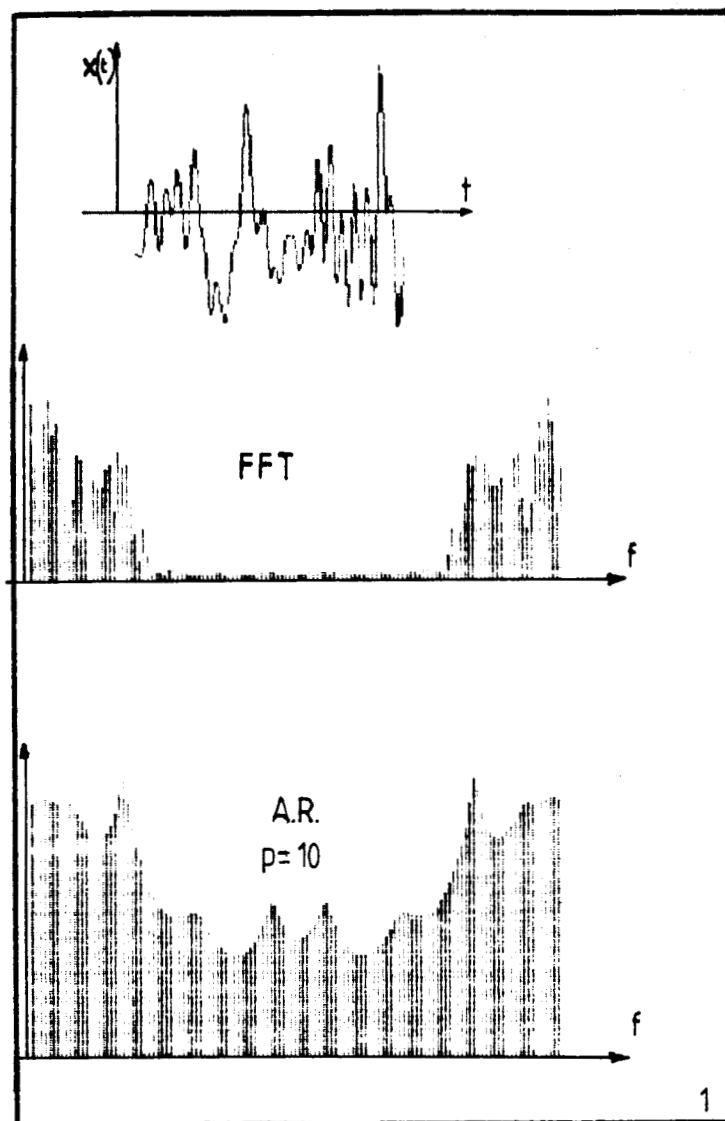


Fig. 111-20

bonne approximation de l'enveloppe spectrale. La figure III-20 donnent quelques exemples. Le spectre du modèle est obtenu par FFT sur 128 points, nous permettant ainsi une comparaison directe entre le spectre du modèle et le spectre estimé directement par FFT.

III. 5 FILTRAGE

Après avoir rappelé les notions de filtrage optimal, nous étudions les propriétés du filtrage par autocorrélation, du filtrage fréquentiel et du moyennage afin de justifier les traitements suggérés lors de l'analyse préliminaire des textures. Nous introduisons également les mesures de distances entre textures sous la forme du rapport de vraisemblance et de la distance cepstrale. Ces distances sont calculées à partir du filtre inverse défini par la modélisation autorégressive. Nous terminons par l'étude du lissage de courbes.

III. 5. 1 LE FILTRAGE OPTIMAL [réf. 20]

Le filtre optimal est le filtre adapté au signal. Sa réponse impulsionnelle est une réplique du signal. Soit $x(t)$ ce signal, la réponse s'écrit $h(t)=x(-t-\tau_0)$. En appliquant à l'entrée du filtre adapté le signal $x(t)$, on obtient en sortie:

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

d'où
$$y(t)=\int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau_0-\tau) \cdot x(t-\tau) \cdot d\tau$$

qui est l'expression de la fonction d'autocorrélation du signal $x(t)$ au point $[t-\tau_0]$. Étudions cette fonction dans le cas d'un signal périodique $p(t)$ de période T_0 additionné d'un bruit coloré $b(t)$ de valeur moyenne nulle.

Soit
$$x(t)=p(t)+b(t)$$

la fonction d'autocorrélation peut s'écrire

$$\Gamma_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot x^*(t-\tau) dt$$

$$\begin{aligned}
&= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \left[p(t) + b(t) \right] \cdot \left[p(t-\tau) + b(t-\tau) \right]^* dt \\
&= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \left[\int_0^T p(t) \cdot p^*(t-\tau) dt + \int_0^T p(t) \cdot b^*(t-\tau) dt \right. \\
&\quad \left. + \int_0^T b(t) \cdot p^*(t-\tau) dt + \int_0^T b(t) \cdot b^*(t-\tau) dt \right]
\end{aligned}$$

$$\Gamma_{xx}(\tau) = \Gamma_{pp}(\tau) + \Gamma_{pb}(\tau) + \Gamma_{bp}(\tau) + \Gamma_{bb}(\tau).$$

$$\Gamma_{pb}(\tau) = E \left[p(t) \cdot b^*(t-\tau) \right] = p(t) \cdot E \left[b^*(t-\tau) \right] = 0.$$

avec

$$\Gamma_{pb}(\tau) = \Gamma_{bp}(\tau) = 0$$

$$\Gamma_{xx}(\tau) = \Gamma_{pp}(\tau) + \Gamma_{bb}(\tau)$$

or :

$$\Gamma_{bb}(\tau) \rightarrow 0 \text{ quand } \tau \rightarrow \infty$$

ou $\tau > \tau_c$ (τ_c : rayon de corrélation).

donc :

$$\Gamma_{xx}(\tau) \rightarrow \Gamma_{pp}(\tau) \text{ qd } \tau > \tau_c$$

La fonction d'autocorrélation du signal tend vers celle du signal utile $p(t)$.

Le gain en rapport signal/bruit par autocorrélation est proportionnel à $2BT$ (voir annexe III). Ce gain dépend aussi du rapport signal/bruit à l'entrée du corrélateur et par conséquent conduit à l'impossibilité de détecter par autocorrélation si ce rapport est trop faible. La technique utilisée est alors une division par filtrage qui consiste à diviser le spectre du signal en bandes. Supposons que le bruit a une densité spectrale constante dans l'étendue spectrale considérée. Si on divise cette bande en deux parties égales, la puissance dans chacune d'elles sera divisée par deux. De ce point de vue, il est donc souhaitable que le corrélateur numérique soit précédé d'un filtrage fréquentiel (paragraphe suivant), également nécessaire pour le filtrage des textures secondaires.

-Application

Ces résultats nous conduisent à utiliser la fonction d'autocorrélation:

a) En sortie du capteur

Le but est ici de détecter *les signaux de textures* qui sont des signaux périodiques, les signaux "hors texture" étant aléatoires. L'enveloppe du signal autocorrélé doit donc faire apparaître les sommets de textures plus distinctement.

b) En sortie de filtrage

Le but est ici de détecter *le signal de texture trame*. On élimine de ce fait les textures secondaires par filtre passe-haut puis on calcule la fonction d'autocorrélation. Le gain en rapport signal/bruit à l'entrée du corrélateur est également amélioré par le filtrage. L'enveloppe du signal filtré puis autocorrélé doit faire apparaître plus distinctement le sommet de texture trame.

De nombreux exemples seront donnés dans le chapitre IV.

III. 5. 2 FILTRAGE NUMÉRIQUE FRÉQUENTIEL [réf. 4,5,25]

Nous rappelons dans ce paragraphe les propriétés des filtres elliptiques, du filtrage différentiel que nous utiliserons pour renforcer les hautes fréquences et de la transformation de *Hilbert* employée pour le calcul de l'enveloppe du signal.

III.5.2.1 Filtres récurrents passe-haut et passe-bande

Ces filtres seront utilisés pour éliminer les signaux de texture(s) secondaire(s) ainsi que pour augmenter le rapport signal/bruit à l'entrée du corrélateur. Les algorithmes de filtrage seront implémentés sur un processeur numérique de signal. Trois points de vue sont donc à considérer:

a) Vitesse d'exécution

Chaque échantillon de sortie des filtres doit être calculé entre deux instants d'échantillonnage du signal. Il faut donc diminuer, dans la mesure du possible, la longueur des algorithmes de filtrage

b) Limiter le nombre des mémoires du processeur numérique.

La période d'horloge du processeur étant de 100 ns, il faut des mémoires rapides. A ce jour celles-ci sont coûteuses. Il

faut donc limiter le nombre de coefficients des filtres. Ce point de vue est d'autant plus important que nous utiliserons une banque de filtres.

c) Effet de quantification des coefficients.

Les remarques a) et b) précédentes nous conduisent à choisir l'approximation elliptique. En d'autres termes, pour un gabarit fréquentiel donné, l'ordre du filtre sera minimal, limitant la longueur du programme du filtre et le nombre des coefficients. Nous rappelons les propriétés de ces filtres:

- 1) Ondulations dans la bande passante et dans la bande d'arrêt.
- 2) Ordre le plus bas parmi toutes les méthodes d'approximation.
En fait, les filtres numériques obtenus par transformation bilinéaire de prototypes analogiques elliptiques sont optimisés au sens de l'ordre le plus bas pour une spécification donnée.
- 3) La phase est non linéaire. En général la non linéarité est la plus mauvaise pour les filtres elliptiques.
- 4) Les filtres elliptiques numériques ont N pôles et N zéros avec les zéros placés sur le cercle unité.

Afin de réduire les effets de quantification des coefficients, nous avons choisi la structure cascade. La fonction de transfert s'écrit:

$$H(z) = \prod_{i=1}^{[(N+1)/2]} \frac{B(i,0) + B(i,1)z^{-1} + B(i,2)z^{-2}}{1 + A(i,1)z^{-1} + A(i,2)z^{-2}}$$

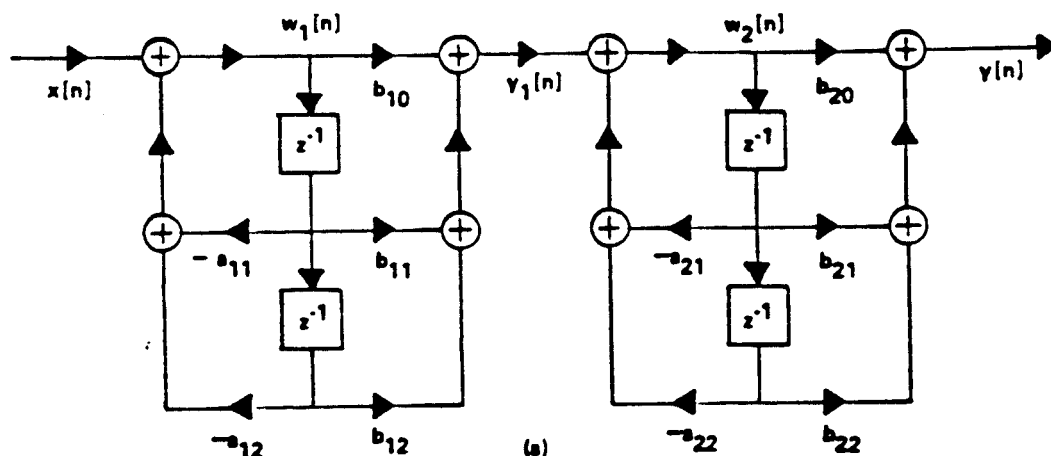


Fig. III-21
Structure cascade

III.5.2.2 Filtre différentiel et transformation de Hilbert

Les filtres utilisés sont de type non récurrents.

a) Filtre différentiel

Il est utilisé pour renforcer les hautes fréquences du signal:

- En sortie de capteur.
- En sortie du 1er corrélateur.
- En sortie du second corrélateur.

La fonction de transfert discrète idéale est définie suivant:

$$H(e^{j\omega T}) = j\omega T e^{-j\omega n_0 T} \quad |\omega| < \omega_c$$
$$= 0 \quad \text{ailleurs}$$

$$\text{avec: } \omega_c \leq \frac{\pi}{T} ;$$

On obtient pour la réponse impulsionnelle:

$$h[n] = \frac{\omega_c T \cdot \cos(\omega_c T [n - n_0])}{(\pi [n - n_0])} - \frac{\sin(\omega_c T [n - n_0])}{(\pi [n - n_0]^2)}$$

On peut montrer que si $h[M-n]=h[n]$ ou $h[M-n]=-h[n]$ [réf. 4], il est possible d'obtenir de façon précise une linéarité de phase. Pour que le système soit causal avec $h[n]=0$ pour $n<0$, ceci entraîne $h[n]=0$ pour $n>M$. Ainsi, le seul système causal pour lequel la réponse en phase est linéaire est celui dont la réponse impulsionnelle est finie; nous utilisons de ce fait un filtre "RIF". Un exemple est donné figure III-22.

b) Transformée de Hilbert [Réf. 4]

L'enveloppe du signal calculée à l'aide de cette transformée sert de référence dans la recherche d'une équivalence (cf. paragraphe III.3.2.4). La transformée de Hilbert consiste à une mise en quadrature des composantes du signal. C'est une opération de filtrage avec la réponse en fréquence $Q(f)$ représentée ci-dessous.

ELLIPTIC BANDPASS FILTER
UNQUANTIZED COEFFICIENTS

INFINITE IMPULSE RESPONSE (IIR)
ELLIPTIC BANDPASS FILTER
UNQUANTIZED COEFFICIENTS

FINITE IMPULSE RESPONSE (FIR)
LINEAR-PHASE DIGITAL FILTER DESIGN
KAISER-WINDOW ALGORITHM

FILTER ORDER = 4
SAMPLING FREQUENCY = 8.000 KILOHERTZ

DIFFERENTIATOR

	A(I,1)	A(I,2)	B(I,0)	B(I,1)	B(I,2)
1	.531479	.444558	.211731	-.183645	.172862
2	-.108243	.944505	.428817	-.183740	.428817

	A(I,1)	A(I,2)	B(I,0)	B(I,1)	B(I,2)
1	.108243	.944505	.172862	.074068	.172862
2	-.108243	.944505	.428817	-.183740	.428817

FILTER LENGTH = 8
SAMPLING FREQUENCY = 8.000 KILOHERTZ
DESIRED RIPPLE = 66.021 (DB)
KAISER WINDOW PARAMETER, ALPHA = 6.317

***** IMPULSE RESPONSE *****

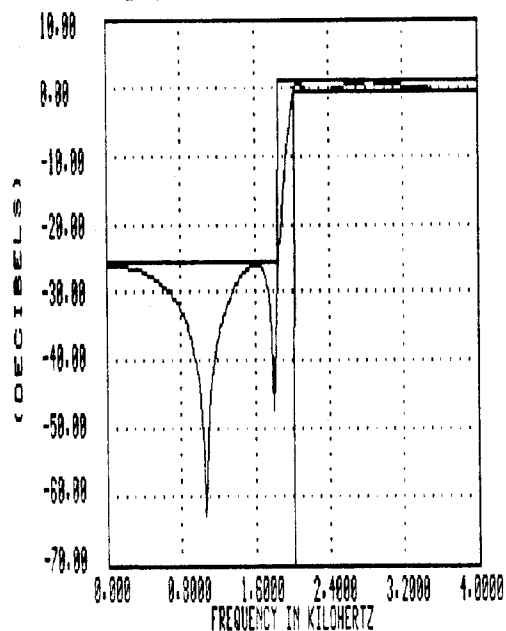
UNQUANTIZED COEFFICIENTS

H(1) = -.920769E-04 = -H(8)
H(2) = .294261E-02 = -H(7)
H(3) = -.258215E-01 = -H(6)
H(4) = .381918E+00 = -H(5)

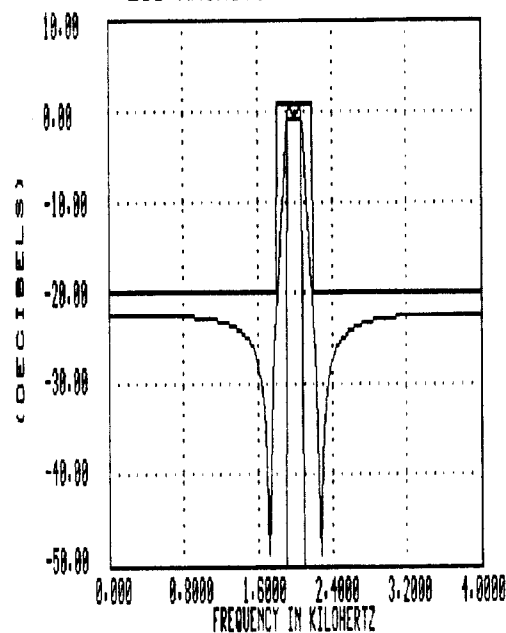
*** CHARACTERISTICS OF DESIGNED FILTER ***

LOWER BAND EDGE 1.00000 1.00000
UPPER BAND EDGE 1.41421 1.41421
NOMINAL GAIN 1.00000 1.00000
NOMINAL RIPPLE .05100 .10000
MAXIMUM RIPPLE .05000 .00000
RIPPLE IN DB 26.7608 .50000

LOG MAGNITUDE RESPONSE



LOG MAGNITUDE RESPONSE



MAGNITUDE RESPONSE

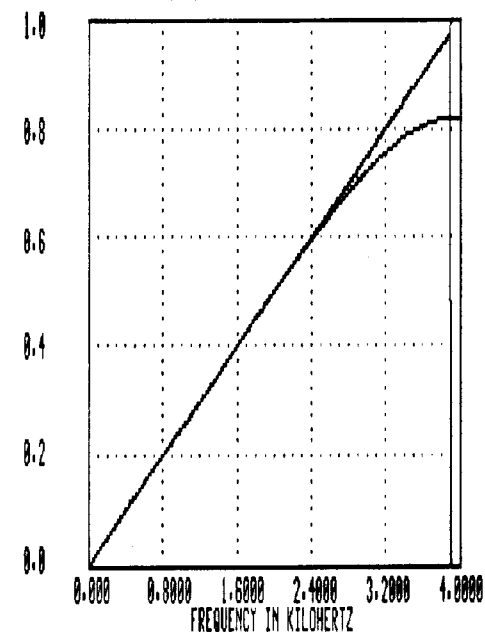
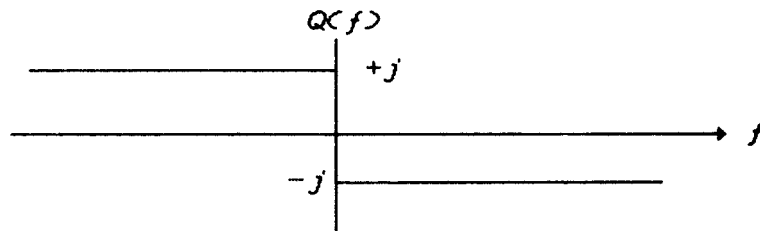


Fig. 111-22
Exemples de filtres numériques



Sa fonction de transfert peut s'écrire:

$$H(e^{j\omega T}) = -j \operatorname{sign}(\omega) e^{-j\omega n_0 T} \quad \omega_{c1} < |\omega| < \omega_{c2}$$

$$= 0 \quad \text{ailleurs.}$$

De même que pour le différentiateur, nous utilisons un filtre à réponse impulsionnelle finie pour obtenir la meilleure approximation. Celle-ci est obtenue par un filtre passe-bande de gain unité. La réponse impulsionnelle s'écrit:

$$h[n] = \frac{\cos(\omega_{c1} T[n-n_0]) - \cos(\omega_{c2} T[n-n_0])}{\pi \cdot [n-n_0]}$$

III.5.2.3 Implémentation des filtres

Les coefficients des différents filtres numériques (passe-haut, passe-bande, différentiel) ont été déterminés à l'aide d'un logiciel de calcul (DFP: Digital Filter Design filtres [réf. 10]).

Pour chacun des filtres un exemple de fonction de transfert est représenté sur la figure III-22.

Ce logiciel génère également le code assembleur pour le processeur numérique de signal, facilitant considérablement l'implémentation des filtres, la recherche optimale de l'ordre et la création d'une banque.

III. 5. 3 MESURES DE DISTANCES ENTRE TEXTURES

Dans la recherche des moyens de filtrage, nous ne pouvons négliger les possibilités offertes par la modélisation autorégressive. Dans ce paragraphe, nous introduisons deux mesures de distance basées sur le rapport de vraisemblance et sur la distance cepstrale. Celles-ci sont notamment utilisées dans le traitement automatique de la parole et sont calculées à partir de la sortie des filtres d'erreur de prédiction et des paramètres du modèle respectivement.

III.5.3.1 Mesure basée sur le rapport de vraisemblance [réf.12]

Le problème est le suivant: On établit un modèle autorégressif du signal sur la tranche "trame" du signal. Ce modèle devient alors le modèle de référence contenant ses paramètres a_k et son spectre $P_M(\theta)$. La question est de savoir si, pour un signal d'entrée donné, celui-ci peut-être reconnu comme appartenant au même processus de référence. On n'utilise jamais directement les coefficients a_k du modèle et $\hat{a}_k$ du signal à tester pour calculer la "distance" entre les deux processus. Nous avons choisi la distance dite de *ITAKURA* [réf. 36] souvent employée pour la reconnaissance de mots dans le signal de parole:

$$\text{soit } X = \left[(x(1), \dots, x(N)) \right]$$

un segment du signal et le modèle défini par

$$a = \left[1, a(1), \dots, a(p) \right]$$

$$\text{soit } V = \left[V(|i-j|) \right] \quad \left[i, j = 0, 1, \dots, p \right]$$

la matrice de corrélation dont les éléments sont définis par

$$V(i) = 1/N \sum_{n=1}^{N-i} x(n) \cdot x(n+i)$$

Le rapport de vraisemblance peut s'écrire

$$d \left(X/a \right) = \log \left[aVa^T / \hat{a}\hat{a}^T \right] \quad (T = \text{Transposé})$$

Les formes quadratiques aVa^T et $\hat{a}\hat{a}^T$ sont égales aux erreurs de prédiction, quand le signal d'entrée x est filtré par le filtre

inverse du modèle et son propre filtre respectivement. Si le modèle défini par $\hat{a}$ est près du signal, le $\hat{a}$ étant l'estimée du maximum de vraisemblance, alors $d(X/\hat{a})$ est proche de 0. $N \cdot d(X/\hat{a})$ possède la distribution du χ^2 avec p degrés de liberté. On peut par conséquent se fixer une probabilité d'accepter (hypothèse nulle) l'appartenance ou la non-appartenance du signal à tester au processus de référence.

III.5.3.2 Distance cepstrale [réf. 37]

La distance cepstrale a également été retenue. Elle est définie suivant la formule

$$d_{\text{CEP}} = \left[C(0) - C'(0) \right]^2 + 2 \sum_{l=1}^L \left[C(l) - C'(l) \right]^2$$

Les $C(l)$, $C'(l)$ sont les coefficients du cepstre modèle et du signal test respectivement. Ces coefficients sont données par

$$\ln f(\Omega) = \sum_n C_n e^{-jn\Omega}$$

ou $f(\Omega)$ représente la densité spectrale d'énergie.

Ces coefficients peuvent être calculés de façon récursive à partir des paramètres a_k de la modélisation AR [réf. 37].

$$c(i) = -a(i) - \sum_{n=1}^{i-1} (1-n/i) \cdot a(n) \cdot c(i-n)$$

Ces distances seront utilisées comme moyens de filtrage des textures secondaires après modélisation du signal de la tranche texture trame. Des exemples seront donnés dans le chapitre IV.

III. 5. 4 MOYENNAGE [réf. 20]

L'opération de moyennage s'introduit si on considère les deux points suivants:

a) Fluctuation d'amplitude

Dans l'exposé des résultats de l'analyse préliminaire, nous avons montré la présence de bruit coloré dans le signal de mesure.

b) Variance du "périodogramme".

Le calcul de la variance de cet estimateur spectral (cf. paragraphe III.4.1) a montré, dans le cas d'un bruit blanc, que l'erreur d'estimation est de 100%. Pour diminuer cette variance, il est nécessaire de moyenner.

Le même type de raisonnement pouvant être tenu pour les deux points de vue, nous rappelons ci-après les propriétés du moyennage en considérant le point a).

A chaque balayage du corrélateur optique correspond une enveloppe discrétisée du signal dont chaque échantillon $E(\alpha_q)$ est soumis à un bruit. L'origine de ce bruit est multiple tels que duvet sur les tissus, fils de trames rarement rectilignes, influence des apprêts,... etc. Un moyen intuitif de l'améliorer est d'effectuer plusieurs balayages, c.-à-d. de répéter n fois le signal. En assumant l'hypothèse de stationnarité du signal, nous pouvons alors effectuer le moyennage de chaque échantillon de l'enveloppe. L'annexe I qui traite l'extraction d'un signal répétitif noyé dans le bruit par moyennage donne le résultat bien connu selon lequel le rapport signal/bruit est multiplié par $\sqrt{n}$.

Algorithmes du moyennage

Nous utiliserons le moyennage linéaire et exponentiel, ce dernier afin de limiter les emplacements mémoire. Il correspond à l'algorithme du filtre passe-bas récursif du 1^{er} ordre

$$y(n)=x(n)-b \cdot y(n-1) \quad 0 < b < 1.$$

Dans le cas du moyennage on utilise plus généralement la relation suivante:

$$y(n) = (1-\delta) \cdot y(n-1) + \delta \cdot x(n) \text{ avec } \delta = 1-b.$$

Le synoptique est représenté ci-dessous

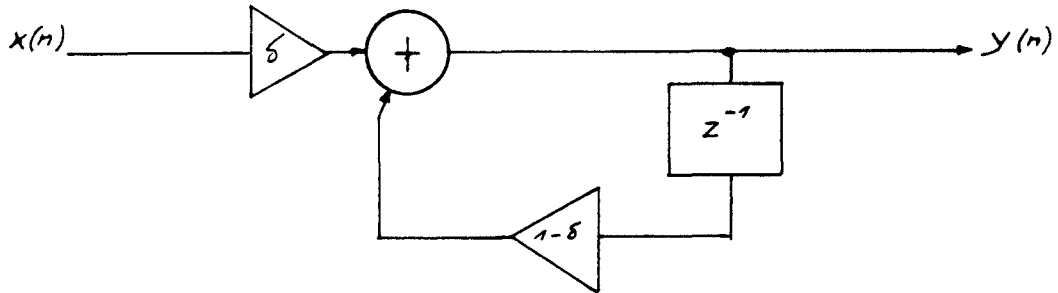


Fig. III-23
Synoptique de l'algorithme de moyennage

L'estimateur non récursif

$$y(n) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x(n-i)$$

correspond au moyennage linéaire. La relation entre δ et N s'écrit $\frac{2}{\delta} \simeq N$. Elle est obtenue en établissant une équivalence basée sur la puissance de bruit [réf. 3].

III. 5. 5 LISSAGE

Le but du lissage est de régulariser l'enveloppe échantillonnée du signal. Lors de la recherche des maxima sur l'enveloppe, il est utile de lisser l'enveloppe afin d'éliminer les sommets dont l'origine est le bruit (bruit de quantification et d'amplitude), ainsi que les sommets correspondant aux lobes secondaires de faible amplitude des sommets de texture.

L'opération de lissage peut être interprétée comme un filtrage passe-bas dont les coefficients de la réponse impulsionnelle sont égaux aux coefficients de pondération.

La figure III-24 montre deux exemples obtenus avec un voisinage de 5. Le masque est pris égal à :

$$\frac{1}{12} [-1 \ 4 \ 6 \ 4 \ -1]$$

Ce masque correspond à une approximation polynômiale [réf. 38] de l'enveloppe des sommets de textures.

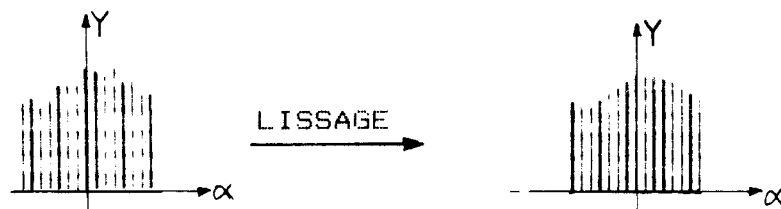


Fig. III-24
Lissage de l'enveloppe discrétisée du signal

III. 6 ARCHITECTURE MATÉRIELLE ET LOGICIELLE DE L'ANALYSEUR

L'étude menée jusqu'à présent montre clairement que seule une technologie numérique est susceptible de répondre aux exigences d'analyse et de traitements du signal. L'analyseur ne constituant qu'un outil de recherche des solutions aux problèmes de mesure, il faut envisager d'ores et déjà un matériel qui préfigure le mesureur temps réel (paragraphe V) dont les caractéristiques essentielles seront l'adaptation et l'auto-adaptation:

a) Adaptation

- Fréquence d'échantillonnage variable,
- Filtrage adapté aux tissus.

b) Auto-adaptation

- Détermination automatique du traitement optimal,
- Recherche automatique de fréquence de coupure du filtre fréquentiel,
- Diagnostic de mesure.

c) Mesure en temps réel

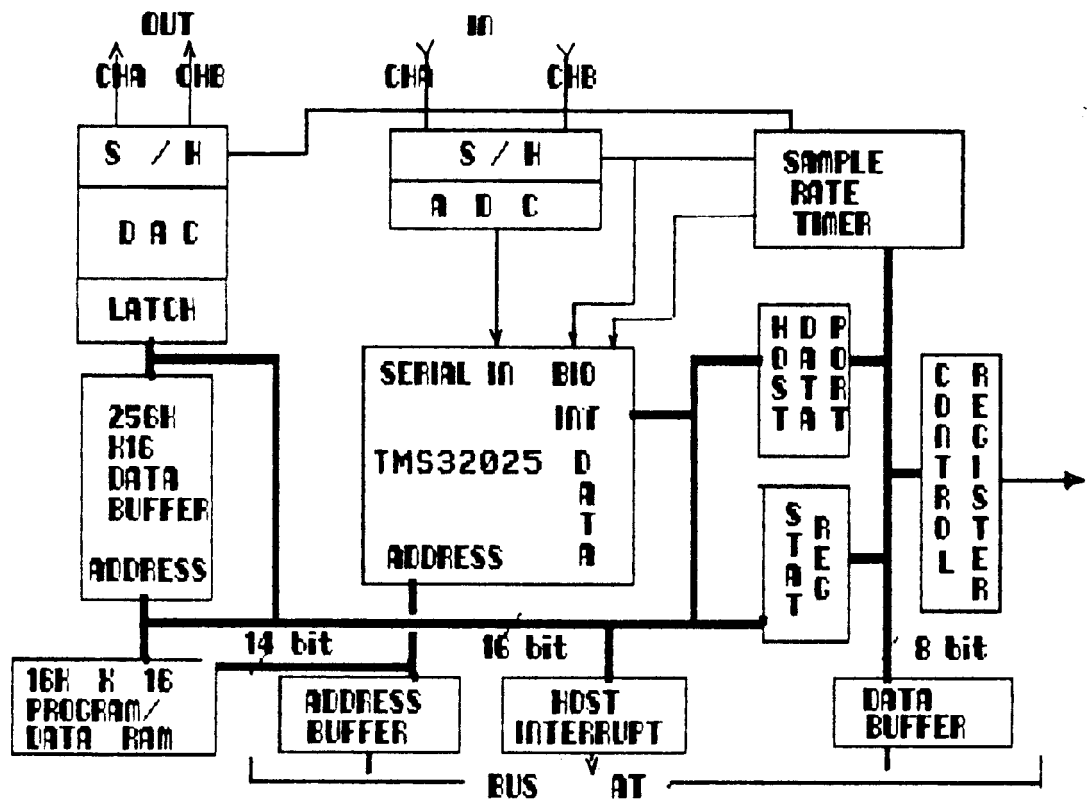
- L'analyse spectrale et le filtrage doivent s'effectuer en temps réel.

III. 6. 1 DÉFINITION DU MATÉRIEL

En tenant compte des points de vue précédents, nous avons choisi un ordinateur comme élément de base, architecturé autour d'un microprocesseur (386) et de son coprocesseur mathématique (387). Afin d'effectuer l'analyse spectrale et les traitements en temps réel, nous l'avons équipé de deux cartes d'acquisition possédant chacune un processeur numérique de signal (TMS 320C25).

Les cartes d'acquisition

Ces cartes sont munies du processeur de signal et de mémoires rapides. La figure III-25 représente le synoptique matériel de ces cartes.



SUBSYSTEMS:

- 1 - TMS32025
- 2 - Programm/Data RAM
- 3 - Host Data Buffer
- 4 - Data Buffer
- 5 - Analog to Digital Converter (ADC)
- 6 - Digital to Analog Converter (DAC)
- 7 - Sample rate Timer

SPÉCIFICATIONS:

- Mémoire de données/programme 16 Kmots (pas de cycle d'attente),
- Buffer de données de 250K,
- Des registres d'entrée/sortie pour la liaison avec le calculateur,
- Un timer programmable pour le choix de la fréquence d'échantillonnage (50 kHz maximum),
- Un filtre anti-aliasing de type Tschebyscheff à 3 pôles, 20 KHz.

*Fig. III-25
Configuration matérielle des cartes d'acquisition*

Le processeur TMS320C25 est un microprocesseur orienté traitement de signal. Les données et instructions sont codées sur 16 Bits. Il possède une unité arithmétique sur 32 bits (multiplication et addition en 100 nanosec.). Une série d'instructions particulièrement adaptées aux algorithmes de traitement de signal permet par exemple de calculer une FFT sur 256 données complexes en 1,5 ms.

Le matériel ainsi défini, nous donne une souplesse de programmation et une puissance de traitement; il préfigure la configuration matérielle du mesureur prototype. Il est complété par deux dispositifs:

- La commande en mode micro-pas du corrélateur optique.
- Un dispositif optique de mesure par réflexion.

III. 6. 2 COMMANDE EN MODE MICRO-PAS DU CORRÉLATEUR OPTIQUE

Afin de posséder une souplesse de déplacement du corrélateur optique, celui-ci a été monté en bout d'axe d'un moteur pas à pas. Ce type de moteur ne nécessite pas de boucle d'asservissement; il présente néanmoins des inconvénients:

- Plage de rotation limitée: l'enroulement du stator constitue une charge inductive qui limite la vitesse de commutation d'inversion du courant.
- La résonance: aux fréquences de pas faibles, la caractéristique d'absence d'amortissement donne au moteur pas à pas un comportement heurté. Chaque pas est suivi d'un dépassement (cf. figure ci-dessous).

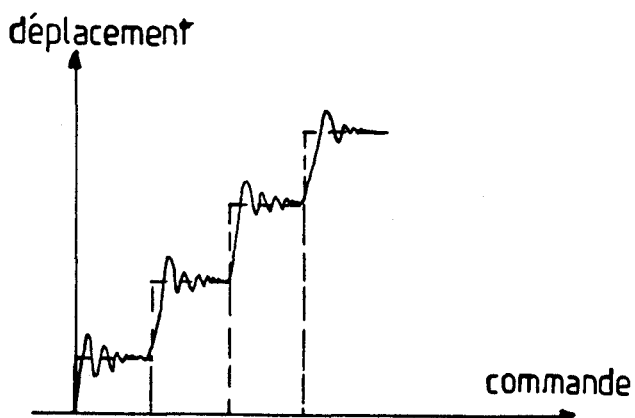
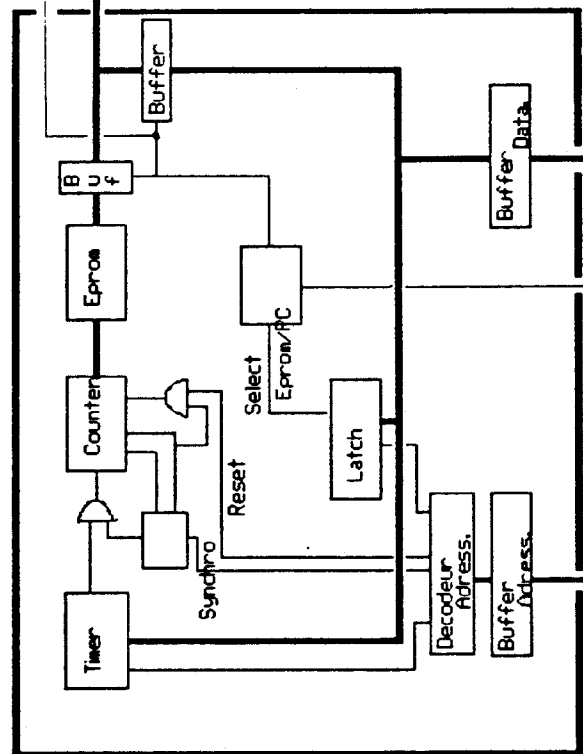


Fig. III-26
Commande par pas entier du moteur

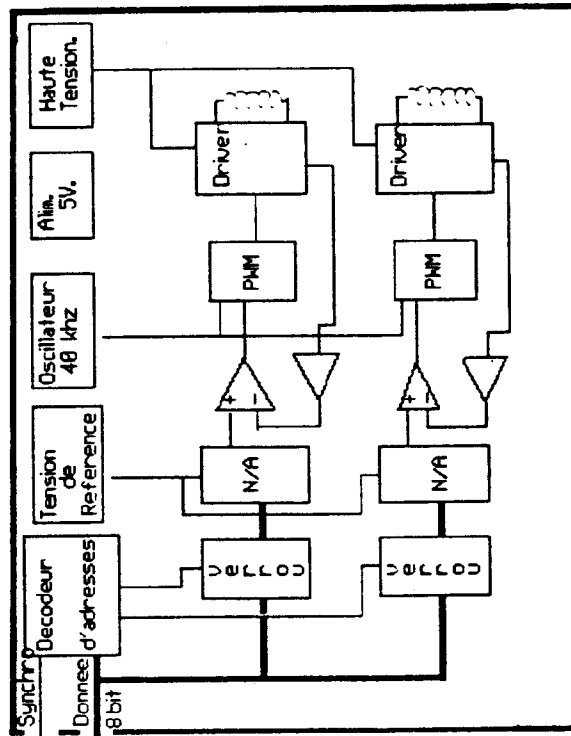
Interface :

Calculateur - Moteur pas a pas



27-a

Synoptique commande moteur pas-a-pas.



27-b

fig.III. 27

COMMANDE MOTEUR PAS A PAS (micro pas)

-Résolution limitée

-La caractéristique la plus importante est le nombre de pas par tour (la résolution du moteur utilisé est de 1.8°).

Pour résoudre ces difficultés, nous avons développé une commande micro-pas qui élimine presque totalement le comportement heurté, et de par la résolution plus élevée permet le couplage direct du corrélateur au moteur. La commande s'effectue par source de courant.

Synoptique

La figure III-27b représente le synoptique de commande du moteur. On trouve un circuit de puissance bipolaire, dont chaque driver est un montage en pont capable de fournir un courant de sortie de polarité positive ou négative.

En amont de chaque driver, un convertisseur numérique analogique fixe la taille et la polarité de chacun des courants statoriques. Les sources de courant à découpage comportent un modulateur en largeur d'impulsion commandé en tension.

Un décodeur reçoit les informations de la carte interface ordinateur. La figure III-27a représente le synoptique de cette interface.

Un compteur programmable (timer) permet de sélectionner la vitesse de balayage du corrélateur; l'angle de balayage est contrôlé par deux éproms qui autorisent des déplacements de 30° et 60° d'angle. Ces cartes déchargent le ordinateur de la commande. Celui-ci fournit uniquement un top de démarrage après avoir effectué le contrôle de positionnement.

III. 6. 3 OPTIQUE: MESURE PAR RÉFLEXION

Le choix dimensionnel du corrélateur optique conditionne les performances du détecteur. Un travail important a été effectué dans cette direction dans les travaux de thèse de Mr. Dr. Beckstein [réf. 2], mettant en évidence de façon théorique et expérimentale l'influence du dimensionnement sur les courbes enveloppes de détection. Dans ce domaine, nos travaux n'ont portés que sur l'optimisation du détecteur au moyen de

l'analyseur spectral notamment:

- Afin de renforcer les hautes fréquences spatiales, nous avons diminué la largeur de fente ($200\text{ }\mu\text{m}$ au lieu de $300\text{ }\mu\text{m}$).
- En ce qui concerne la longueur de fente et le grossissement optique, nous sommes restés sur le même dimensionnement; ces paramètres s'avèrent optimaux en moyenne pour tous les échantillons analysés.

Il restait le problème des qualités lourdes (tapis, velours...) et des tissus fortement duités pour lesquelles la méthode par transparence est inopérante. Pour résoudre ce problème, nous avons développé une méthode par réflexion (projecteur et détecteur du même côté du tissu). Les premiers montages ont consisté à focaliser le filament d'une lampe sur le tissu afin d'obtenir à partir d'une lampe de faible puissance (quelques watts) un éclairage suffisant. La figure III-28 montre un des montages expérimentaux.

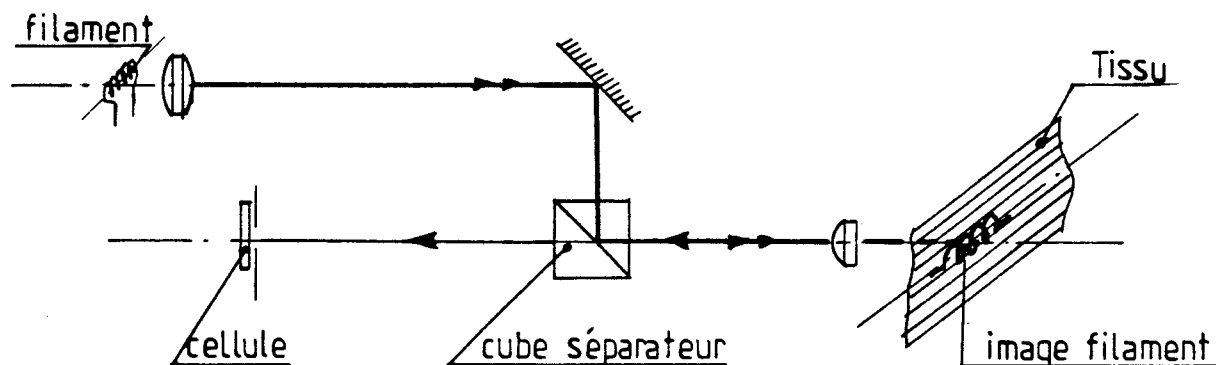


Fig. III-28
Montage expérimental du dispositif optique par réflexion

Une simplification du dispositif optique par réflexion a consisté à placer trois émetteurs infrarouges au niveau de la lentille cylindrique du corrélateur produisant un éclairage suffisant dans les cas requis.

III. 6. 4 LES OUTILS LOGICIELS DE DÉVELOPPEMENT

Des logiciels de développement et de mise en oeuvre des processeurs TMS320 ont permis de programmer les algorithmes d'analyse et de traitements. Les routines sont écrits en langage assembleur. Ces logiciels comprennent:

- Un macro-assembleur TMS320,
- Un logiciel de simulation qui permet:
 - L'exécution du programme pas à pas ou continue avec points d'arrêt,
 - L'affichage de l'état du processeur, des pointeurs, des registres,
 - Un assemblage ligne à ligne (*PATCH*-Assembleur) nous permettant de modifier le programme durant l'exécution,
 - De désassembler.

Le calcul des coefficients des filtres fréquentiels a été effectué à l'aide d'un logiciel spécialisé [réf. 10].

Toutes les routines sont reliées au programme principal par des drivers logiciels écrits en assembleur 386 accessibles par des fonctions de haut niveau. Ces fonctions, ainsi que le programme principal, sont écrits en langage C. Ils ont nécessité:

- Un compilateur C, éditeur de liens,
- Un macro-assembleur pour le processeur 386.

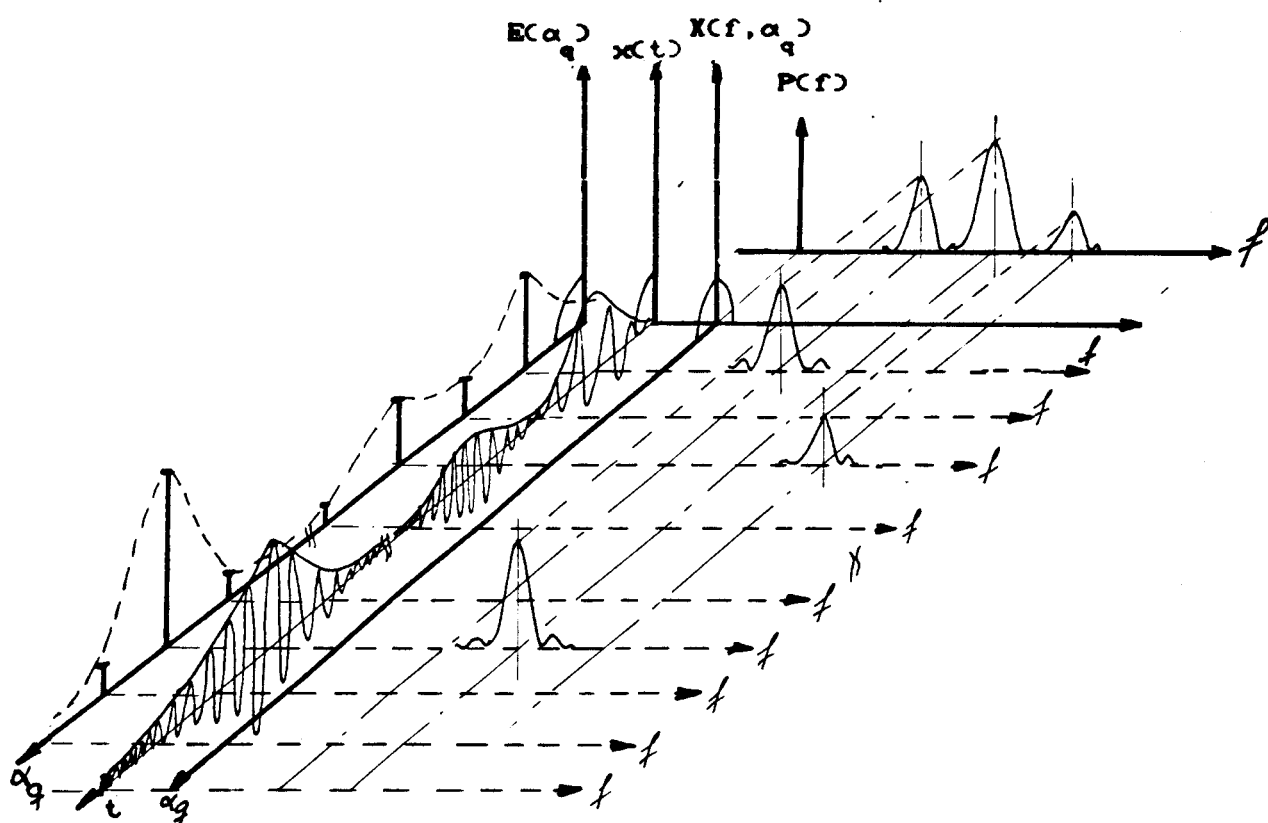


Fig. III-29
Domaines spatio-temporel et spatio fréquentiel)

III. 6. 5 LIENS ENTRE MATÉRIEL ET LOGICIEL

L'utilisation de deux processeurs numériques de signal et d'un ordinateur permet de séparer matériellement les domaines spatio-temporel et spatio-fréquentiel ainsi que les fonctions de plus haut niveau (ces domaines sont représentés à la figure III-29).

a) Domaine spatio-temporel

Il est entièrement contenu dans la mémoire données du premier processeur dans laquelle se trouvent les données brutes et les données filtrées.

b) Domaine spatio-fréquentiel

Il est entièrement contenu dans la mémoire données du second processeur dans laquelle se trouvent les spectres des tranches du signal.

c) Le module de contrôle

Il est contenu dans la mémoire du ordinateur qui établit le parcours des données.

CONCLUSION

L'observation des signaux de textures (1ère partie du chapitre), l'étude des méthodes d'analyse et de traitements de signal (2ème partie du chapitre) nous ont permis de développer un analyseur basé sur une technique entièrement numérique. La figure III-30 ci-dessous représente un synoptique général des traitements.

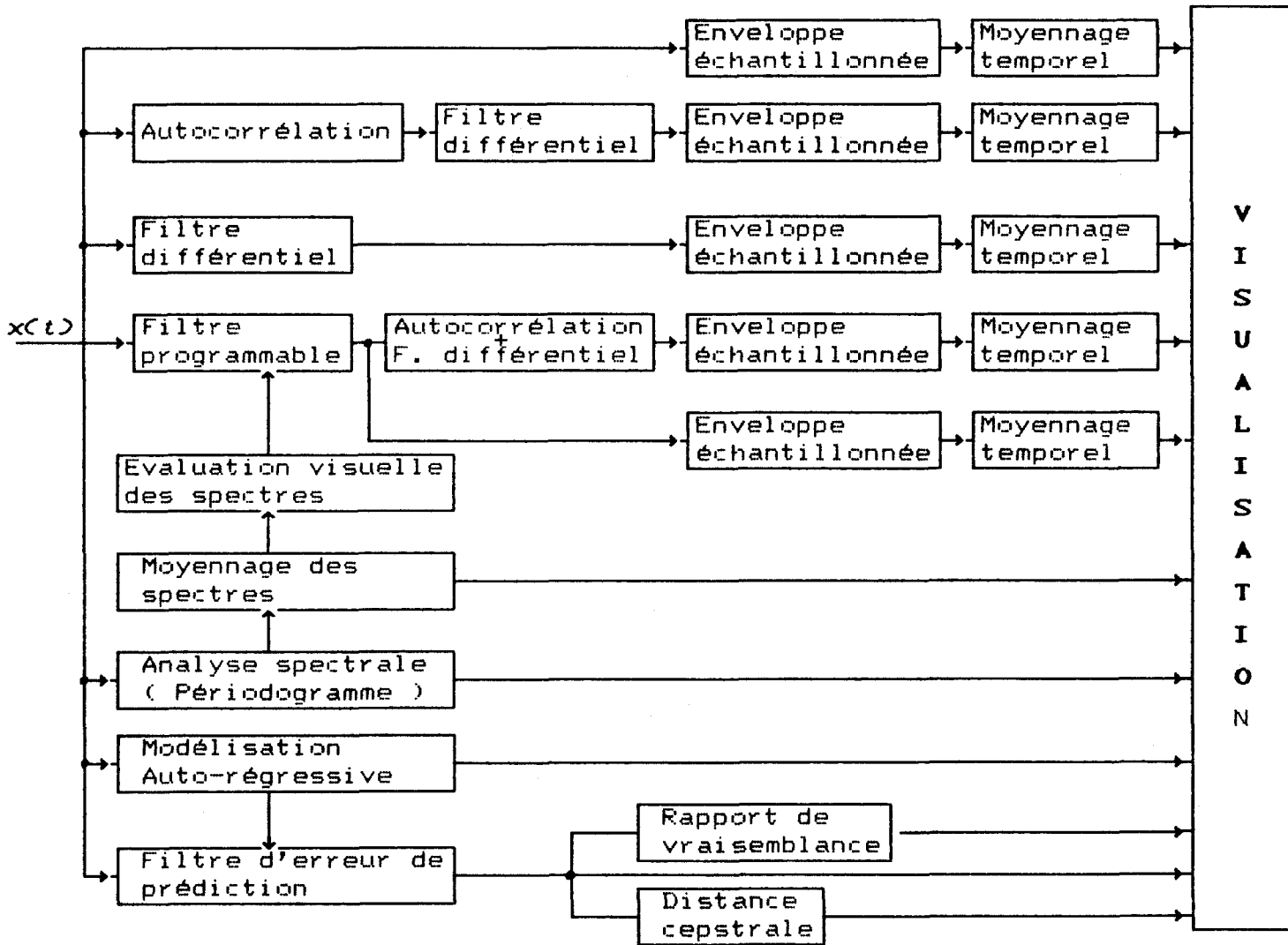
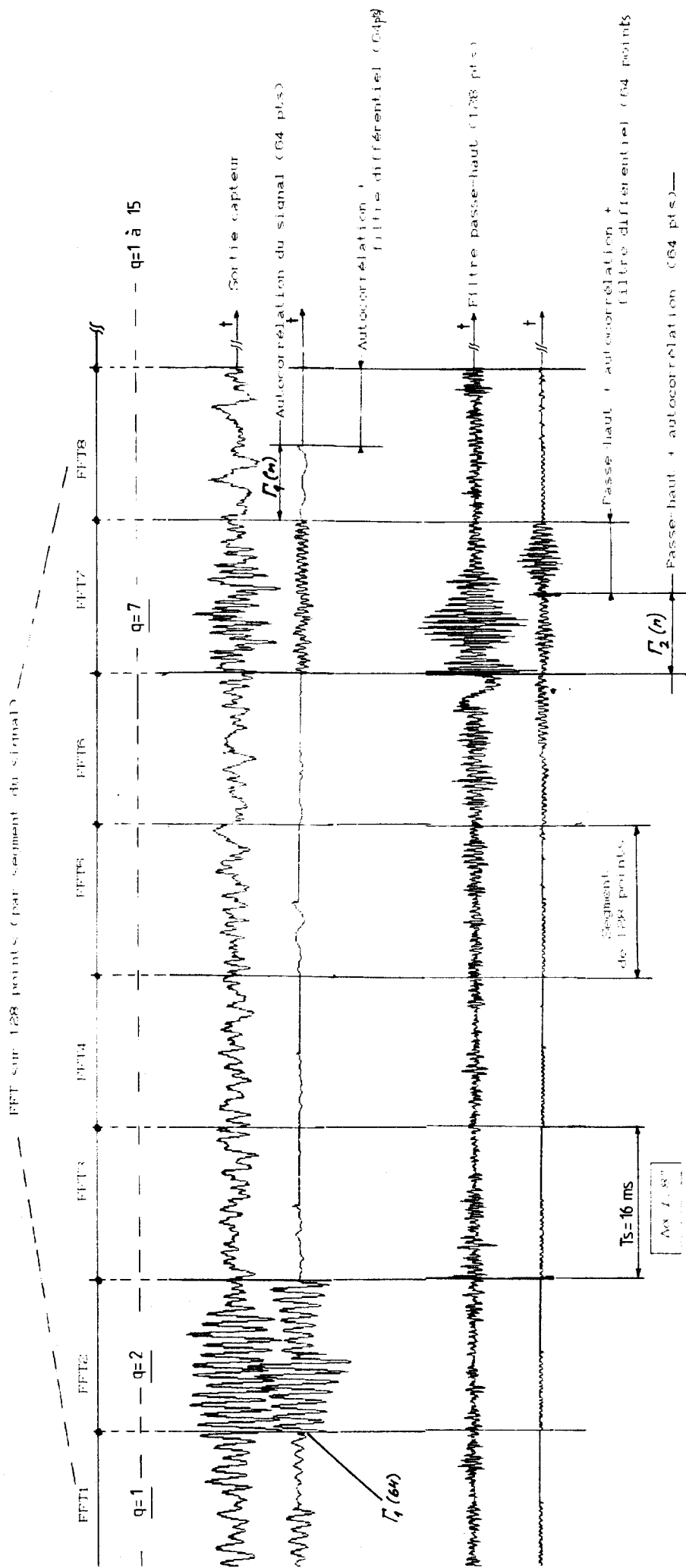


Fig. III-30
Synoptique d'analyse et de filtrage

Deux programmes principaux ont été créés:

- Le premier comportant la méthode du périodogramme.
- Le second comportant la méthode de modélisation autorégressive.



Analyse et filtrage du signal par segment de 128 points
(Fréquence d'échantillonnage 8 KHz, Vitesse lisse 30 m/min)

La figure III-31 représente le diagramme des temps montrant l'organisation de l'analyse spectrale et du traitement pour les huit premières tranches du signal qui en comporte 15 au total, l'angle de balayage étant de 27°. Chaque segment de signal comporte 128 points d'échantillonnage du signal et correspond à un déplacement du corrélateur optique $\Delta\alpha$ de 1.8°. La fréquence d'échantillonnage du signal est de 8 khz. Après application de la fenêtre de *Hamming*, la densité spectrale est calculée pour chaque tranche (FFT1-FFT15). Pour chacune d'entre-elles, l'énergie du signal est également calculée afin d'estimer l'enveloppe du signal en sortie directe du capteur et en sortie des différents traitements. Les 64 points de chaque fonction d'autocorrélation $\Gamma_i(n)$ ($\Gamma_1(n)$ sortie capteur et $\Gamma_2(n)$ sortie du filtre passe-haut) sont calculés en temps réel à partir des 128 points de chaque tranche (cf annexe III). Les 64 points de chaque $\Gamma_i(n)$ sont représentés dans la première partie de chaque moitié de segment avec $\Gamma_i(64)$ correspondant au premier point de chaque tranche, $\Gamma_i(0)$ et $\Gamma_i(1)$ ne sont pas représentés car ils ne participent pas aux entrées $e_i(n)$ de chaque filtre différentiateur dont les 64 points sont représentés dans la deuxième moitié de chaque tranche, avec $e_i(0) = \Gamma_i(64)$ de telle manière que les filtres différentiateurs n'entrent pas en oscillation. Le calcul de chaque échantillon d'enveloppe s'effectue sur un nombre de points qui est fonction du traitement:

SORTIE	NBRE. DE PTS.
Capteur	128
Différenciateur	128
Filtre passe-haut	128
Autocorrélation + Diff.	64
Passe-haut + Auto. + Diff.	64

Le chapitre suivant décrit les résultats de traitement obtenus avec l'analyseur à partir desquels nous allons constituer une base de données.

CHAPITRE IV
CONSTITUTION D'UNE BASE DE DONNÉES

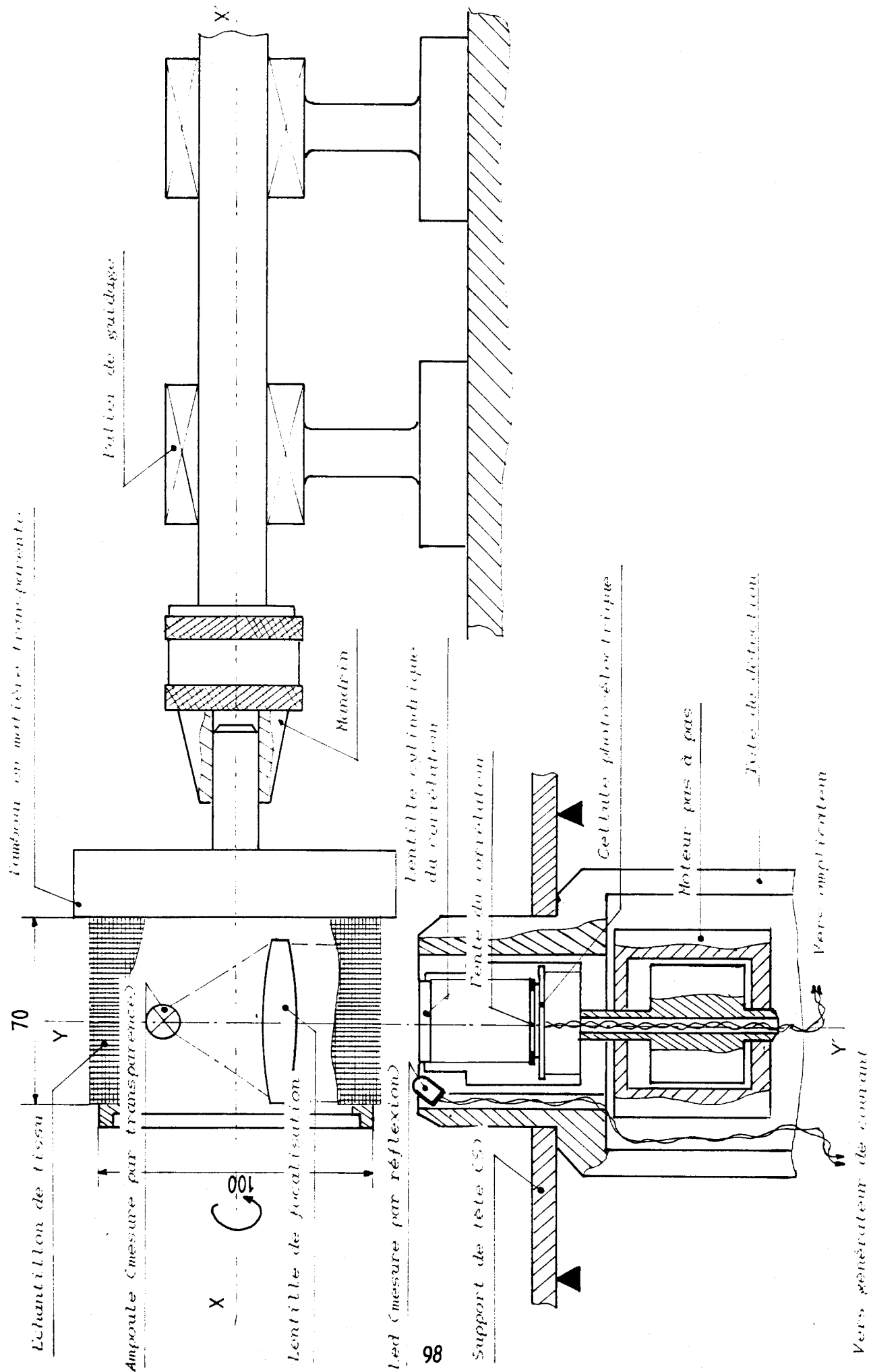


Fig. IV-1 LE SIMULATEUR

Vers générateur de courant

L'analyseur étudié et réalisé dans le chapitre III permet de tester l'éventail des traitements prévus en théorie de manière à ne retenir que les traitements optimaux. Les signaux de mesure sont obtenus à partir d'échantillons de tissu très divers et représentatifs des difficultés actuelles de la détection, chaque échantillon de tissu étant analysé sur un simulateur. Les résultats de ces traitements et de leur analyse statistique constituent une base de données qui nous permet de proposer un modèle mathématique du signal et de définir les concepts du mesureur prototype:

- Le filtrage numérique et le moyennage auto-adaptatifs,
- Un opérateur de reconnaissance structurelle de formes.

IV. 1 EXPÉRIMENTATION

Pour tester les traitements mis en oeuvre, les échantillons de tissu sont placés sur un simulateur que nous décrivons dans le premier paragraphe puis nous donnons les résultats des traitements pour chaque méthode:

- Le périodogramme et le filtrage numérique
- La modélisation autorégressive et les mesures de distance.

IV. 1.1 LE SIMULATEUR

Son but est de simuler les conditions industrielles de la mesure: Tissu en défilement et déformations variables. il se compose d'un axe tournant XX' (voir fig.IV-1), portant à son extrémité un tambour en matière transparente sur lequel vient se positionner l'échantillon de tissu. Une source lumineuse, constituée d'une lentille et d'une lampe de 24V/45W peut se glisser à l'intérieur du tambour. A l'aide d'un interrupteur, on sélectionne le mode d'éclairement, soit par transparence, soit par réflexion; la source sélectionnée est alors alimentée par un générateur à courant continu réglable. La vitesse du tambour est mesurée par un générateur d'impulsions relié au calculateur à travers un adaptateur fréquence-tension. La tête de détection qui comprend le corrélateur optique, le moteur pas à pas et le préamplificateur du signal de la photo-diode, est placée suivant l'axe YY' ; sa distance au tambour est ajustée en effectuant la mise au point optique du corrélateur. La simulation des

déformations est obtenue par rotation de la tête sur son support S. Le calculateur détermine la position de départ du moteur pas à pas par rapport à un point de référence obtenu par photo-transistor. Il détermine également son angle de rotation (correspondant à l'angle de balayage) et sa vitesse de rotation. Le préamplificateur de gain égale à $6 \cdot 10^3$ est à faible bruit. Il est relié au micro-ordinateur par câble blindé.

A l'aide de ce simulateur, 125 échantillons de tissu ont été analysés. Le tableau ci-dessous les dénombre :

CATEGORIES	Nombre d'échantillons
- Divers.....	70
- Faiblement texturés..... (Crêpes...)	10
- Velours.....	30
- Eponges.....	15

Remarque :

Si le nombre d'échantillons n'est pas très élevé, les séries de mesure sont par contre très nombreuses. Il faut en effet considérer les cas suivants :

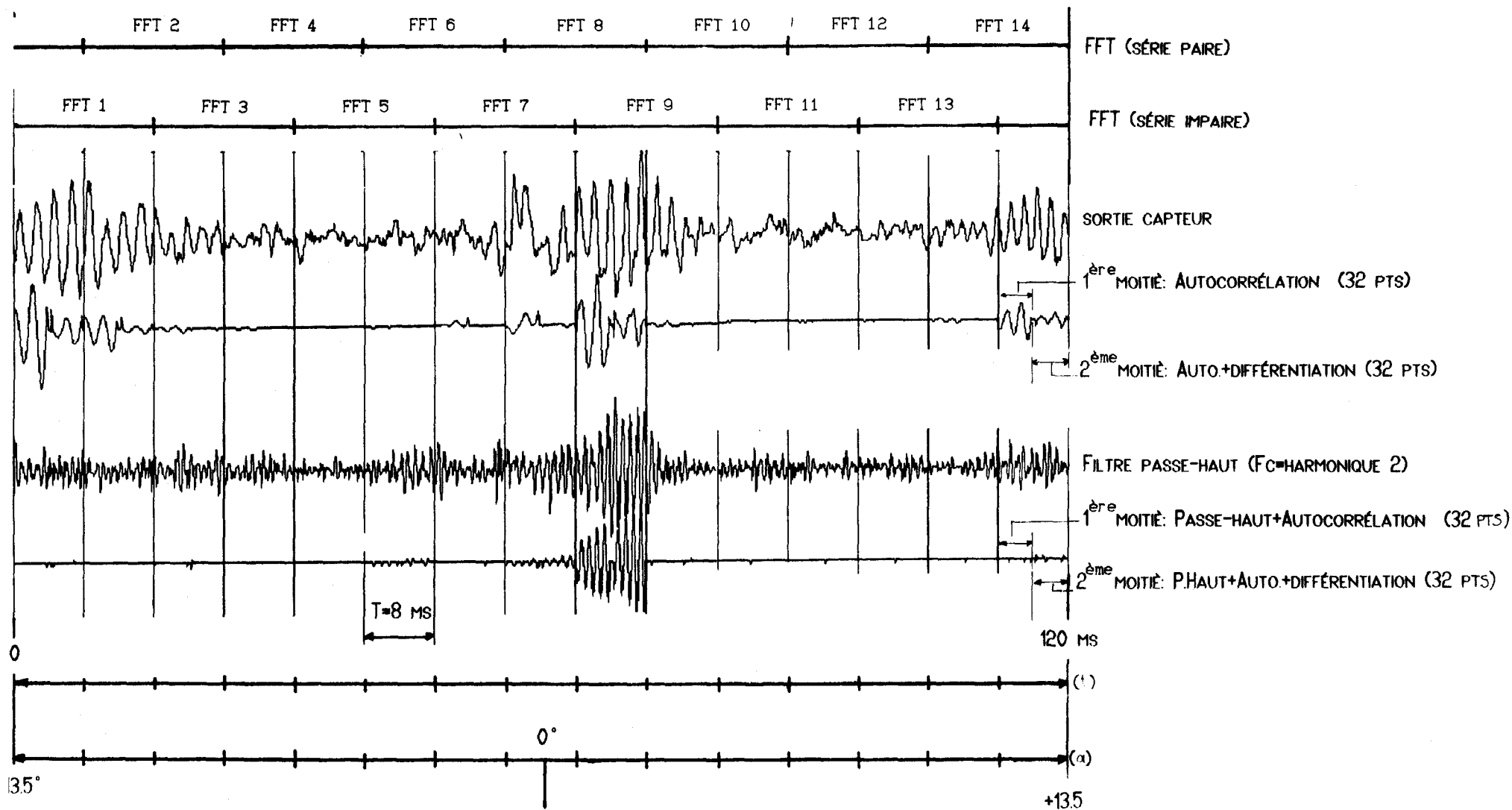
- Etat du tissu (sec et mouillé),
- Face du tissu (envers et endroit),
- Position de la tête de détection :
 - 3 positions doivent être vérifiées au minimum :
 - 10° / 0° / +10° , 0° correspond à la position de trame
- Mode d'éclairage (transparence et réflexion)

Ceci correspond à un minimum de 3000 séries de mesure pour obtenir une base réelle d'investigation.

Pour chacun des essais, nous ajustons manuellement l'intensité de la source lumineuse de manière à fixer un point de fonctionnement correct du capteur. La fréquence d'échantillonnage (F_e) du signal est prise égale à 8 khz ; la vitesse linéaire du tissu (V_t) est de 30 m/mn.

CARACTÉRISTIQUES D'ACQUISITION:

$F_E = 8 \text{ KHZ}$ - $v = 30 \text{ M/MN}$ - 64 POINTS PAR SEGMENT



ORGANISATION DE L'ANALYSE ET DU TRAITEMENT DU SIGNAL

Fig. IV-2

IV. 1. 2 PÉRIODOGRAMME ET FILTRAGE NUMÉRIQUE

IV.1.2.1 Périodogramme

-Résolution spectrale

La résolution spectrale dépend de la longueur de la fenêtre d'analyse. Les essais expérimentaux ont montré que les 128 points permettaient d'obtenir une résolution suffisante à $F_e=8$ khz et $V_t=30$ m/mn pour différencier les spectres textures; la résolution (Δf) est alors égale à 62.5 Hz. On peut se reporter au paragraphe "IV.1.2.3 Résultats" ou directement aux planches IV.-3/4/5 qui illustrent les résultats obtenus sur les 30 premiers échantillons. Sur la partie droite des planches, figurent les spectres textures: trame et texture secondaire. La valeur des fréquences fondamentales est indiquée.

-Variance du périodogramme

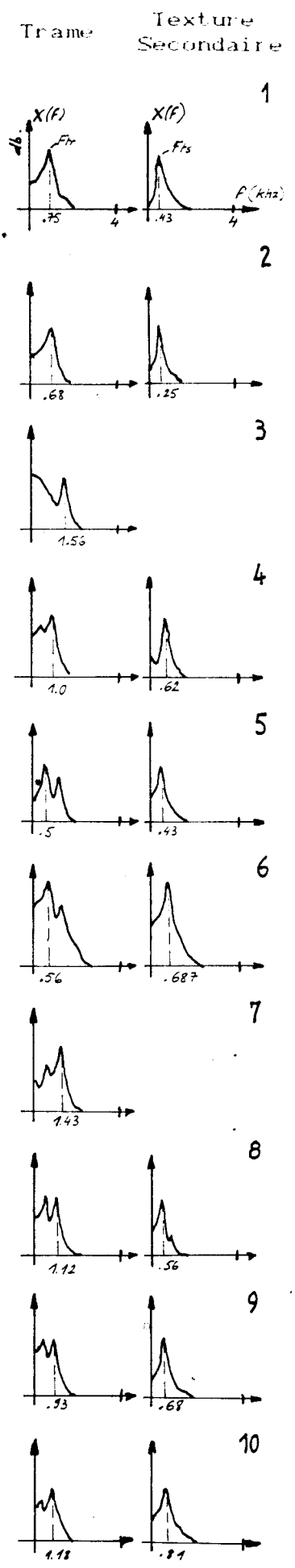
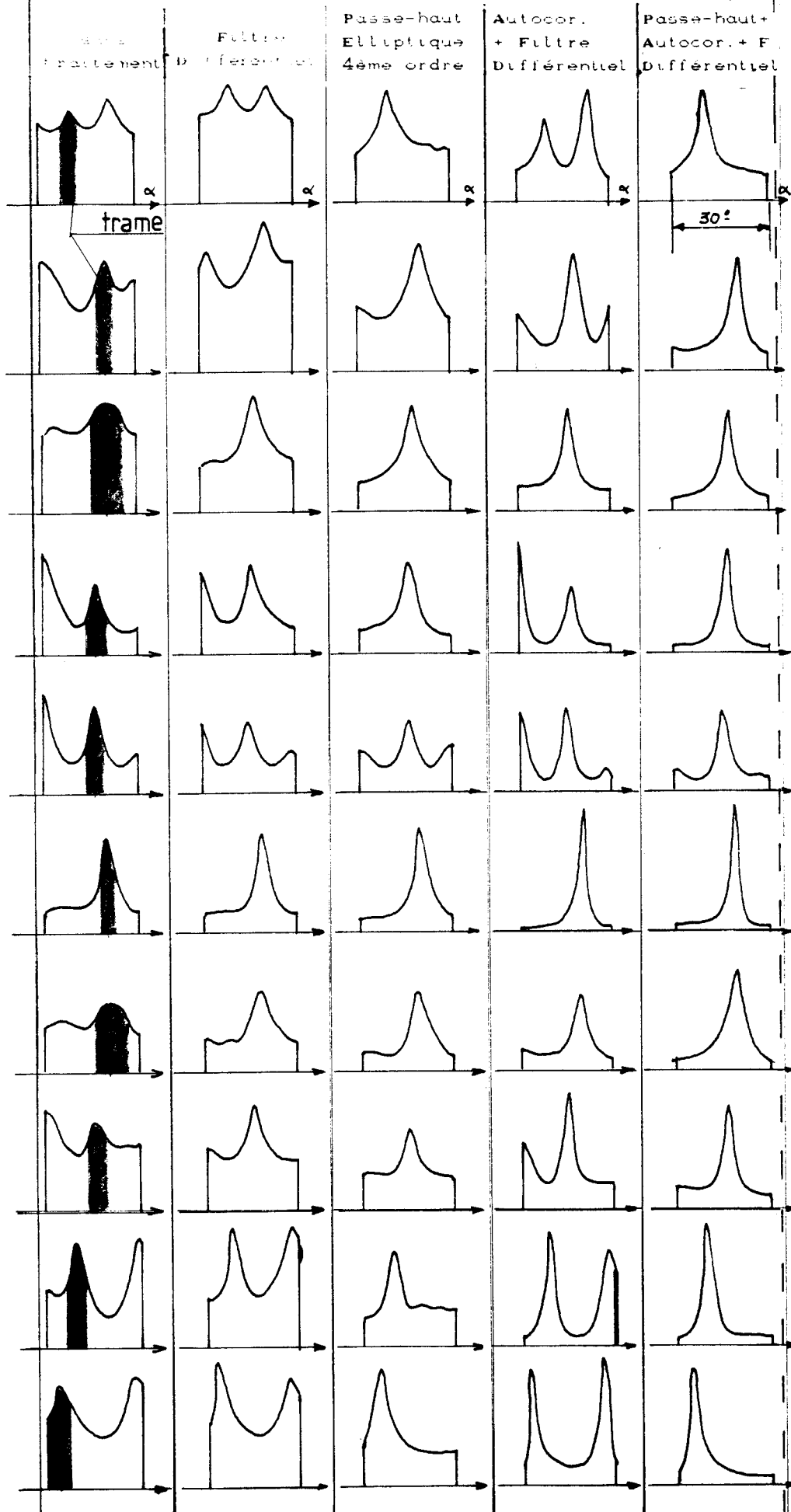
Afin de réduire la variance, les spectres textures sont moyennés. L'expérimentation a montré que la moyenne sur dix spectres était "visuellement" satisfaisante pour estimer avec précision la fréquence de coupure du filtre passe-haut numérique.

IV.1.2.2 Filtrage numérique

En première approche et afin d'assurer la stationnarité du signal par segment, nous avons choisi une longueur de segment identique pour le calcul de l'énergie par tranche (cf. paragraphe III-3.2.3). Les résultats du filtrage se révélant par trop satisfaisants dans le sens rapport signal/bruit, la longueur du segment a été réduite à 64 pts de manière à obtenir un meilleur compromis -durée de balayage/précision-. Cependant et afin de maintenir la résolution spectrale, les spectres sont toujours calculés sur 128 points mais avec chevauchement de 64 points. La figure IV-2 montre le diagramme modifié des temps. La durée du balayage est alors de 120ms pour un angle de balayage de 27°. Le tableau ci-dessous indique le nombre de points intervenant dans le calcul de l'énergie par tranche:

ENVELOPPES DU SIGNAL FILTRE ET NON FILTRE

SPECTRES (LOG)



SORTIES	NBRE. DE PTS.
Capteur	64
Différenciateur	64
Filtre passe-haut	64
Autocorrélation + Diff.	32
Passe-haut + Auto. + Diff.	32

Afin d'éliminer le bruit d'amplitude, les enveloppes respectives sont moyennées (type exponentiel). Le coefficient de moyennage est introduit manuellement; il varie entre .1 et .02.

Le fait que nous déterminons visuellement la fréquence de coupure du filtre passe-haut à partir de l'analyse des spectres textures, garantit un filtrage fréquentiel optimal.

IV.1.2.3 Résultats des traitements numériques

Les planches IV. 3/4/5 représentent à titre d'exemples les résultats d'analyse et de traitements des 30 premiers échantillons. Nous pouvons distinguer à gauche les courbes enveloppes:

- du signal sans traitement,
- du signal en sortie du filtre différentiel,
- du signal en sortie de autocorrélation + filtre différentiel,
- du signal en sortie de filtre passe-haut,
- du signal obtenu en sortie de chaîne passe-haut + auto. + diff.

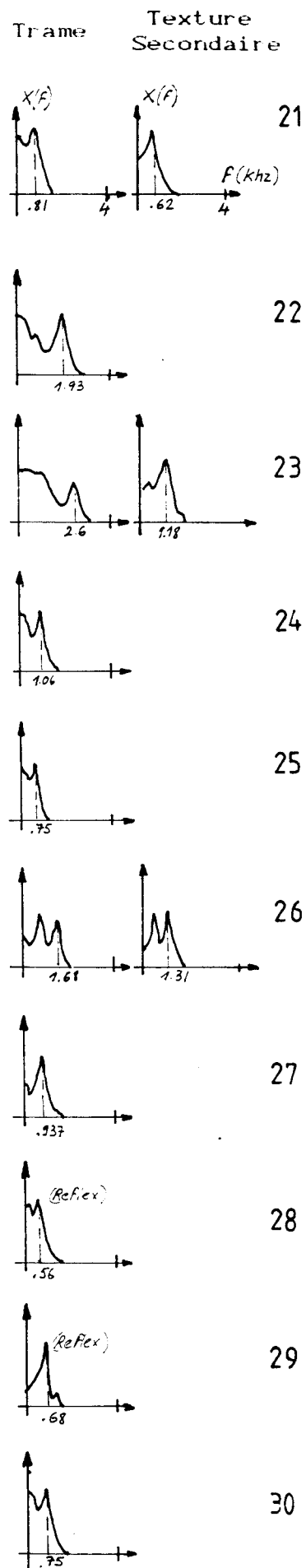
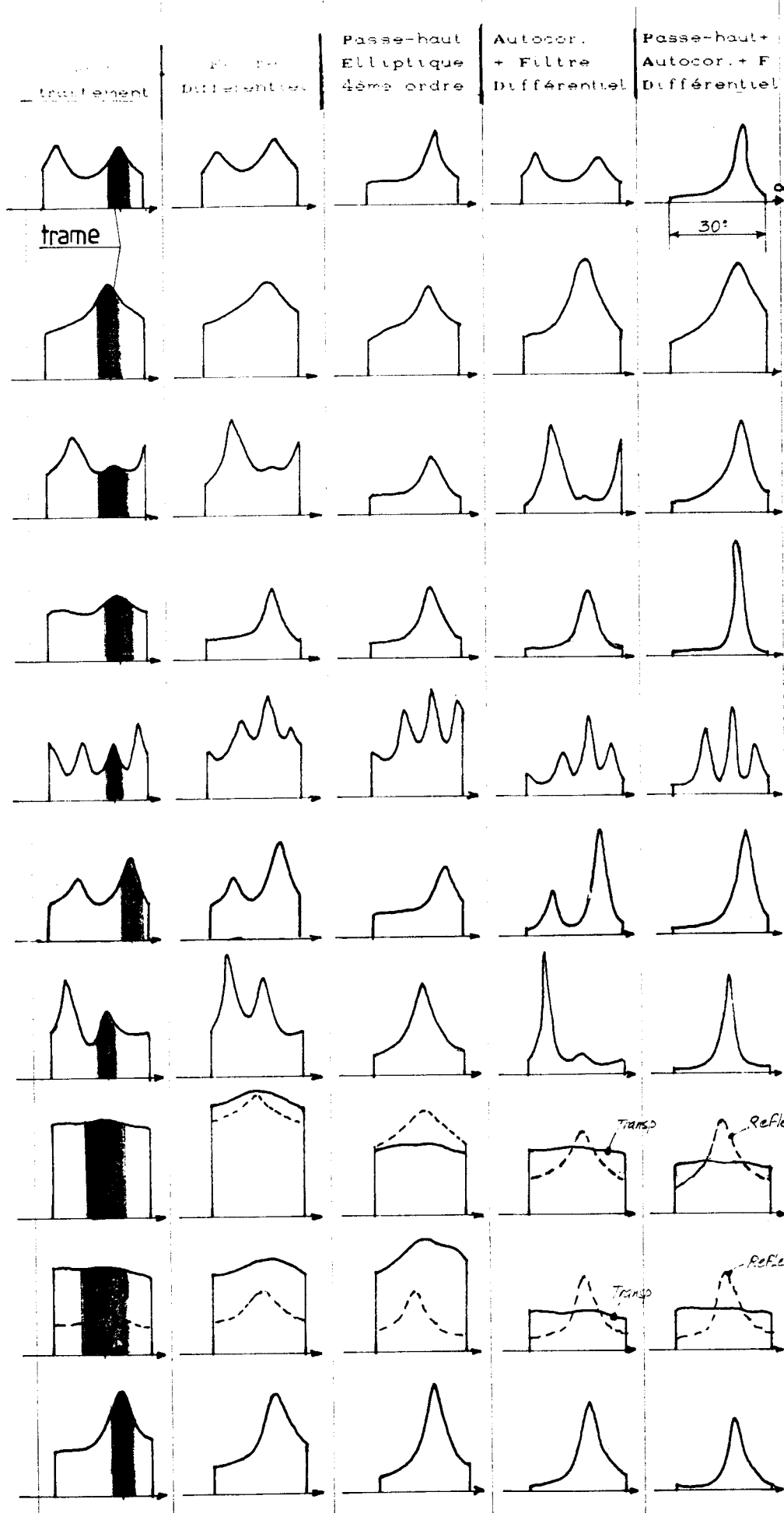
Le sommet de texture trame (énergie du signal dans la tranche trame) est représenté en gris sur l'enveloppe du signal sans traitement. Sur la partie droite des planches figurent les spectres textures. Les valeurs des fréquences fondamentales sont indiquées.

Nous constatons:

- que le filtre différentiel augmente d'une manière générale le rapport signal de trame/bruit (SNR). Lorsque l'amplitude des textures secondaires est nettement supérieure à l'amplitude trame à l'entrée du filtre, elle demeure supérieure à la sortie; l'augmentation de SNR ne suffit pas à "éliminer" le bruit de texture secondaire.

ENVELOPPES DU SIGNAL FILTRE ET NON FILTRE

SPECTRES (LOG)



- que le filtre passe-haut (elliptique du 4^{ème} ordre) est efficace: d'une manière générale, il améliore SNR et élimine les textures secondaires.
- que le filtre constitué de l'autocorrélation suivi d'un filtre différentiel améliore fortement le rapport SNR mais n'élimine pas les textures secondaires.
- que le filtre constitué du passe-haut suivi de l'autocorrélation et d'un filtre différentiel améliore considérablement SNR et élimine les textures secondaires.

Interprétation

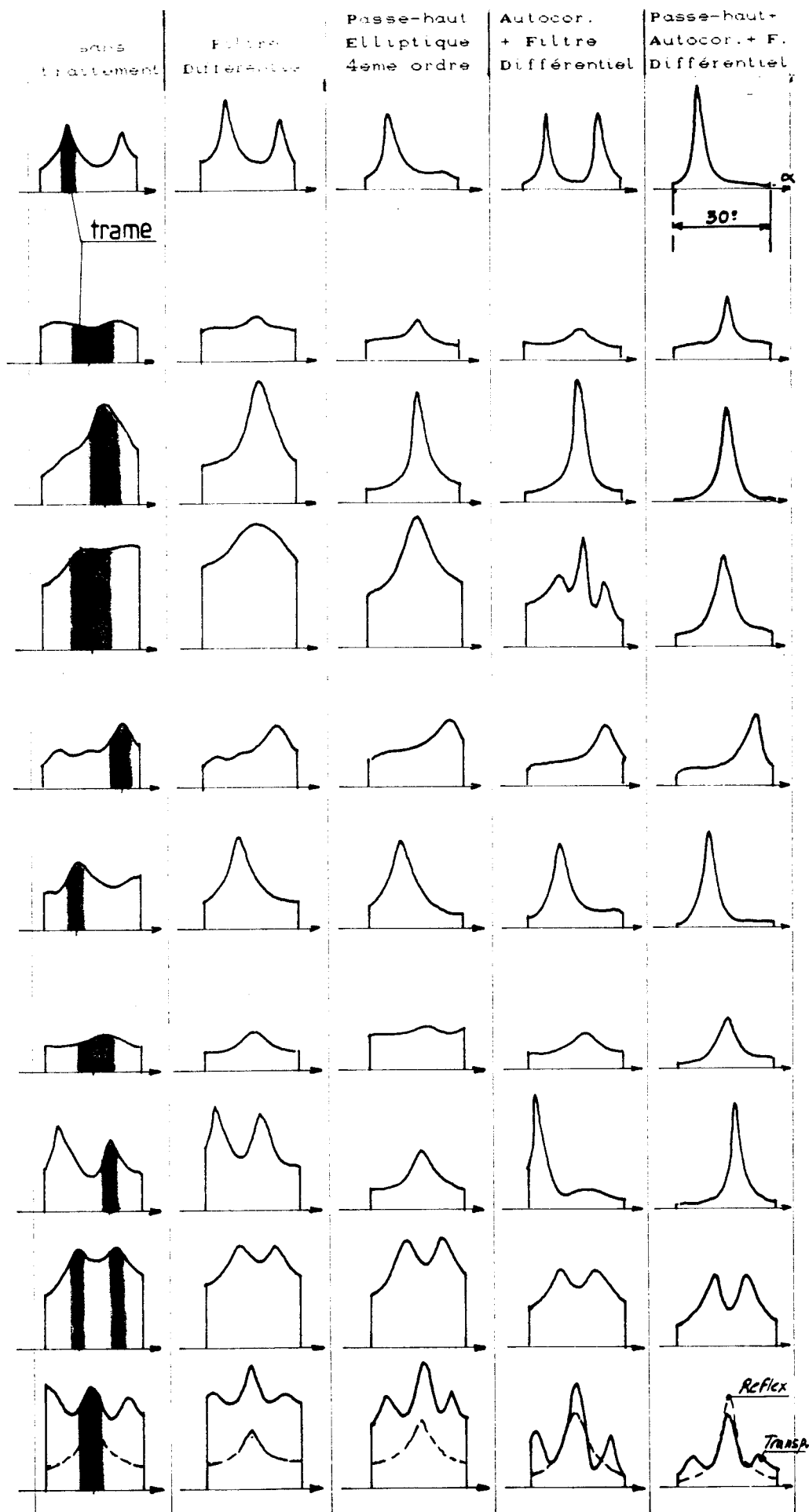
- L'amélioration de SNR par filtrage différentiel signifie que les plus hautes fréquences appartiennent au signal de trame. Ce résultat peut s'expliquer si l'on considère le processus de fabrication des tissus sur métier à tisser; le fil de trame est un des éléments de base (avec le fil de chaîne) qui constitue le tissu. Par conséquent, le fil de trame ou l'interstice entre fils est porteur des plus hautes fréquences spatiales.
- La nette amélioration de SNR avec la fonction d'autocorrélation signifie que les signaux de texture sont périodiques. Cela montre également que la durée du segment (8 ms ou 64 points) est correcte pour $F_s=8$ khz et $V_t=30$ m/mn.
- L'élimination des textures secondaires par le filtre passe-haut confirme que les plus hautes fréquences appartiennent au signal de trame. Cela montre également que le gabarit fréquentiel utilisé (elliptique du 4^{ème} ordre) est satisfaisant pour chaque tissu. De plus, nous pouvons considérer que la résolution spectrale qui définit l'espacement entre filtres passe-haut est également satisfaisante.

-Méthode par réflexion

Nous avons constaté que la méthode d'éclairement par réflexion est une solution directe au problème de détection des qualités velours en effectuant la mesure du côté envers du tissu, et au problème des articles fortement duités pour lesquels la trame est bien visible (nous appelons "solution directe" le cas pour lequel le traitement du signal n'est pas nécessaire).

ENVELOPPE DU SIGNAL FILTRE ET NON FILTRE

SPECTRES (LOG)



CONCLUSION SUR LA MÉTHODE DU PÉRIODOGRAMME ET DU FILTRAGE NUMÉRIQUE

-Analyse spectrale par Périodogramme

La méthode du périodogramme calculé sur 128 points avec chevauchement de 64 points se montre satisfaisante dans la détermination "visuelle" de la fréquence de coupure du filtre passe-haut, pour $F_c=8$ khz et $V_t=30$ m/mn.

-Filtrage numérique

Une analyse statistique des résultats nous a permis de définir le traitement optimal:

Le filtre numérique constitué des éléments suivants:

Filtre elliptique du 4^{ème} ordre + autocorrélation + différenciation

est le plus efficace dans l'amélioration du rapport signal sur bruit et l'élimination des textures secondaires. Nous le retenons comme filtre de référence pour la comparaison des performances avec le filtrage par prédiction (mesures de distance).

ORDRE 6

ORDRE 9

ORDRE 12

SPECTRE MODÈLE A.R.

SPECTRE PÉRIODOGRAMME (FFT 128 PTS)

10 dB

f

f

COMPARAISON ENVELOPPE FFT / MODÉLISATION AUTORÉGRESSIVE
Fig. IV-6

IV. 1. 3 MODÉLISATION AUTORÉGRESSIVE ET MESURES DE DISTANCE

IV.1.3.1 Spectre du modèle AR

Le spectre du modèle AR est calculé à partir des p paramètres du modèle (p est l'ordre du modèle). La procédure est la suivante:

- 1) A chaque balayage i , les p points de la fonction d'autocorrélation [$C_{xx}^i(p)$] du signal de trame sont calculés sur les 64 points du segment avec fenêtrage de *Hamming*.
- 2) Après cinq balayages, la moyenne de la fonction d'autocorrélation du signal de trame est effectuée:

$$C_{xx}(p) = \frac{1}{5} \cdot \sum_{i=1}^5 C_{xx}^i(p)$$

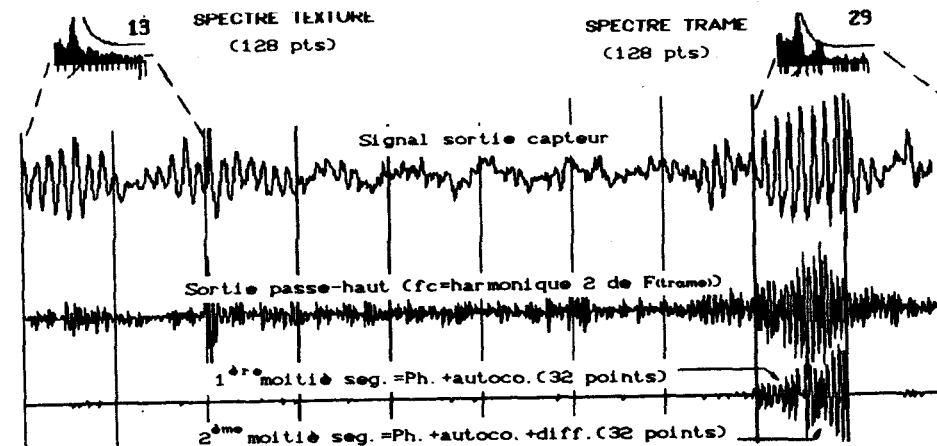
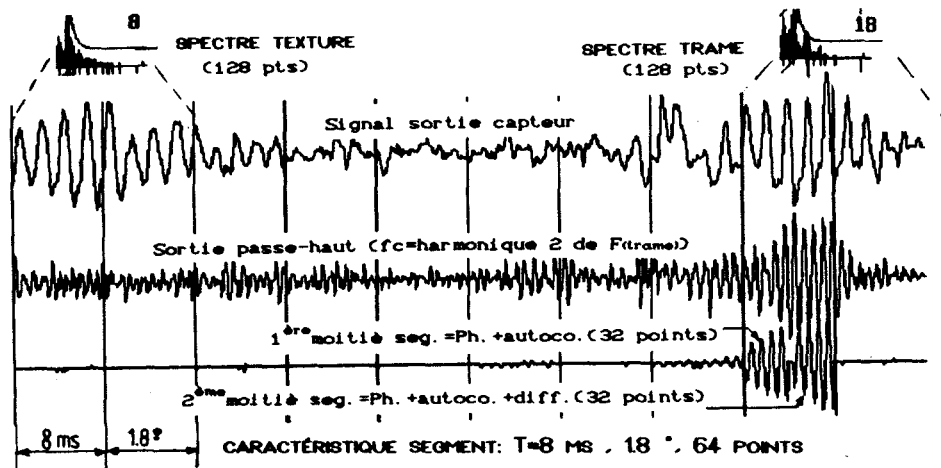
- 3) Le calcul des p paramètres s'effectue par l'algorithme de *Durbin-Levinson*.
- 4) Le spectre du modèle ainsi obtenu est calculé par l'algorithme FFT sur 128 points de manière à pouvoir le comparer au spectre obtenu par la méthode du périodogramme.

F_e (fréquence d'échantillonnage du signal) est de 8 kHz, V_t (vitesse linéaire tissu) est de 30 m/mn.

La figure IV-6 donne des exemples caractéristiques de spectres trame pour $p=6,9,12$. Les diagrammes en bâtons et les courbes continues représentent les périodogrammes et les spectres AR respectivement. Nous constatons que pour $p=12$, la méthode AR donne une très bonne approximation du spectre.

CONCLUSION: Choix d'une méthode d'analyse spectrale

Il apparaît clairement sur les diagrammes de la figure IV-6 que la recherche de pics caractéristiques fréquentiels est plus simple avec la modélisation AR. Toutefois, les amplitudes des pics restent sensibles au bruit contenu dans le signal et l'implémentation est plus complexe; deux algorithmes sont nécessaires. La méthode du périodogramme étant jugée elle-même satisfaisante, nous l'avons retenue dans la suite des travaux, sachant que, en cas de difficultés d'extraction automatique de pics dans le spectre (cas du filtrage auto-adaptatif), la méthode AR peut constituer une solution palliative.



CARACTÉRISTIQUE SEGMENT: T=12.8 MS, 18°, 64 POINTS

Exemples de filtrage texture				Exemples de filtrage trame			
Rap. Vr.	Dist. cepst	Segment signal	référence Modèles courant	Rap. Vr.	Dist. cepst	Segment signal	référence Modèles courant
62.17	7.77			28.41	2.52		
47.29	3.86			11.38	1.73		
33.30	5.45			43.97	4.55		

Exemples de filtrage texture				Exemples de filtrage trame			
Rap. Vr.	Dist. cepst	Segment signal	référence Modèles courant	Rap. Vr.	Dist. cepst	Segment signal	référence Modèles courant
31.04	4.82			16.00	2.13		
63.27	7.06			30.69	3.57		
39.20	4.37			79.91	3.87		

STATISTIQUE FILTRAGE		Fe=8 KHz	V=30 M/MN
TEXTURE		TRAME	
Rapport de vraisemblance		Rapport de vraisemblance	
MOYENNE: 55.92		MOYENNE: 29.62	
ECART-TYPE: 22.22		ECART-TYPE: 15.71	
DISTANCE CEPSTRALE		DISTANCE CEPSTRALE	
MOYENNE: 3.88		MOYENNE: 3.21	
ECART-TYPE: 1.01		ECART-TYPE: 1.12	
PASSE-HAUT + AUTOCORRÉLATEUR + DIFFÉRENTIATEUR		PASSE-HAUT + AUTOCORRÉLATEUR + DIFFÉRENTIATEUR	
MOYENNE: 155.8		MOYENNE: 2733.2	
ECART-TYPE: 20.1		ECART-TYPE: 48.05	

STATISTIQUE FILTRAGE		Fe=5 KHz	V=30 M/MN
TEXTURE		TRAME	
Rapport de vraisemblance		Rapport de vraisemblance	
MOYENNE: 58.78		MOYENNE: 24.06	
ECART-TYPE: 18.98		ECART-TYPE: 16.36	
DISTANCE CEPSTRALE		DISTANCE CEPSTRALE	
MOYENNE: 3.74		MOYENNE: 3.60	
ECART-TYPE: .78		ECART-TYPE: 1.17	
PASSE-HAUT + AUTOCORRÉLATEUR + DIFFÉRENTIATEUR		PASSE-HAUT + AUTOCORRÉLATEUR + DIFFÉRENTIATEUR	
MOYENNE: 188.5		MOYENNE: 2801.2	
ECART-TYPE: 8.37		ECART-TYPE: 29.10	

IV.1.3.2 Mesures de distance entre textures

La modélisation AR fournit p paramètres du modèle utilisables pour le calcul des distances entre textures avec le rapport de vraisemblance et la distance cepstrale (cf. paragraphe III-5.3). La procédure est la suivante:

- 1) Le modèle du signal de trame est calculé par la même méthode que précédemment.
- 2) Le modèle obtenu représente alors le processus de référence.
- 3) Nous calculons ensuite les distances entre la référence et les textures suivantes (trame et texture secondaire) obtenues par balayages successifs.

Résultats

Nous avons constaté rapidement que les distances variaient de façon importante, même pour le signal de trame; le test du χ^2 prévu pour la discrimination est de ce fait quasiment inutilisable. Pour illustrer ce phénomène, une statistique des distances (cf. fig. IV-7) a été établie pour un tissu possédant les caractéristiques suivantes:

- Faible bruit d'amplitude,
- Une texture secondaire dont la fréquence fondamentale est identique à la fréquence fondamentale du signal de trame; celui-ci possédant l'harmonique 2.

Cette statistique montre le mauvais comportement de ce type de filtrage quelle que soit la fréquence d'échantillonnage (à V_t constant). Les écarts types demeurent trop importants même pour $F_e=5$ khz. Nous pensons que ces distances sont très sensibles au bruit contenu dans le signal.

CONCLUSION: Choix du type de filtrage

La statistique* établie avec le filtre numérique de référence (voir fig. IV-7) montre à l'évidence un meilleur comportement, la fréquence de coupure du filtre passe-haut étant égale à l'harmonique 2. Les mesures de distance ont donc été abandonnées au profit du filtrage numérique classique.

* Elle consiste à calculer la valeur moyenne de l'amplitude du sommet de texture trame et de calculer sa variance pour le même coefficient de moyennage de l'enveloppe que celui des mesures de distance.

DOMAINE SPATIO-TEMPOREL		DOMAINE SPATIO-FRÉQUENTIEL	
COURBES ENVELOPPE			
CLASSE	FORMES STRUCTURELLES	SPECTRES DES TRANCHES CORRESPONDANTES	FILTRAGE
A1	Plusieurs maxima (1 à 3)	Spectres différenciés (Fréquences des tranches différentes)	Un maximum trame (SNR grand)
A2	Plusieurs maxima (1 à 3)	Spectres indifférenciés (Fréquences des tranches égales)	Nombre de maxima >1 (Trame et textures)
B1	Un maximum trame (SNR petit)	Un spectre dominant (Pic fréquentiel élevé) Périodicités cachées	Un maximum trame (SNR grand)
B2	Un maximum trame de faible amplitude (SNR petit) Un maximum trame de grande amplitude (SNR grand)	Pas de spectres dominants	Un maximum trame de faible amplitude (SNR petit)
C1	Pas de maximum trame	Un spectre dominant (Signal noyé dans du bruit)	Un maximum trame (SNR grand)
C2	Pas de maximum trame + un ou deux maxima texture	Un ou deux spectres textures - différenciés, - indifférenciés	Un maximum texture Deux maxima texture

Fig. IV-8

IV. 2 ÉTUDE STATISTIQUE GLOBALE

Les essais expérimentaux dont nous avons donné les résultats ci-dessus ont montré que le filtre de référence (FR) constitué des éléments suivants:

Filtre elliptique du 4^{ème} ordre + autocorrélation + différenciation

est le meilleur traitement de signal si la fréquence de coupure (F_c) du filtre passe-haut est correctement choisie. Pour 90% des cas, F_c doit être égale à la fréquence trame (F_{tr}), avec $F_{tr} = N \cdot V_t$ où N est le nombre de fils de trame par unité de longueur, V_t la vitesse de défilement du tissu. Pour 10% des cas, F_c doit être égale à l'harmonique 2 du signal de trame. Ce premier résultat statistique nous conduit à introduire le concept du filtrage auto-adaptatif:

Concept: filtrage auto-adaptatif

Si la recherche "visuelle" de la fréquence de coupure à partir des spectres est acceptable au niveau du laboratoire, elle est impensable sur site; la recherche doit être automatique c'est-à-dire que le filtre doit être auto-adaptatif. Si l'on tient compte du résultat statistique précédent, sa réalisation est théoriquement possible. Le filtre auto-adaptatif constituera le premier élément clef du mesureur prototype.

Le filtre de référence ayant été défini, il nous est maintenant possible d'établir une statistique globale des résultats fournis par l'analyseur. Le résultat de cette étude statistique est représenté dans le tableau de la figure IV-8. Ce tableau fait apparaître les corrélations entre les formes structurelles de l'enveloppe du signal non filtré (nombre de maxima et amplitude relative), les formes de l'enveloppe du signal filtré et les spectres textures correspondants. Les corrélations sont répertoriées par classes référencées ($A_i, B_i, C_i, i=1,2$). Nous constatons que le filtre FR ne répond qu'aux formes A_1, B_1 et C_1 . Pour tenir compte des formes A_2, B_2 et C_2 il est nécessaire d'introduire des traitements et fonctions supplémentaires déduites du tableau:

<u>CLASSES</u>	<u>TRAITEMENT/FONCTION</u>
A1 —————→	Filtrage fréquentiel (FR)
A2 —————→	Filtrage spatial
B1 —————→	Filtrage fréquentiel et Autocorrélation (FR)
B2 —————→	Moyennage enveloppe du signal non filtré
C1 —————→	Filtrage fréquentiel et Autocorrélation (FR)
C2 —————→	Diagnostic

Si statistiquement le filtre FR répond à 90% des cas de l'ensemble de nos échantillons, il est cependant difficilement acceptable d'ignorer les formes **A2**, **B2** et **C2**. D'une manière générale ces catégories correspondent à des tissus spécifiques ou à une mauvaise méthode d'éclaircissement:

Classe A2:

Cette classe rassemble les velours côtelés (en mode transparence) et les tissus dits en nid d'abeille. Les fréquences fondamentales des textures sont égales.

Classe B2:

Cette classe rassemble deux contextures différentes:

- Tissus faiblement texturés comme les tissus crêpes; le signal de trame est un bruit blanc filtré.
- Tissus avec effets de trame (tissés avec des fils de trame de grosseur différente ou fils de trame irrégulièrement espacés; le signal de la tranche trame est non-stationnaire.

Classe C2:

Cette classe rassemble deux cas de figure:

- Une mauvaise méthode d'éclaircissement (cas des tissus fortement duités en mode transparence)
- Tissus fortement texturés où la trame n'est pas détectable (généralement difficilement visible même à la loupe).

Ce deuxième résultat statistique nous conduit à introduire un opérateur de *Reconnaissance de formes (RF)* et le moyennage auto-adaptatif.

Concepts:

-Opérateur de reconnaissance de formes

Afin de tenir compte de toutes les formes structurelles rencontrées, le filtrage spatial, le diagnostic et la sélection d'enveloppe doivent compléter le filtrage numérique. Nous avons choisi un opérateur de *Reconnaissance de formes* pour solutionner globalement les formes Az, Bz et Cz. Cet opérateur constituera le deuxième élément clef du mesureur prototype.

-Moyennage auto-adaptatif

Le rapport signal de texture trame/bruit est fonction du tissu. Si nous voulons obtenir la même précision de mesure quel que soit le tissu, il est nécessaire d'adapter le coefficient de moyennage des enveloppes du signal filtré et non filtré à partir desquelles la mesure de déformation est effectuée. Sans pour autant constituer un élément clef, le moyennage auto-adaptatif contribue à optimiser le produit précision par la durée de mesure.

IV. 2. 1 MODÉLISATION DU SIGNAL

Nous établissons dans ce paragraphe un modèle du signal à partir d'une approche théorique et des résultats de mesure spectrale.

Par définition nous pouvons dénommer "bruit" toute partie du signal qui n'appartient pas à la trame; le signal de mesure peut ainsi se décomposer selon le schéma suivant:

Signal de mesure $\left\{ \begin{array}{l} \text{Segment du signal trame: } x(t) \in \text{trame} \\ \text{Bruit} : x(t) \notin \text{trame} \end{array} \right.$

La figure ci-dessous nous montre un exemple.

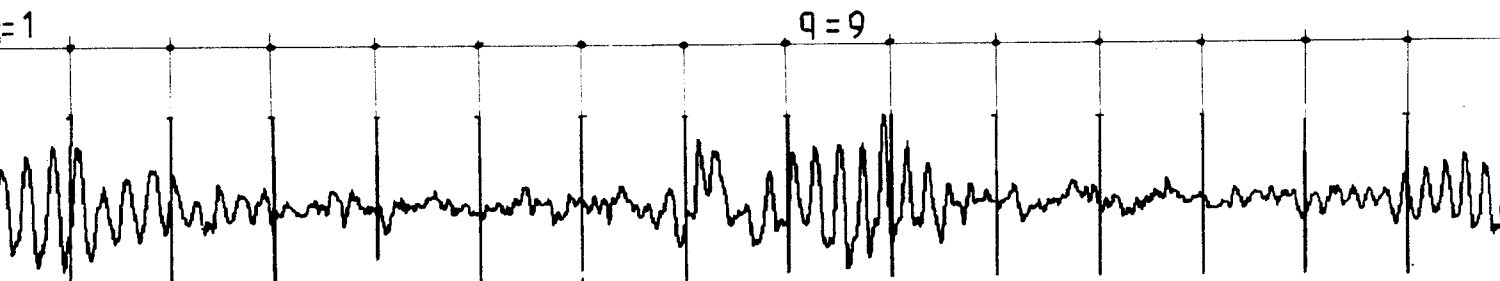


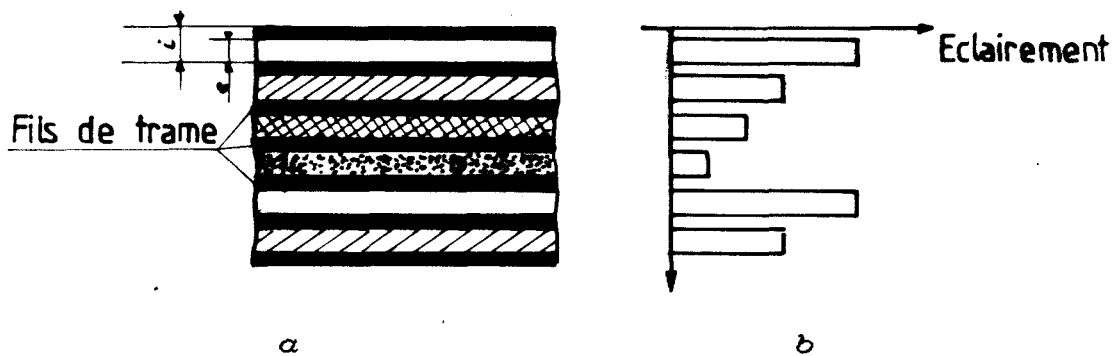
Fig. IV-9
Exemple de signal de sortie du corrélateur

Pour le segment $\alpha_q = 9 \cdot q \quad x(t) \in \text{trame},$
 pour $\alpha_q \neq 9 \cdot q \quad x(t) \notin \text{trame}.$

a) Signal de trame: $x(\alpha) \in \text{trame}$

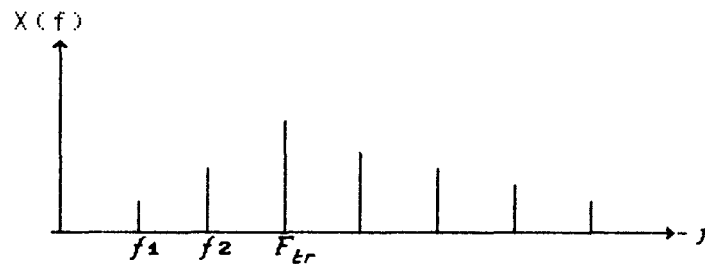
Approche théorique

C'est un signal de texture; il est périodique. Afin de trouver une forme générale du spectre, nous avons représenté à la figure IV-10a un tissu sous la forme d'un réseau de pas i , le rapport cyclique du pas étant différent de 1. Si pour chaque espace e entre fils de trame, la transparence est différente mais périodique, la mesure de l'éclairement possède une fonction dont la forme est représentée fig. IV-10b.



*Fig. IV.10
Modèle général de représentation des tissus*

Pour $F_{tr} = F_{sp} = 1/i$, le spectre du signal est un spectre de raies représentée à la figure IV-11 ci-dessous.



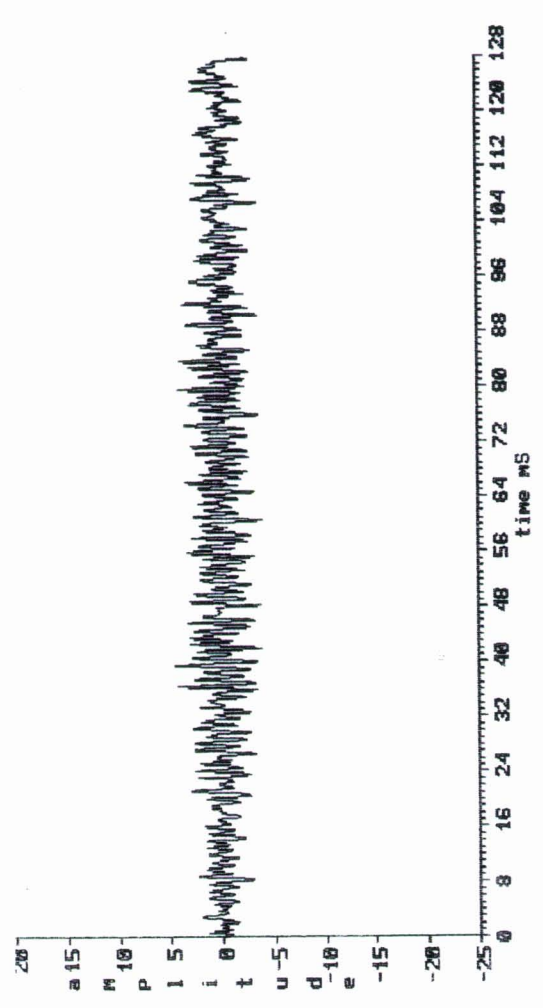
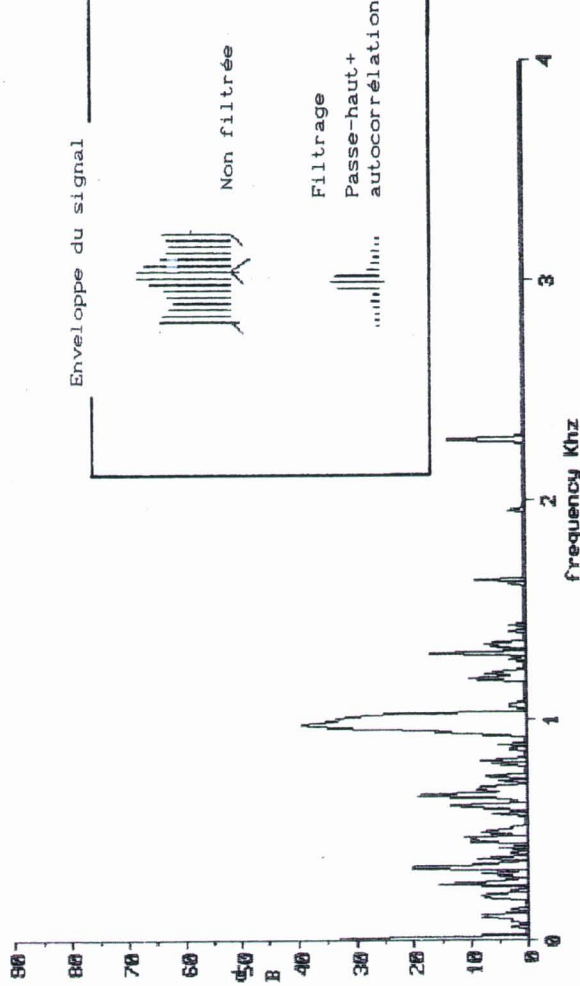
*Fig. IV -11
Spectre du signal du tissu idéalisé*

Il contient des harmoniques mais également des fréquences inférieures à F_{tr} , f_1 (subharmonique 3 de F_{tr}) et f_2 (non subharmonique).

TEXTURE

DSP-16 -- FFT--
REAL-TIME FFT ANALYZER

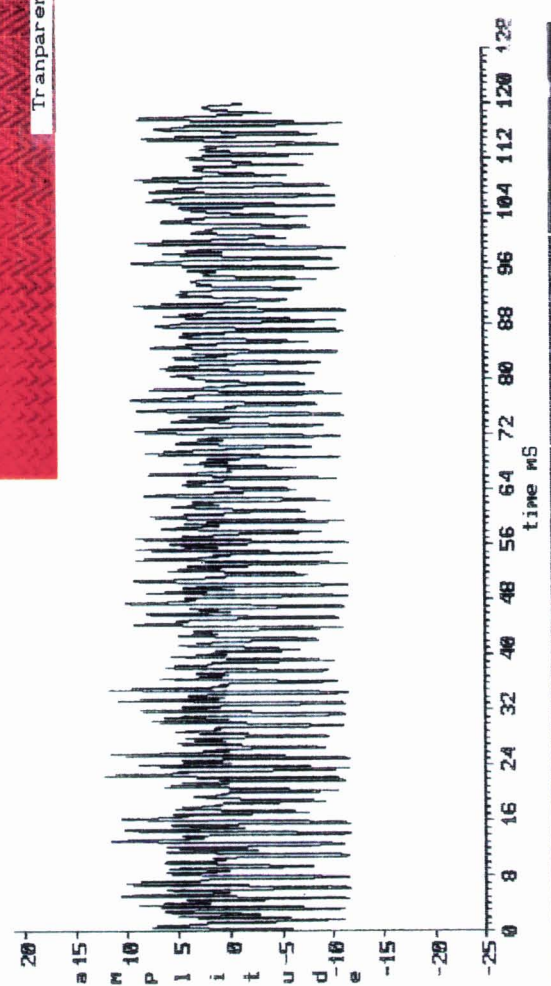
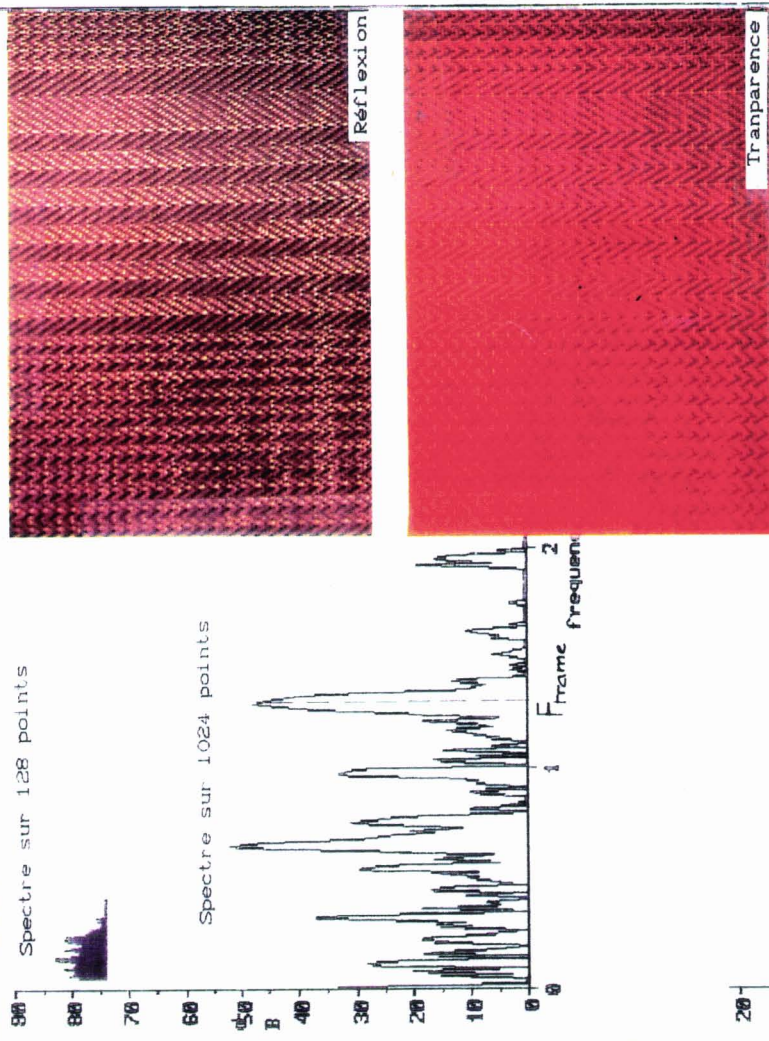
Sample rate : 8 kHz
avg Period : 64 frames
Window : Hamming



TRAME

DSP-16 -- FFT--
REAL-TIME FFT ANALYZER

Sample rate : 8 kHz
avg Period : 64 frames
Window : Hamming



Interprétation

-Les basses fréquences

Les effets recherchés sur les tissus (rayure par exemple) engendrent ces basses fréquences car du point de vue dimensionnel, ils ne sont plus de type macroscopique; il faut en effet que l'oeil les aperçoive. Le signal de sortie du corrélateur contient par conséquent des fréquences f inférieures à F_{tr} .

-Harmoniques de F_{tr}

Elles ont deux origines:

- Lorsque le pas i possède un rapport cyclique différent de 1; ce cas est souvent vérifié sur les tissus faiblement duités.
- La forme triangulaire du signal de sortie du corrélateur (cf. chapitre II).

Afin de tenir compte du bruit d'amplitude que l'on a mis en évidence au chapitre III, le modèle mathématique du signal de trame que nous proposons est le suivant pour $\alpha(t)=t$ et $q=T_e$:

$$x(\alpha_p, t) = \left[\sum_{n=1}^{\infty} \left[\sum_{i=-\infty}^{\infty} c_{in} \cdot e^{j2\pi \cdot \frac{F_{tr}}{j_n} \cdot it} \right] + b_p(t) \right] \cdot \text{rect} \left[\frac{\alpha - p \cdot q}{q} \right] \quad 4-1$$

$$\text{avec TF } [b_p(t)] = \begin{cases} \sigma_p^2 & -B_p < f < B_p \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

$$j_n \in \mathbb{R}, \quad j_n \geq 1, \quad j_1 = 1$$

$$1 < p < 15$$

q = pas d'échantillonnage de l'enveloppe du signal

F_{tr} = Fréquence fondamentale de trame

Ce modèle correspond physiquement à une somme infinie de textures imbriquées dont chacune possède un pas i égal à j_n/F_{tr} ($\forall i=1$). Un exemple de signal de trame est donné à la figure IV-12 où le spectre de texture trame contient des basses fréquences inférieures à la fréquence F_{tr} dont le subharmonique 2. On peut également se référer aux planches IV-3/4/5 qui donnent de nombreux exemples.

b) Le bruit: $x(\omega)$ et trame

Deux types de bruit sont à considérer; la texture secondaire (par opposition à la texture principale ou primaire de trame), et le signal "hors texture".

b-1) Signal de texture secondaire

C'est un signal de texture; il est périodique. Cependant, son spectre est moins riche que le spectre trame; il ne possède pas de subharmoniques ou de fréquences nettes inférieures à la fréquence fondamentale F_{ts} . Celle-ci est égale ou inférieure à la fréquence trame (F_{tr}).

Interprétation

Nous pouvons raisonner de la même manière que précédemment. Pour obtenir des effets visibles, les côtes du tissu génératrices des textures secondaires sont bien marquées et régulièrement espacées; le rapport cyclique du pas peut être différent de 1. Les côtes du tissu étant formées par l'entrecroisement des fils de chaînes et de plusieurs fils de trame, le pas spatial des côtes est supérieur à celui de trame.

Pour un angle de balayage de 30° , le nombre maximal de textures secondaires est de 2. En tenant compte du bruit d'amplitude, nous proposons le modèle suivant pour $\alpha(t)=t$ et $q=T_s$:

$$x(\alpha_k, t) = \left[\sum_{k=1}^2 \left[\sum_{i=-\infty}^{\infty} c_{ik} \cdot e^{j2\pi \cdot F_{ts}^k \cdot i t} \right] + b_k(t) \right] \cdot \text{rect} \left[\frac{\alpha - k \cdot q}{q} \right] \quad 4-2$$

$$\text{avec } [b_k(t)] = \begin{cases} \sigma_k^2 & -B_k < f < B_k \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

$$1 < k < 15 \quad k \neq p$$

F_{ts}^k = Fréquence fondamentale de texture secondaire pour la tranche k

$$F_{ts}^k < = F_{trame}$$

b-2) Signal "hors texture"

L'exemple de la figure IV-9 est caractéristique. Nous pouvons le considérer comme un bruit blanc filtré.

Interprétation

L'alignement des points lumineux n'existe plus; leur nombre est aléatoire.

Nous proposons le modèle suivant pour $\alpha(t)=t$ et $q=T_s$:

$$x(\alpha_n, t) = \sum_{n=1}^{15} b_n(t) \cdot \text{rect} \left[\frac{\alpha - n \cdot q}{q} \right] \quad 4-3$$

$$\text{avec TF } [b_n(t)] = \begin{cases} \sigma_n^2 & -B_n < f < B_n \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

$$1 < n < 15 \quad n \neq p, n \neq k$$

Remarques sur les variables des modèles

Les variables F_{tr} (fréquence fondamentale de trame) et F_{ts} (fréquence fondamentale de texture secondaire) sont des variables aléatoires. Ces variables sont stationnaires si -et seulement si- la vitesse de défilement du tissu est constante. La variable discrète α indicée est également une variable aléatoire. Si -et seulement si- la position moyenne du corrélateur oscillant ($\pm 15^\circ$) est maintenue fixe par rapport aux fils de trame, cette variable est stationnaire. Ces hypothèses de stationnarité, indispensables pour l'analyse du signal, doivent être constamment vérifiées. Elles seront les critères de réalisation du mesureur prototype.

CONCLUSION

Les résultats d'analyse et de traitements obtenus avec notre analyseur nous ont permis de dégager les concepts du mesureur prototype:

1) Fréquence d'échantillonnage du signal

La fréquence d'échantillonnage du signal est proportionnelle à la vitesse de défilement du tissu.

2) Vitesse de balayage du corrélateur

Cette vitesse est proportionnelle à la vitesse de défilement du tissu.

3) Analyse spectrale

La méthode du périodogramme a été retenue. La modélisation autorégressive constitue une alternative.

4) Filtrage auto-adaptatif

Le filtre de référence (FR) composé de la chaîne d'éléments suivants:

Filtre elliptique passe-haut du 4^{ème} ordre + Autocorrélation
+ Différenciation

constitue le meilleur traitement de signal.

La détermination automatique de la fréquence de coupure du filtre passe-haut forme avec le filtre FR un filtre auto-adaptatif.

5) Reconnaissance de formes

Le filtre FR ne solutionne pas tous les problèmes de détection rencontrés. Nous en avons tenu compte en introduisant un opérateur de reconnaissance de formes.

6) Moyennage auto-adaptatif

Afin d'optimiser le produit précision de mesure par la durée de mesure pour chaque tissu, le coefficient de moyennage des mesures doit être adapté.

7) Modélisation du signal

A partir d'une approche théorique et d'observations, nous avons proposé un modèle mathématique du signal observé.

Ces résultats constituent les éléments de base pour l'étude et la réalisation du mesureur prototype que nous développons dans le chapitre suivant.

CHAPITRE V

ÉTUDE ET RÉALISATION D'UN MESUREUR PROTOTYPE

Après avoir constitué une base de données pour laquelle un analyseur a été développé, il nous est maintenant possible d'entreprendre l'étude et la réalisation d'un mesureur prototype. Ayant gardé la structure matérielle de l'analyseur, le développement est purement logiciel. Il comprend:

- L'étude et la réalisation du filtrage auto-adaptatif.
- L'étude et la réalisation de l'opérateur de reconnaissance de formes. Au cours de son étude, apparaîtra un principe de mesure.
- La définition d'une architecture des traitements.
- L'estimation du coefficient de moyennage de la mesure.

Le développement tient compte de l'environnement de mesure qui conditionne la réalisation du mesureur et détermine des fonctions supplémentaires:

- L'utilisation de fenêtres de poursuite.
- Le principe de fonctionnement temporel du mesureur pour lequel nous faisons apparaître une phase d'analyse appelée phase d'accrochage, et une phase de poursuite pendant laquelle les décisions de mesure seront prises.
- La détection du changement de tissu pour laquelle nous avons développé une reconnaissance de formes par modélisation.

V. 1 ÉTUDE DE L'ENVIRONNEMENT DE MESURE

L'environnement de mesure se limite à trois facteurs qui sont:

- Les variations des déformations du tissu.
- Les variations de vitesse machine.
- Le changement de tissu.

L'étude de l'environnement consiste à formaliser son influence.

Variations des déformations du tissu

Jusqu'à présent, toutes les opérations d'analyse ont été effectuées sur le simulateur, c'est-à-dire que la position moyenne du corrélateur optique oscillant a été maintenue fixe par rapport aux fils de trame du tissu; la propriété essentielle du signal est alors sa stationnarité par tranches obtenue par

l'établissement du temps (T_e) de stationnarité (cf. paragraphe III-3.1 Analyse à court terme). La position maintenue fixe justifie:

- Le relevé des pics textures sur l'enveloppe moyennée de la voie d'accrochage afin d'extraire du domaine spatio-fréquentiel et à chaque balayage les spectres textures instantanés. Le moyennage d'enveloppe élimine le bruit d'amplitude.
- Le moyennage des spectres textures obtenus par balayages successifs de manière à diminuer la variance du périodogramme.

Sur le site industriel, si la position moyenne du corrélateur est fixe dans le plan, la position de trame peut varier:

- Les déformations du tissu ne sont pas constantes.
- L'appareil de mesure est régulateur de la position du fil de trame. La régulation étant de type PI, la position de trame fluctue.

Les variations de position de trame doivent être considérées comme un processus aléatoire. Au niveau du traitement, l'hypothèse la plus forte consiste à considérer que le signal puisse être décalé de x tranches d'un balayage à l'autre. Il faut donc considérer la variable α_p comme une variable aléatoire stationnaire pour la durée d'un balayage (p est par exemple la position de trame). La résolution de ce problème consistera à effectuer une analyse des données en composantes principales.

Variations de vitesse machine

La vitesse des machines de finissage textile peut varier. Dans de nombreux cas, les traitements comme le séchage ou la polymérisation sont régulés, l'organe de régulation étant la vitesse machine. La mesure est soit le pourcentage d'humidité du tissu en sortie de séchoir, soit la température du tissu. Nous devons donc considérer ces variations de vitesse comme un processus aléatoire. L'hypothèse la plus forte consiste à le considérer comme stationnaire à court-terme pour une durée de quelques balayages: pour une vitesse de 120 m/mn et un séchoir de 20 m de longueur, le changement de vitesse peut intervenir tous les dix secondes (temps de passage de la marchandise).

L'instant du changement est aléatoire. Nous pouvons ainsi considérer les variations de vitesse comme un processus de *Poisson* dont le paramètre λ est égal au minimum à dix secondes. Au niveau du traitement, nous proposons deux concepts pour le filtrage et l'analyse du signal:

-Filtrage du signal

La réalisation du filtrage s'effectue dans le domaine temporel par l'implémentation d'une banque de filtres.

-Analyse du signal

Nous séparons chronologiquement les opérations de filtrage et d'analyse en instaurant deux phases de la détection:

a)Phase d'accrochage

Le système évalue la fréquence de coupure à l'intérieur des dix secondes.

b)Phase de poursuite

Le choix du filtre est actualisé par la mesure de la vitesse machine à chaque balayage.

Changement de tissu

Les pièces de tissu en sortie de tissage sont de longueur limitée. Pour les traiter sur les machines de finition, ces pièces sont cousues ensemble pour former un rouleau qui défile en continu dans la machine. Les pièces pouvant être d'armure différente, le changement de pièce doit être également considéré comme un processus aléatoire. L'intervalle minimum entre les changements est de l'ordre de la minute. L'instant du changement étant parfaitement inconnu, nous pouvons considérer ce processus comme un processus de *Poisson* dont le paramètre λ est égal au minimum à une minute. Le traitement optimal de ce processus consiste à réinitialiser toutes les valeurs moyennées lors d'un changement. Il s'agit donc de détecter ce changement. Pour ce faire, nous avons fait appel à la reconnaissance de forme par modélisation.

Le diagramme ci-dessous résume l'environnement de mesure.

ENVIRONNEMENT

PROPRIÉTÉS

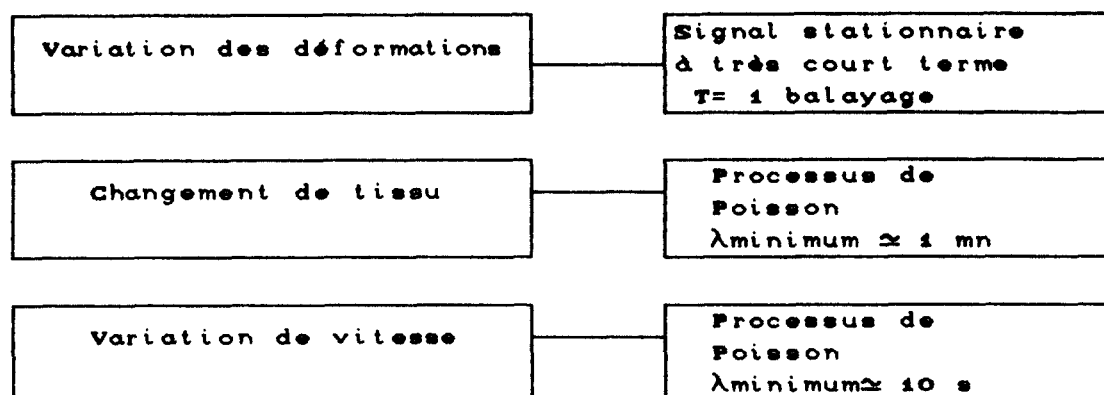


Fig.V-1
Environnement de mesure

Au fur et à mesure du développement, les outils de traitements de l'environnement de mesure seront détaillés.

V. 2 FILTRAGE AUTO-ADAPTATIF

V. 2. 1 CONCEPTS

L'étude statistique des enveloppes du signal obtenu en sortie du filtre dénommé "filtre de référence" (passe-haut + autocorrélation + filtre différentiel) a montré que celui-ci éliminait correctement les textures secondaires si la fréquence de coupure du filtre passe-haut (F_c) était correctement ajustée. Les résultats suivants ont été obtenus:

Cas général:----- $F_c = F_{tr}$
Cas particulier:-- $F_c = 2 \cdot F_{tr}$

où F_{tr} est la fréquence fondamentale de trame; F_{tr} vérifie implicitement les relations:

$$F_{tr} > F_{ts} \quad \text{ou} \quad \sum_{f_i = F_{tr}}^{\infty} E_{tr}(f_i) > \sum_{f_i = F_{tr}}^{\infty} E_{ts}(f_i)$$

$$\text{ou} \quad 2 \cdot F_{tr} > F_{ts} \quad \text{ou} \quad \sum_{f_i = 2 \cdot F_{tr}}^{\infty} E_{tr}(f_i) > \sum_{f_i = 2 \cdot F_{tr}}^{\infty} E_{ts}(f_i)$$

où $E_{xx}(f_i)$ est la densité spectrale à la fréquence f_i .

Pour que le filtre FR soit auto-adaptatif, il faut donc que le système estime F_{tr} contenue dans le domaine spatio-fréquentiel à partir de ces relations qui deviennent critères d'auto-adaptation.

Afin d'estimer F_{tr} , deux opérations ont été développées:

-La discrimination des spectres

Cette première opération consiste à rechercher dans le domaine spatio-fréquentiel le spectre trame.

-L'analyse harmonique du signal de trame

Cette analyse du signal de trame suit chronologiquement l'opération de discrimination. Elle a pour but de déterminer précisément F_{tr} (cas général) ou $2 \cdot F_{tr}$ (cas particulier).

V. 2. 2 RÉALISATION DU FILTRE AUTO-ADAPTATIF

V.2.2.1 Banque de filtres

L'opération de discrimination (paragraphe V.2.2.3) fournit le spectre présumé de trame. L'analyse harmonique du signal de trame (paragraphe V.2.2.4) fournit ensuite une fréquence caractéristique du tissu qui devient la fréquence de coupure du filtre passe-haut. La question est de savoir dans quelle domaine faut-il réaliser le filtrage. En effet on peut:

- soit considérer dans le domaine spatio-fréquentiel un plan à fréquence constante ($\equiv$ fréquence caractéristique). Ce type de filtrage correspond au filtrage par FFT.
- soit identifier cette fréquence caractéristique à une fréquence de coupure d'un filtre passe-haut et se placer ainsi dans le domaine temporel (cas jusqu'à présent considéré).

Nous avons maintenu le domaine temporel pour les raisons suivantes:

a) Réaliser un seul analyseur spectral par appareil

L'appareil de mesure comportant jusqu'à 8 mesureurs (1 mesureur=1 capteur + 1 chaîne de mesure), il est préférable du point de vue matériel (c.-à-d. financier) d'effectuer une seule analyse spectrale par appareil.

b) Effet de barrière

Ce phénomène est lié à la transformée de *Fourier* discrète. L'utilisation de la fenêtre de *Hamming* l'atténue seulement.

c) Les variations de vitesse machine

Considérées comme un processus aléatoire non stationnaire pour $\lambda > 10s$, le moyennage de spectres est suivant cette

INFINITE IMPULSE RESPONSE (IIR)
ELLIPTIC HIGHPASS FILTER
UNQUANTIZED COEFFICIENTS

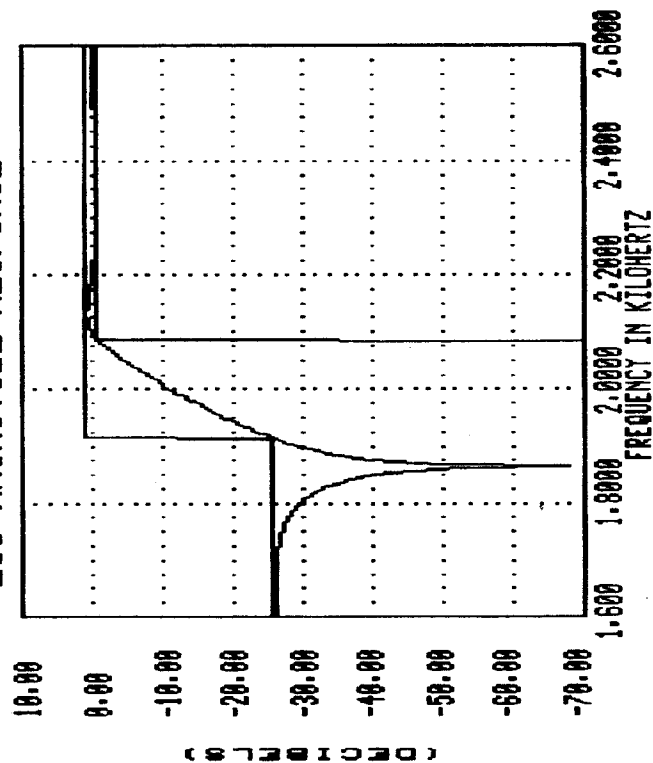
FILTER ORDER = 4
SAMPLING FREQUENCY = 8.000 KILOHERTZ

I	A(I,1)	A(I,2)	B(I,0)	B(I,1)
1	.650347	.394248	.202113	-.258280
2	.1144837	.895027	.800801	-.169381

*** CHARACTERISTICS OF DESIGNED FILTER ***

	BAND 1	BAND 2
LOWER BAND EDGE	.00000	2.08500
UPPER BAND EDGE	1.91370	4.00000
NOMINAL GAIN	.00000	1.00000
NOMINAL RIFFLE	.05100	.10000
MAXIMUM RIFFLE	.05012	.09301
RIFFLE IN dB	-26.00016	.82004

LOG MAGNITUDE RESPONSE



INFINITE IMPULSE RESPONSE (IIR)
ELLIPTIC HIGHPASS FILTER
UNQUANTIZED COEFFICIENTS

FILTER ORDER = 4
SAMPLING FREQUENCY = 8.000 KILOHERTZ

I	A(I,1)	A(I,2)	B(I,0)	B(I,1)	B(I,2)
1	.797669	.404308	.192880	-.234777	.192693
2	.236918	.895556	.794042	-.090426	.793946

*** CHARACTERISTICS OF DESIGNED FILTER ***

	BAND 1	BAND 2
LOWER BAND EDGE	.00000	2.14720
UPPER BAND EDGE	1.97620	4.00000
NOMINAL GAIN	.00000	1.00000
NOMINAL RIFFLE	.05100	.10000
MAXIMUM RIFFLE	.05014	.09300
RIFFLE IN dB	-25.99596	.81998

LOG MAGNITUDE RESPONSE

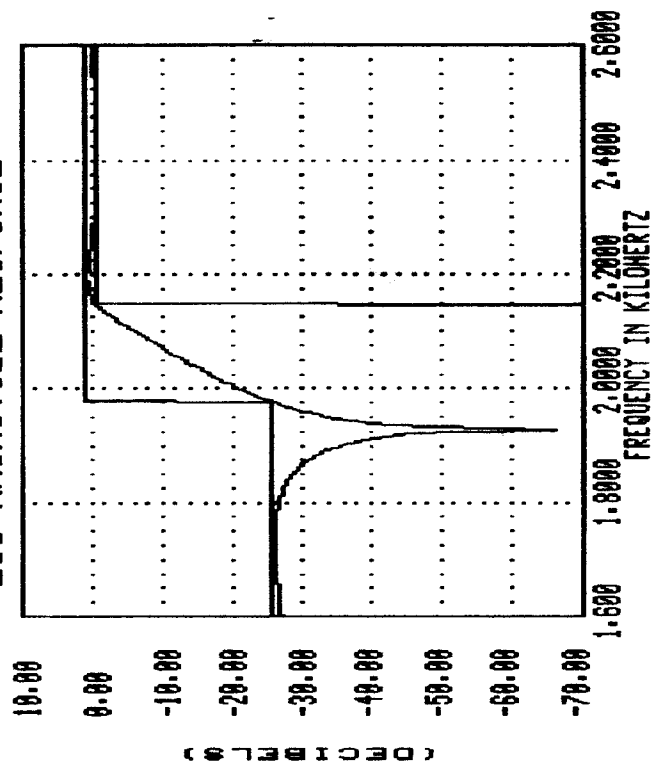


Fig. V-3

hypothèse difficilement réalisable.

d) Bruit d'amplitude

Celui-ci est toujours présent sur les signaux de textures. Le moyennage des spectres est d'autant plus important.

La figure V-2 ci-dessous représente le filtre fréquentiel réalisé dans le domaine temporel.

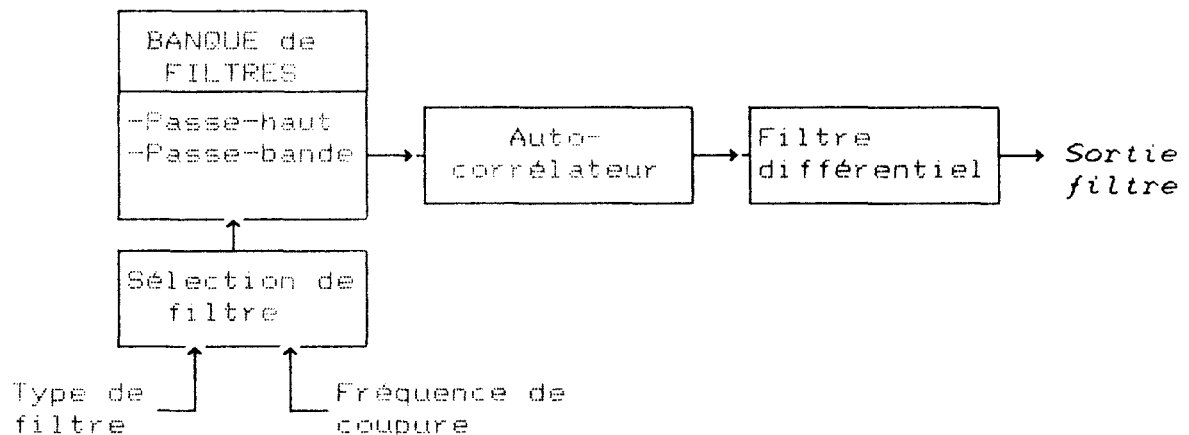


Fig.V-2
Réalisation du filtrage numérique

Le calcul de la densité spectrale s'effectuant sur 128 points, 64 filtres passe-haut (ainsi que 64 filtres passe-bande) ont été programmés. L'espacement fréquentiel entre filtres est égal à la résolution fréquentielle FFT. La figure V-3 montre deux exemples de filtres passe-haut elliptiques du 4^{ème} ordre, espacés de 62.5 hz correspondant à la résolution fréquentielle obtenue avec la fréquence d'échantillonnage de 8 khz.

V.2.2.2 Recherche de la fréquence de coupure

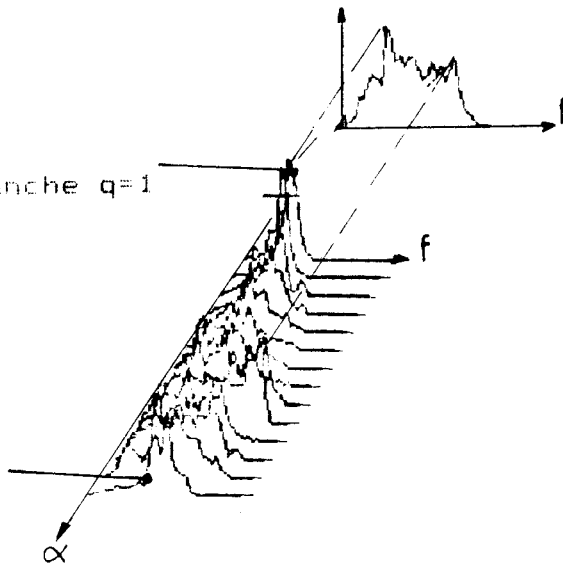
Si l'on assume une vitesse constante de machine et un tissu donné, seul le paramètre α_p ($1 \leq p \leq 15$) est la variable aléatoire dont il faut tenir compte dans l'analyse du signal. La démarche habituellement utilisée dans un environnement non-stationnaire est de rechercher des invariants, en l'occurrence pour le paramètre α_p qui est un paramètre de translation. L'invariant "quasi disponible" est le profil spectral obtenu par projection plane de tous les spectres. Invariant vis-à-vis de α_p , le profil est susceptible d'être moyenné en vue d'une meilleure estimation spectrale (diminution

Projections orthogonales

Spectre du signal
différencié de la tranche $q=1$

exemple 1

Spectre du signal
différencié de la tranche $q=15$



exemple 2

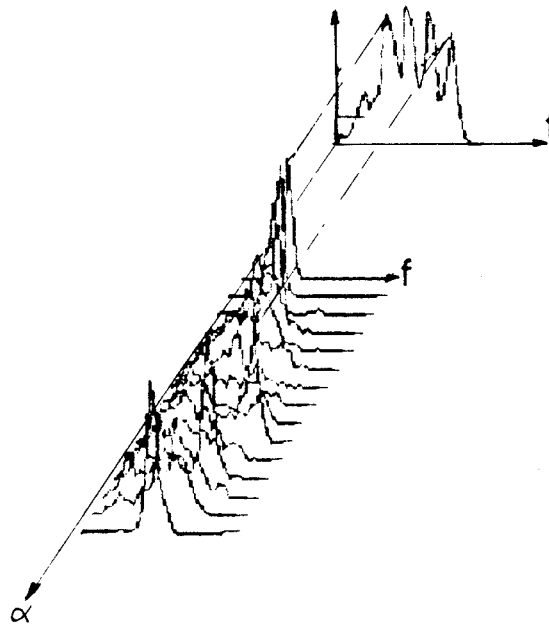


Fig. V-4

Projections orthogonales des spectres

de la variance du périodogramme). Cette idée du profil a été programmée. La figure V-4 en donne deux exemples. La recherche de F_{tr} à partir du profil ne fut pas satisfaisante. Nous avons constaté que dans certains cas (8 % des cas en mode transparence, 20 % en mode réflexion), la présence de fréquences supérieures à F_{tr} conduisait à une mauvaise estimation de la fréquence de coupure.

Il faut donc, d'un point de vue général, plutôt que de traiter le profil spectral "total", sélectionner les spectres susceptibles d'appartenir à la texture trame, c.-à-d. tous les spectres textures. La procédure consiste à prélever sur l'enveloppe du signal les maxima (ceux-ci correspondent à des textures) et prélever les spectres des tranches de signal correspondantes dans le domaine spatio-fréquentiel. Cette méthode entraîne deux difficultés:

- La définition d'une enveloppe optimale de référence (EOR)

En effet, l'enveloppe moyennée du signal non filtré peut ne pas faire apparaître le pic de texture trame (cas où le signal de trame est noyé dans le bruit).

- L'extraction des spectres textures à partir de EOR moyennée.

Le moyennage temporel est nécessaire pour éliminer le bruit d'amplitude. Considérant par hypothèse que la variable aléatoire α_p n'est pas stationnaire au-delà d'un balayage (variations des déformations pendant le moyennage), l'enveloppe moyennée et l'enveloppe instantanée (bruitée) ne sont plus en phase, ce qui signifie qu'aux pics moyennés prélevés ne correspondent plus les vrais spectres; le moyennage temporel introduit une décorrélation entre le domaine spatio-temporel moyenné et le domaine spatio-fréquentiel instantané.

Nous avons donc, dans une première approche de réalisation du filtre auto-adaptatif, assuré la stationnarité du signal (position de l'échantillon de tissu fixe par rapport à la position moyenne du corrélateur oscillant) et effectué l'analyse structurelle -relevé des pics textures- sur l'enveloppe du signal, obtenue avec prétraitement préalable.

Définition de l'enveloppe optimale de référence (EOR)

Une statistique du rapport signal de trame/bruit a été effectuée sur l'enveloppe du signal non filtré et sur l'enveloppe du signal différencié afin de définir le prétraitement optimal du signal. Celui-ci consiste à prendre la somme pondérée du signal $x(t)$ et du signal différencié $d(x(t))/dt$.

Le synoptique du prétraitement en sortie duquel nous obtenons l'enveloppe EOR est représenté à la figure V-5 ci-dessous.

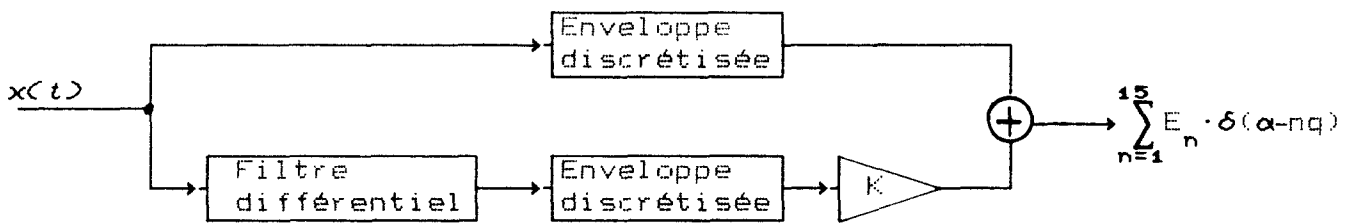


Fig. V-5
Prétraitement du signal

E_n est l'amplitude de l'échantillon enveloppe au point $\alpha = n \cdot q$.

Remarques:

- Les planches IV-3/4/5 donnent des exemples de l'efficacité du filtre différentiel (amélioration du rapport signal/bruit) qui renforce les hautes fréquences du signal. Nous en avons donné une interprétation au chapitre IV.
- La valeur de K a été initialisée à 1/5.
- Le nombre de pics a été fixé au maximum à trois, ce qui correspond au nombre maximum de pics présents sur l'enveloppe du signal pour un balayage de 27° (cf. planches IV-3/4/5).

-Procédure d'extraction des spectres textures.

La procédure d'extraction des spectres est la suivante:

Pour $i=1$ à 10

- Effectuer un balayage.
- Calcul de l'enveloppe du signal prétraité.
- Moyenner (moyennage exponentiel) l'enveloppe (EOR) du signal prétraité.
- Détection des pics textures sur EOR (3 maximum).
- Prélever les spectres textures du domaine spatio-fréquentiel instantané à partir de la position des pics textures.

-Moyenner les spectres textures individuels (moyennage exponentiel).

Fin de i;

A la fin des 10 balayages, nous obtenons ainsi les spectres textures moyennés. L'opération de discrimination est alors effectuée à partir du critère $F_{tr} > F_{ts}$ afin de déterminer le spectre présumé de trame. L'analyse harmonique du signal de trame est ensuite effectuée pour estimer la fréquence de coupure du filtre passe-haut.

Remarque:

Le spectre présumé de trame sera le modèle de représentation du tissu dans la procédure de reconnaissance de formes utilisée pour la détection du changement de tissu comme nous le verrons dans le paragraphe V.5.

V.2.2.3 Discrimination spectrale

But:

- Il s'agit de trouver parmi les spectres textures (3 au maximum), le spectre présumé de trame.
- D'estimer la fréquence limite (F_{max}) nécessaire à l'analyse harmonique (paragraphe suivant) du signal de trame que l'on réalise par expansion du spectre présumé de trame.

-Principe de base de la discrimination:

La discrimination repose sur les deux relations que nous rappelons:

$$F_{tr} > F_{ts}$$

$$\text{ou } 2 \cdot F_{tr} > F_{ts} \text{ avec } F_{tr} < F_{ts}$$

Les essais expérimentaux (chapitre IV) les ont vérifiées et nous ont permis de proposer un modèle général du signal de trame (équation 4-1 chapitre IV) que nous rappelons:

$$x(\alpha_p, t) = \left[\sum_{n=1}^{\infty} \left[\sum_{i=-\infty}^{\infty} c_{in} \cdot e^{j2\pi \cdot \frac{F_{tr}}{J_n} \cdot it} \right] + b_p(t) \right] \cdot \text{rect} \left[\frac{\alpha_p \cdot q}{q} \right] \quad 5-1$$

avec $J_1=1$, correspondant physiquement à une somme de textures imbriquées.

-Recherche de modèles simplifiés

Si les critères énoncés ci-dessus sont simples, leur application n'est pas évidente car le modèle du signal de trame est

difficilement ajustable numériquement; la présence éventuelle d'harmoniques, de subharmoniques de F_{tr} et de basses fréquences ($f < F_{tr}$) complique l'ajustement. Une simplification du modèle peut être obtenue si l'on considère la valeur c_{11} de l'équation 5-1, c.-à-d. l'amplitude de la raie de rang F_{tr} .

a) $|c_{11}|^2$ est un maximum

Si c_{11} est un maximum, nous pouvons réellement considérer la fréquence trame comme fréquence fondamentale du signal. Si on limite la recherche de la raie de rang maximum (F_{max}) à l'harmonique deux, l'équation 5-1 du modèle peut alors s'écrire

$$x(\alpha_p, t) = \left[\sum_{i=-2}^2 c_i \cdot e^{j2\pi F_{tr} \cdot it} + b_p(t) \right] \cdot \text{rect} \left[\frac{\alpha - p \cdot q}{q} \right] \quad 5-2$$

avec TF $\left[b_p(t) \right] = \begin{cases} \sigma_p^2 & -B_p < f < B_p \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$

$1 < p < 15$ avec $p = \text{cste}$ (α_p est stationnaire)

q = Pas d'échantillonnage de l'enveloppe du signal

F_{tr} = Fréquence trame

Remarques:

- Le coefficient c_2 peut être nul (pas d'harmonique 2).
- Nous limitons la recherche de F_{max} à l'harmonique 2: la fréquence de coupure du filtre passe-haut doit, dans certains cas, être égale à cette harmonique afin de filtrer correctement les textures secondaires (cf. chapitre IV).
- La solution du problème de stationnarité de la variable aléatoire α_p est décrite dans le paragraphe V.5.1.

b) $|c_{11}|^2$ n'est pas un maximum

Si c_{11} n'est pas un maximum, la fréquence fondamentale (F_d) n'est pas réellement F_{tr} . F_d est soit subharmonique, soit non-subharmonique de F_{tr} . Si on limite la recherche de raie de rang maximum (F_{max}) à F_{tr} , nous pouvons de façon similaire au cas a), choisir comme fréquence fondamentale le subharmonique 2 de F_{tr} . La position du subharmonique 2 dans le spectre peut être estimée par la position du centre de gravité (F_{cg}) de la densité

spectrale; l'interprétation est la suivante: F_{cg} sépare les zones basses et hautes fréquences du spectre. Le modèle (5-1) peut alors s'écrire:

$$x(\alpha_p, t) = \left[\sum_{i=-2}^2 c_i \cdot e^{j2\pi F_{cg} \cdot it} + b_p(t) \right] \cdot \text{rect} \left[\frac{\alpha - p \cdot q}{q} \right] \quad 5-3$$

Remarque:

Les essais expérimentaux ont montré que l'on pouvait, dans le cas b) ci-dessus, limiter effectivement la recherche de F_{max} à F_{tr} ($F_{tr}=2 \cdot F_{cg}$). Le filtre passe-haut dont la fréquence de coupure est alors F_{tr} , élimine les textures secondaires; par conséquent il n'est pas nécessaire de rechercher l'harmonique 2 de F_{tr} , une fois F_{tr} obtenue.

Conclusion

Pour F_{tr} et F_{cg} inconnues, les modèles simplifiés (équations 5-2 et 5-3) du signal de trame sont identiques; la discrimination des spectres peut donc s'effectuer avec le même algorithme quel que soit le spectre du signal. L'ajustement numérique est possible par une opération de seuillage.

Algorithme de discrimination; calcul de la fonction seuil

Nous utilisons la méthode du seuillage pour chaque spectre candidat. La procédure est la suivante:

Soit N le nombre de spectres candidats ($N=3$ maximum)

Pour $i=1$ à N

- 1) Recherche du maximum de la densité spectrale.

Soit E_M cette valeur; la position de E_M sur l'axe des fréquences détermine f_d (fréquence fondamentale) c.-à-d.

$$E(f_d) = E_M$$

$$Ref = f_d$$

- 2) Calcul du centre de gravité de la densité spectrale

Soit f_{cg} la position du centre de gravité

- 3) Si $f_{cg} < f_d$ ----> $f_d = f_d$
 Si $f_{cg} > f_d \cdot 2$ ---> $f_d = f_{cg}$

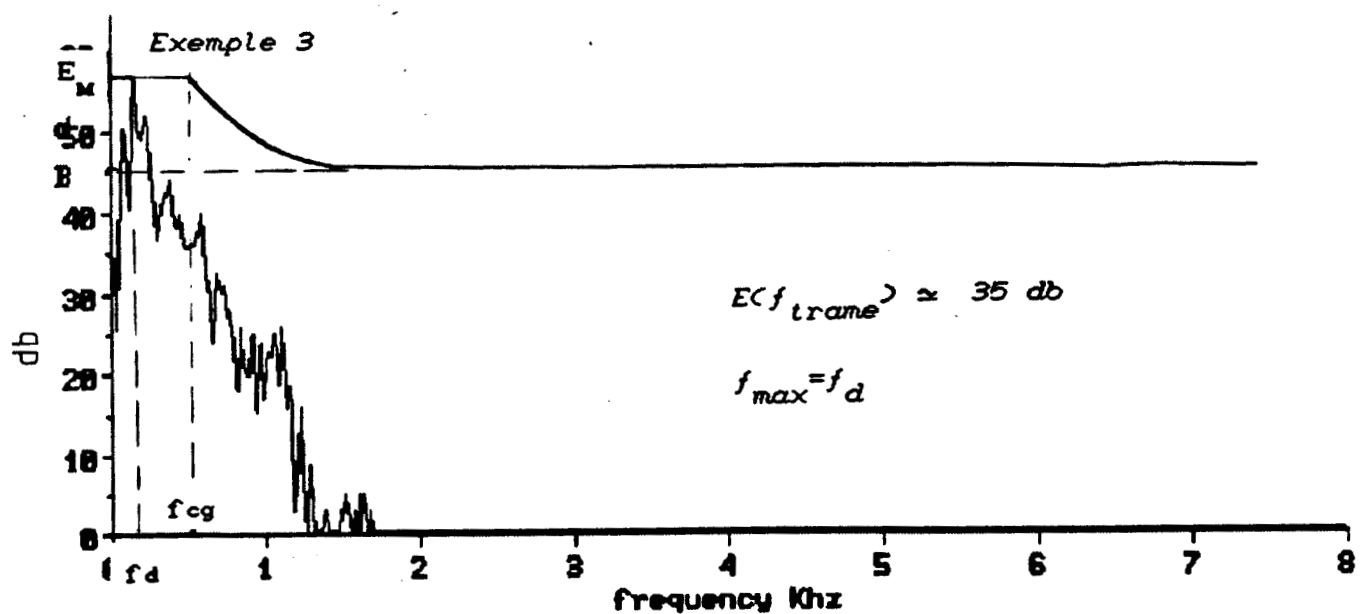
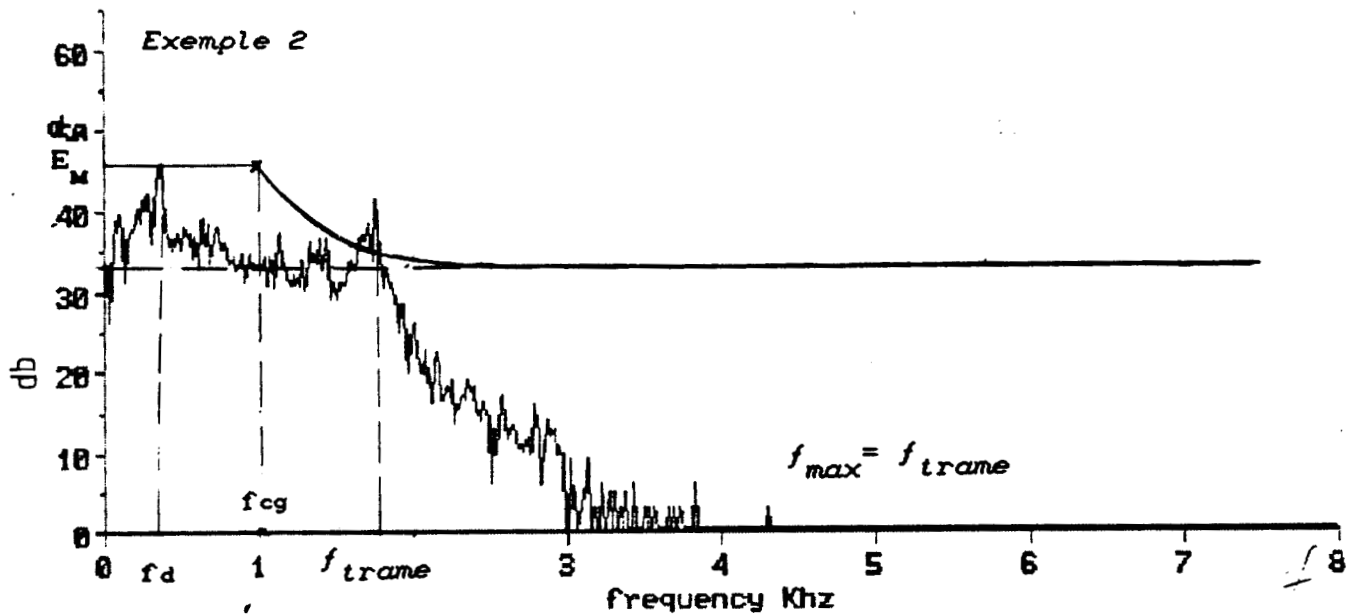
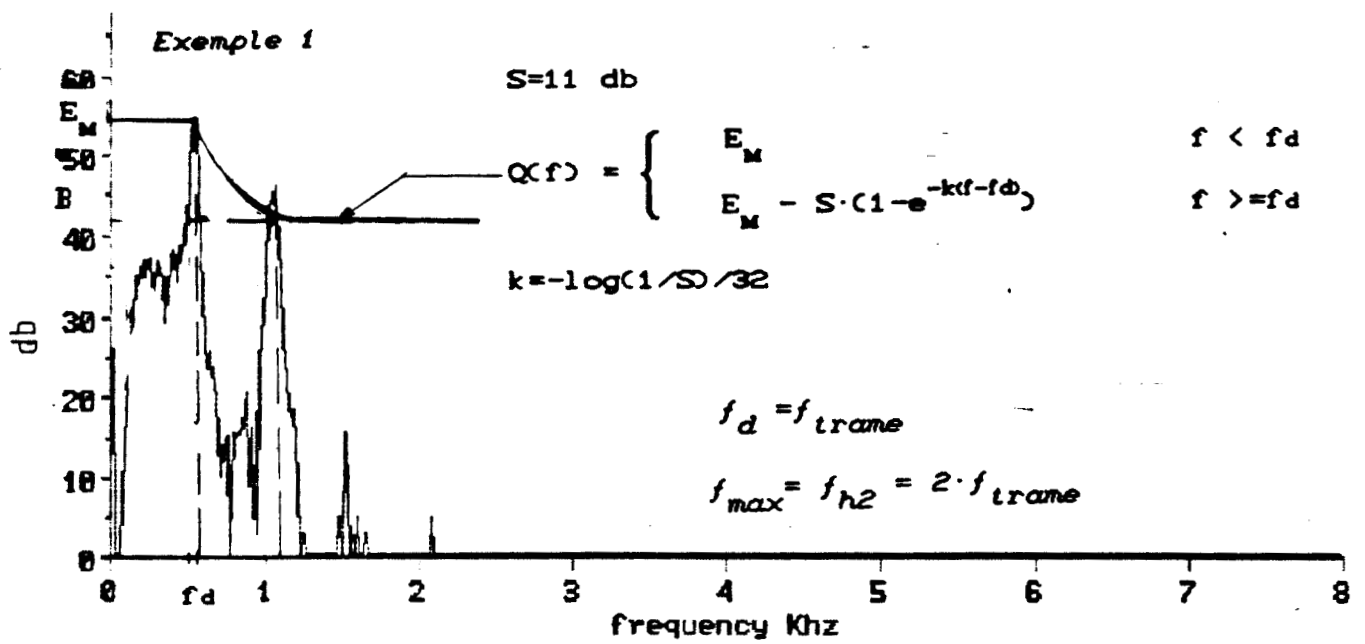


Fig. V-6

SEUILLAGE DES SPECTRES

4) Calcul de la fonction seuil $Q(f)$

Soit S une valeur constante. $Q(f)$ s'écrit:

$$Q(f) = \begin{cases} E_m & , f < f_d \\ E_m - S \cdot (1 - e^{-k \cdot (f - f_d)}) & , f > f_d \end{cases}$$

avec $\ln\left(\frac{1}{S}\right) = -k \cdot f_d$

5) Choisir f_i tel que:

$$f_i = \max(f_k) \text{ avec } E(f_k) > Q(f)$$

Fin de i ;

6) $F_{\max} = \text{Ref}$

Pour $j=1$ à N

choisir $F_{\max} = \max(f_j)$, $K=j$

Fin de j ;

7) Le spectre $\gamma(K)$ est le spectre présumé de trame.

La figure V-6 donne trois exemples explicites et très représentatifs de seuillage effectué sur les spectres logarithmes. L'exemple 3 montre un résultat également recherché c.-à-d. estimer correctement $F_{\max}$ lorsque l'amplitude $E(F_{tr})$ est faible; c'est le cas des tissus fortement texturés pour lesquels F_{tr} peut ne pas exister dans le signal de trame.

V.2.2.4 Analyse harmonique

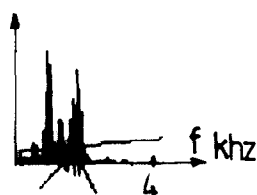
But:

Le but de cette analyse harmonique est de pouvoir estimer de façon précise la fréquence F_{tr} (et ou $2 \cdot F_{tr}$), cette fréquence devenant ensuite la fréquence de coupure du filtre passe-haut. Ayant observé la présence de subharmoniques et d'harmoniques dans le signal de trame, nous avons basé cette estimation à partir du spectre présumé de trame et de la fréquence $F_{\max}$ délivrée par l'opération de discrimination. La méthode développée est appelée "expansion fréquentielle du spectre trame". Les fréquences élevées du spectre étant significatives ($F_{tr} > F_{ts}$), nous avons réalisé cette expansion sur le spectre linéaire du signal différencié.

Expansion fréquentielle

Supposons donné un spectre à court terme qui contient plusieurs harmoniques, les harmoniques individuelles sont détectables par une procédure de détection des pics. Une fois un pic déterminé, le seul inconvénient est que le calculateur ne sait pas de quelle harmonique il s'agit. Ceci peut néanmoins se résoudre de la façon suivante: si plusieurs harmoniques sont présentes, la fréquence fondamentale est le plus grand commun diviseur des harmoniques individuelles. Si l'on considère le problème des subharmoniques, la fréquence fondamentale est alors le plus petit commun multiple. Pour satisfaire ces relations, un histogramme de fréquence est élaboré, dont les entrées sont les pics fréquents; les pics individuels sont susceptibles de représenter les sub-harmoniques (harmoniques) de la fréquence trame. Les fréquences sont ensuite multipliées par deux et ajoutées à l'histogramme. La même procédure est répétée avec des facteurs d'expansion de trois et quatre. L'histogramme ainsi obtenu comportera un maximum distinct à la fréquence fondamentale (cas des subharmoniques par exemple). La pondération des entrées peut être prise égale à l'amplitude des pics fréquents. Pour éviter la recherche de ces pics, un effet similaire est obtenu si tout le spectre est expansé par ces facteurs constants, l'expansion s'effectuant jusqu'à F_{max} déterminée lors de la discrimination spectrale. La figure V-7 montre un exemple d'expansion fréquentielle obtenue sur un spectre trame. Nous pouvons y apercevoir un maxi-maximorum distinct dont le rang est égal à F_{tr} , celle-ci étant située dans la zone haute du spectre.

Spectre linéaire de
trame



EXPANSION

spectre expansé de
trame

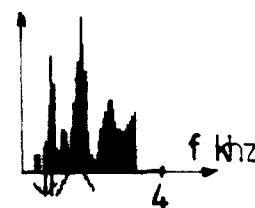


Fig. V-7
Expansion fréquentielle

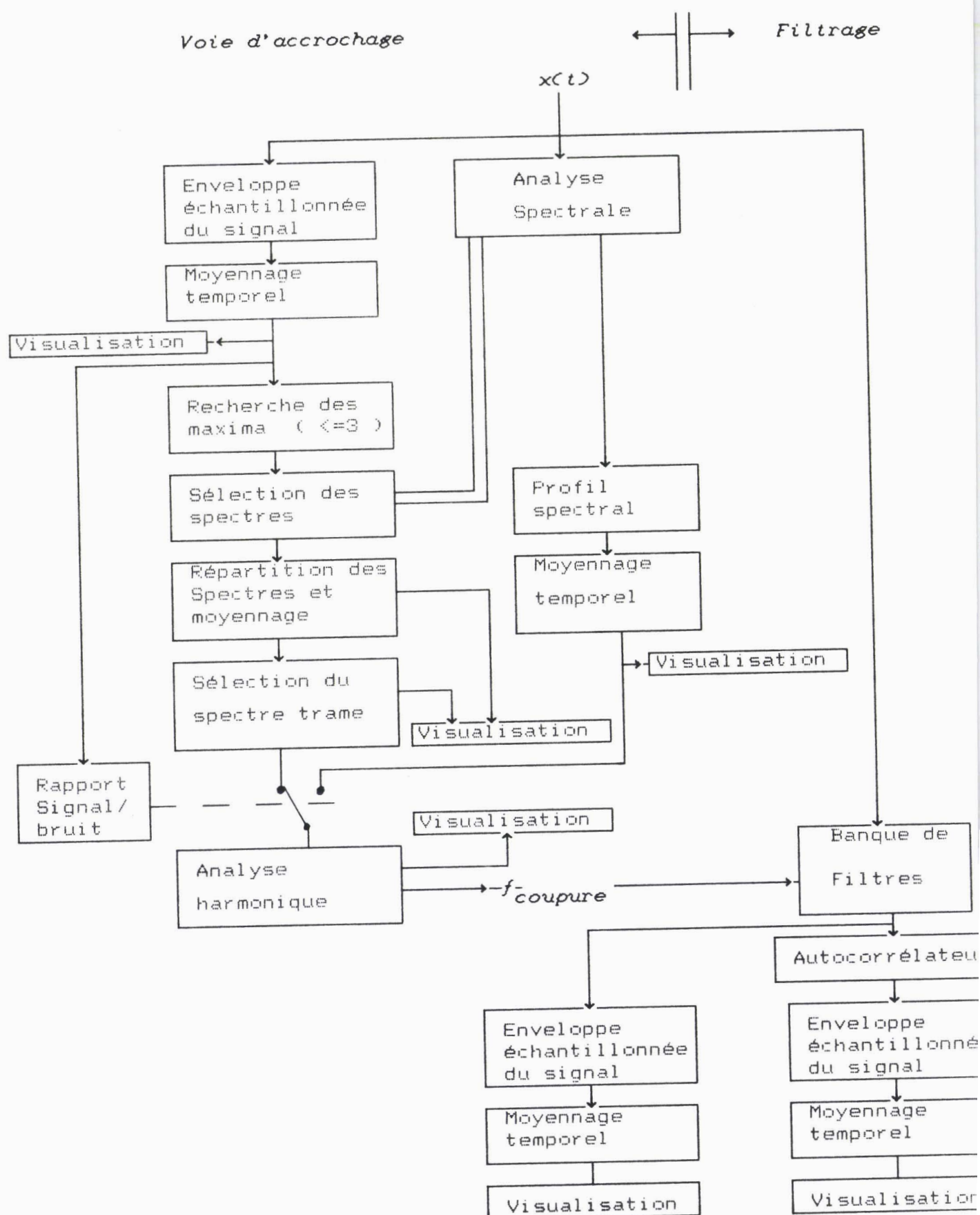


Fig.V-8
Architecture du filtre auto-adaptatif

La recherche du maximum d'amplitude nous fournit la valeur de la fréquence de coupure (F_{tr} ou $2 \cdot F_{tr}$) du filtre passe-haut numérique. La fréquence de coupure ainsi obtenue sélectionne le filtre passe-haut contenu dans la banque de filtres, filtres dont les coefficients calculés au préalable sont en mémoire données du premier processeur numérique. L'algorithme de filtrage est le même pour les 64 filtres.

Expérimentation du filtre auto-adaptatif

Remarque préliminaire:

La localisation dans le domaine spatio-fréquentiel des spectres textures par la position des pics sur l'enveloppe de référence moyennée du signal suppose que les pics textures existent. Ceci n'est pas le cas lorsque la texture trame est complètement noyée dans le bruit ($SNR < 0$ db). Afin de résoudre ce problème, nous avons établi une fonction de décision par seuillage sur SNR. Si SNR est inférieur au seuil S, le profil spectral décrit précédemment (cf paragraphe. V.2.2.2) est alors utilisé.

Le diagramme du filtre auto-adaptatif est représenté à la figure V-8. La partie gauche de la figure représente la voie "d'accrochage" qui comporte les différentes opérations de recherche de la fréquence de coupure. La partie droite représente les opérations de filtrage.

Réalisé et programmé suivant les concepts définis ci-dessus, le filtre auto-adaptatif a été expérimenté sur tous les échantillons (cf. description chapitre IV). La recherche automatique de la fréquence de coupure par discrimination des spectres (méthode du seuillage) et analyse harmonique du signal de trame par expansion fréquentielle du spectre présumé de trame a été satisfaisante dans 98% des cas prévus, c.-à-d. pour les classes A₁, B₁ et C₁ (cf. chapitre IV) de tissus où le filtrage fréquentiel adapté est nécessaire. L'origine des 2% de cas où la recherche automatique est déficiente est liée à la non stationnarité du signal sur la tranche de texture trame analysée; le signal comporte dans ces cas des très basses fréquences (à $V_t=30$ m/mn) et la fréquence trame (F_{tr}) est absente du spectre trame.

Ce résultat acquis et extrêmement encourageant pour la suite de la recherche nous permet de définir l'architecture globale du nouveau détecteur en tenant compte des classes Az, Bz et Cz de tissus où le filtre fréquentiel est inopérant.

V.3 ARCHITECTURE GLOBALE DU TRAITEMENT

Compte-tenu du groupe Bz de tissus pour lequel le traitement optimal est le moyennage de l'enveloppe non filtré du signal (voir chapitre IV) et des 2% résiduels pour lesquels le filtre auto-adaptatif est déficient, nous proposons le concept fréquentiel suivant:

Concept fréquentiel

-Traitement A:

Il existe des cas où l'on a besoin du filtrage fréquentiel. *-Filtrage du spectre-*

-Traitement B:

Il existe des cas où l'on n'a pas besoin du filtrage fréquentiel. *-Utilisation de tout le spectre-*

Remarque

Le comportement du filtre auto-adaptatif sur le groupe Bz de tissus est aléatoire. Le spectre trame étant un bruit blanc filtré, l'algorithme de recherche de la fréquence de coupure n'est pas adapté à ce type de spectres.

Définition d'une architecture

Si l'on veut que le système sélectionne le traitement A ou B, cela signifie l'implémentation de deux canaux de traitement parallèles que nous avons dénommés:

-Canal "Direct"

Ce canal utilise tout le spectre du signal.

-Canal "Filtre"

Ce canal est le filtre auto-adaptatif.

Ces canaux constituent les vecteurs d'entrée d'un organe de décision qui sélectionnera le meilleur canal suivant les critères que nous aurons préalablement définis. Le diagramme figure V-9 représente l'architecture du traitement fréquentiel de la détection.

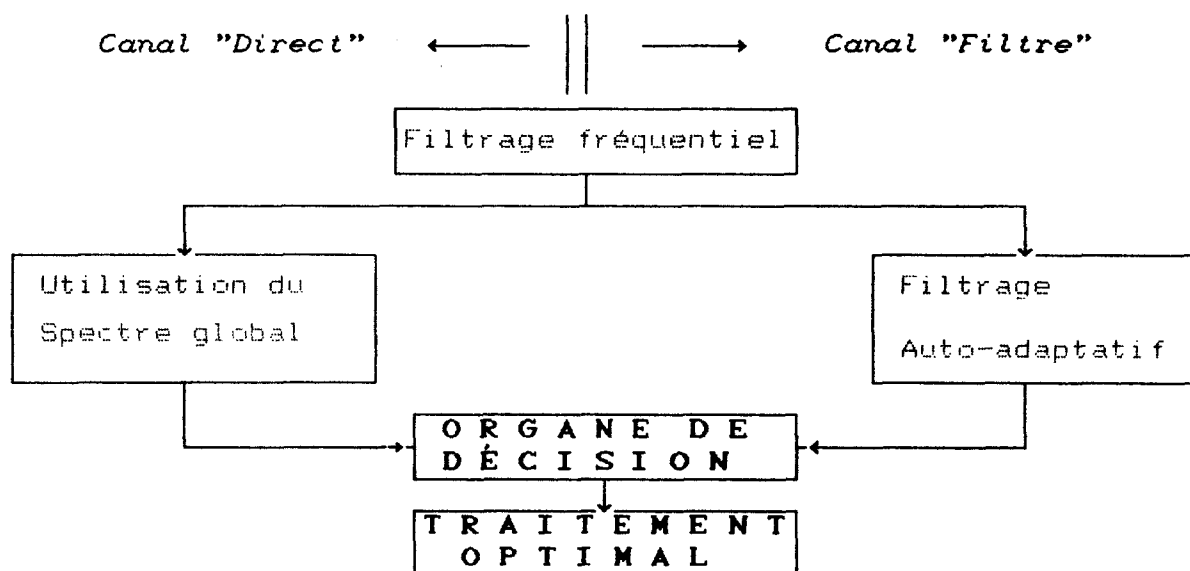


Fig.V-9
Architecture du traitement fréquentiel de la détection

Organe de decision

Il est basé sur deux critères:

- Meilleur rapport signal/bruit des deux canaux de mesure.
- Résultat d'un opérateur de reconnaissance de formes effectuée sur les enveloppes discrétisées des deux canaux de mesure. Cet opérateur tient compte des groupes de tissus A_2 ($F_{tr}=F_{ts}$) et C_2 (mauvaise méthode d'éclaircissement).

On peut ainsi définir l'architecture global du traitement selon le diagramme suivant.

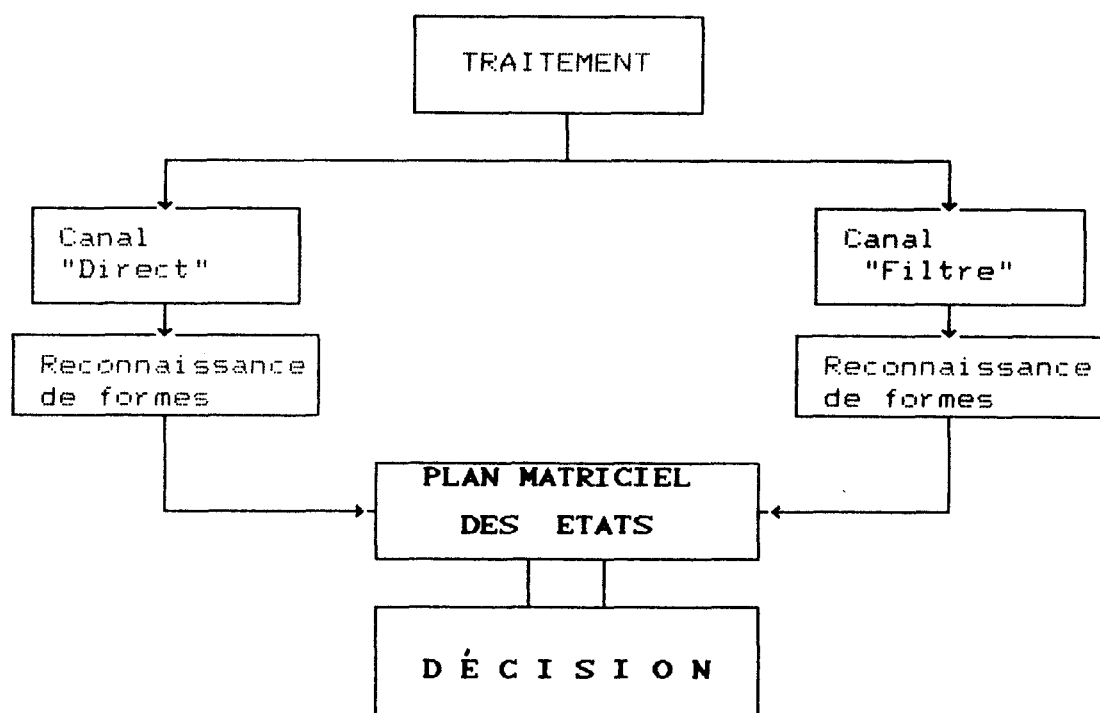


Fig.V-10
Architecture globale du traitement

La reconnaissance de formes exécutée en sortie des deux canaux de mesure crée un espace des états du système de détection sur lequel pourront s'opérer les décisions finales de mesure. On peut considérer que les traitements ainsi architecturés donnent au nouveau détecteur un caractère universel nécessaire à la détection de tous les tissus.

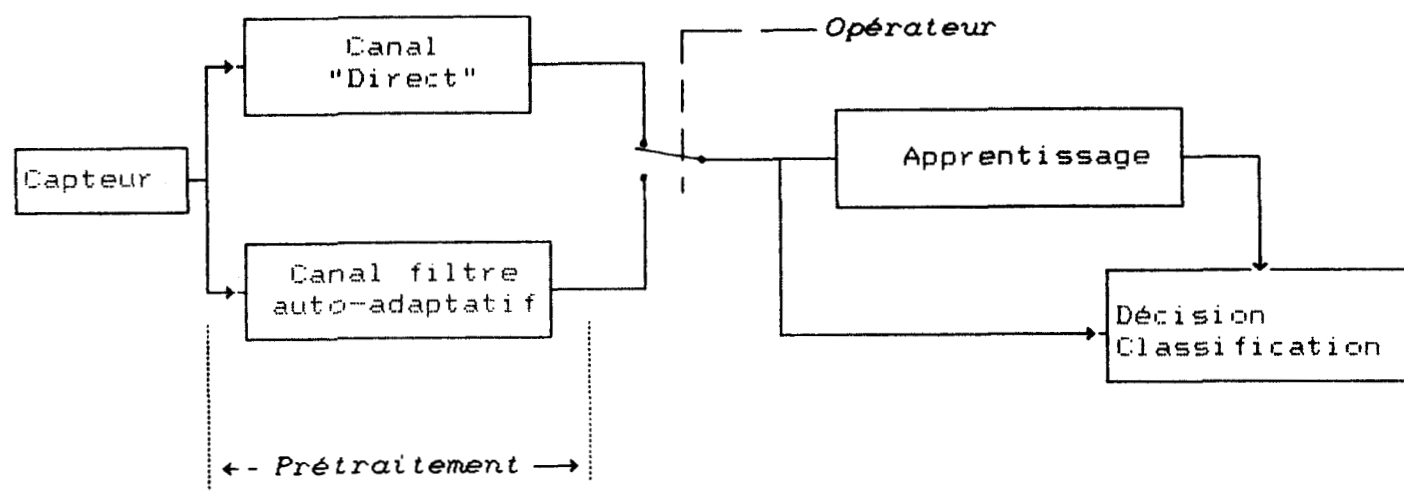


Fig.V-11
Les différentes opérations de la reconnaissance de formes

V. 4 RECONNAISSANCE DE FORMES [réf. 11,21,22,32]

Le but de cette reconnaissance est triple:

- Pouvoir résoudre le problème du filtrage fréquentiel quand la limite de résolution est atteinte. C'est le cas lorsque la fréquence de texture secondaire est égale à la fréquence trame.
- Détecter le cas où la méthode d'éclaircissement est inadaptée.
- Sélectionner le canal le mieux adapté à la détection.

Appliquée sur l'enveloppe du signal de sortie des deux canaux de mesure, elle produit l'espace des états du système sur lequel les décisions de mesure peuvent être prises. Nous avons choisi une méthode structurelle de reconnaissance.

V. 4. 1 MÉTHODE STRUCTURELLE DE RECONNAISSANCE

La méthode structurelle est bien adaptée à notre problème, d'autant plus que les formes en présence sont peu nombreuses et ne concernent que l'enveloppe échantillonnée du signal (caractère monodimensionnel). D'un point de vue mathématique, la reconnaissance de formes peut se définir -d'une manière générale- comme une application de l'espace de représentation dans l'espace d'interprétation. Soit $\{X\}$ et $\{\Omega\}$ les espaces respectifs; l'application $\xi: X \rightarrow \Omega$ définit la reconnaissance. Il s'agit de construire ξ qui à partir de $X \in \{X\}$, nous permettra de décider automatiquement à quel $W \in \{\Omega\}$ l'élément X est affecté.

Il s'agit donc de résoudre les problèmes de représentation, de l'apprentissage et de l'identification. Le diagramme figure V-11 rassemble toutes les opérations. On y distingue les deux canaux de mesure dont les formes de sortie pourront être sélectionnées en vue de la mise au point des algorithmes de la reconnaissance.

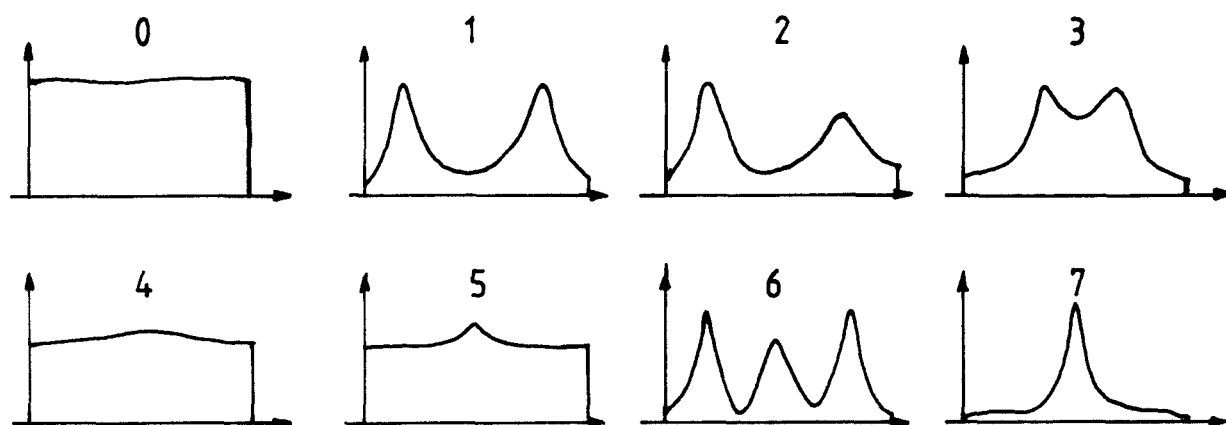


Fig.V-12
Huit modèles de formes

V.4.1.1 Les représentations

-Les modèles de formes

Nous nous référons à la base de données contenant toutes les formes rencontrées de l'enveloppe du signal (des exemples ont été donnés chapitre IV planches 3/4/5). L'ensemble des formes stéréotypes retenues est représenté à la figure V.12. Il se compose de huit modèles. Il s'agit maintenant de définir les propriétés que doit satisfaire la procédure d'identification ou à partir de quelles propriétés on peut la construire. Pour ce faire, nous devons:

- Interpréter les modèles,
- Rechercher leurs caractéristiques.

Interprétation et caractéristiques des modèles

Remarques préliminaires:

- Seul le principe d'amplitude étant connu (mesure de la déformation de trame par localisation du maxi-maximorum de l'enveloppe du signal), le biais de mesure est estimé à partir de ce principe.

- Les formes primitives sont les pics de textures présents sur l'enveloppe du signal.

-Modèle 0: Ce modèle de forme se rencontre dans deux cas précis:

- Méthode d'éclairage inadéquate,
- Signaux de textures noyés dans le bruit.

La mesure de déformations est biaisée. Le biais est aléatoire.

-Modèle 1: L'amplitude du pic de texture trame est identique à celle du pic de texture secondaire, le biais de mesure est aléatoire.

-Modèle 2: Une statistique réalisée sur nos échantillons montre que le pic trame est le plus petit. La mesure est donc statistiquement biaisée. Le biais est constant.

-Modèle 3: Présence de deux textures rapprochées. Cette forme est typique d'une trame ondulée. La mesure est biaisée et aléatoire.

-Modèle 4: Cette représentation est typique d'un tissu faiblement texturé; cas de nombreux tissus crépes. La mesure n'est pas biaisée mais sa variance est élevée.

- Modèle 5:** Cette représentation est similaire au modèle 4. Cependant, le rapport SNR est plus élevé. La mesure n'est pas biaisée, sa variance plus faible.
- Modèle 6:** Présence de deux textures secondaires disposées quasi symétriquement par rapport à la texture trame; leurs amplitudes sont avoisinantes. Ce cas se rencontre sur les tissus velours ou en nid d'abeilles. La mesure est biaisée. Le biais est aléatoire.
- Modèle 7:** Présence unique de texture trame ou de texture secondaire. Le rapport SNR est élevé. La mesure est statistiquement non biaisée. Elle possède une faible variance.

Conclusion

D'après cette description, il apparaît clairement que le principe du maxi-maximorum introduit pour les modèles 0/1/3/6 un biais aléatoire. En d'autres termes, il n'est pas possible d'établir la procédure de reconnaissance des formes par l'estimation du biais de mesure. Un nouveau principe doit donc être défini de manière que l'estimation du biais soit déterministe. Plusieurs approches sont possibles:

- Recherche de symétrie.
 - Sémantique du problème c'est-à-dire comment le sens se trouve intégré aux primitives et à leur arrangement [réf. 32].
- Nous nous sommes attachés à la sémantique du problème.

V.4.1.2 Sémantique

Recherche d'un maxi-maximorum virtuel

On peut se demander, si le corrélateur optique est bien adapté à la détection car il y a ambiguïté lorsque plusieurs sommets de texture apparaissent sur l'enveloppe du signal. Ceci est en fait un faux problème car le capteur idéal est celui qui par définition détecte les textures. Le filtrage fréquentiel des signaux de textures secondaires est une des solutions mais il ne résout pas le problème lorsque $F_{tr}=F_{ts}$. D'autre part, nous utilisons un canal dit "Direct" qui ne possède pas de filtrage.

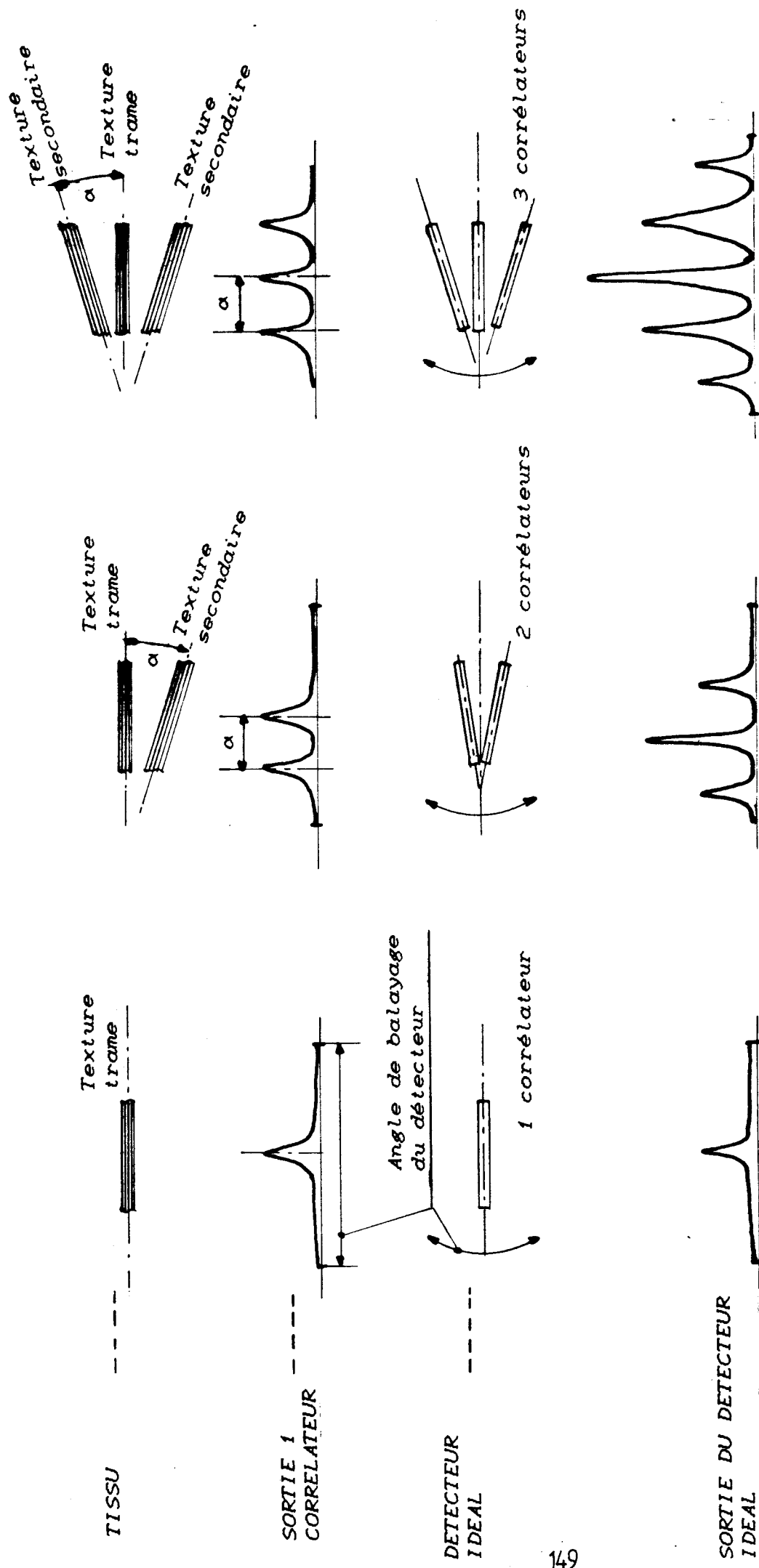


Fig. V-13
Détecteur à multiples corrélateurs

La question que l'on peut donc se poser est la suivante: -Étant donné les textures-, quel est alors le meilleur détecteur? Si nous partons du principe du corrélateur optique, celui-ci délivre un maximum de modulation quand une texture apparaît dans la zone de balayage. Si -et seulement si- une seule texture apparaît, si de plus, elle correspond à la trame, le problème est résolu. Si, par contre, d'autres textures sont présentes, le détecteur délivre alors plusieurs maxima dont le maxi-maximorum ne correspond pas toujours à la texture trame; ce qui met en défaut le principe d'amplitude. Il est par conséquent impossible, sauf apprentissage, d'effectuer une mesure correcte. Ceci est tout le problème, d'autant plus que l'apprentissage dans l'exploitation industrielle du détecteur est une opération très difficile. Une mesure plus fidèle (dans le sens d'un biais de mesure non aléatoire) peut toutefois être effectuée si on utilise toute l'information contenue dans le "signal" d'enveloppe, c'est-à-dire établir une mesure en tenant compte de tous les pics textures. Mathématiquement, cela revient à utiliser une combinaison linéaire des positions de textures sur le signal d'enveloppe, dont la recherche de solution peut se formuler comme suit:

De combien de corrélateurs optiques doit-on disposer par détecteur, pour détecter un tissu donné? La réponse est la suivante:

Une texture	=	Un corrélateur,
Deux textures	=	Deux corrélateurs,
n textures	=	n corrélateurs.

Si les angles entre les corrélateurs sont identiques aux angles entre textures, la sortie du détecteur oscillant formée par la somme des sorties enveloppe de chaque corrélateur délivrera un maxi-maximorum marqué dont les propriétés apparaissent clairement sur la figure V-13. Pour un nombre impair de textures, le maxi-maximorum concorde avec un pic de texture. Pour un nombre pair, il en est tout autre: il n'y a pas de concordance entre le maxi-maximorum et un des sommets textures. Dans ce dernier cas, si la position du maxi-maximorum est choisie pour la mesure de déformation du tissu, celle-ci

possédera systématiquement un biais, mais ce biais est constant. Au niveau du système de régulation de la position de trame, le biais de mesure peut et doit être compensé.

Tous les tissus, à l'exception du modèle "0" pour lequel le filtrage (ou le mode d'éclairement) est déterminant, sont suivant ce concept théoriquement détectables. Nous en déduisons un principe de mesure:

Principe de mesure

Le nombre de corrélateurs optiques doit être égal au nombre de textures. Si les positions des corrélateurs et des textures sont en concordance, le détecteur fournit un maxi-maximorum dont la position est la mesure de déformations. Irréalisable dans la pratique, nous utiliserons un seul corrélateur réel et des corrélateurs virtuels élaborés par algorithmes. Ces derniers réalisent le principe de mesure à partir du calcul du barycentre de l'enveloppe discrétisée du signal. La position du barycentre détermine la position d'un maxi-maximorum virtuel. L'écart entre barycentre et sommet de texture plus proche voisin constituera l'information à priori pour la procédure de reconnaissance.

Règle 1: Contrôle de la distance entre le sommet plus proche voisin (p.p.v.) du centre de gravité

Règle 2: Contrôle du rapport bruit/signal (S.N.R)

Règle 3: Contrôle de la distance entre sommets maxima de l'enveloppe du signal

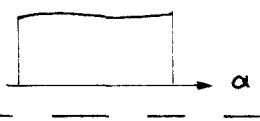
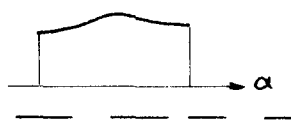
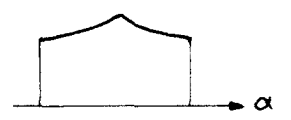
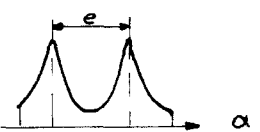
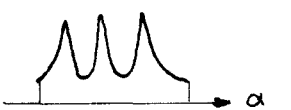
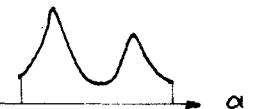
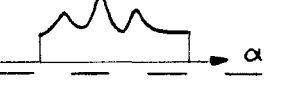
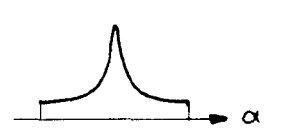
Règle 1	Distance p.p.v. gravité grand ($> 1.8^\circ$)		Distance p.p.v. gravité petit ($< 1.8^\circ$)	
Règle 2	Groupe A		Groupe C	
S.N.R. grand ($>.65$)*	0		4	
				
S.N.R. petit ($<.65$)	Groupe B Règle 3: $e > 10.8^\circ$		Groupe D	
	1		6	
	2			
	Règle 3: $e < 10.8^\circ$		7	
	3			

Fig.V-14

* .65 est le seuil pour le canal "Direct"
.35 est le seuil pour le canal "Filtre"

Classement par groupes hiérarchisés des tissus et leurs subdivisions

V. 4. 2 ENSEMBLE D'APPRENTISSAGE

Le but de cet apprentissage est de classifier les huit modèles de formes représentatifs de tous les tissus (quelle que soit la méthode d'éclairement) à partir de règles. Le nombre de formes étant connu et sachant à quelle classe appartient chaque tissu, l'apprentissage est dit de type "supervisé" (*dit également avec "professeur" [Réf 21]*).

V.4.2.1 Établissement des règles

La première règle est une fonction seuil appliquée sur la distance entre la position du centre de gravité (barycentre) et celle du plus proche sommet (cf. paragraphe V.4.1.2 Sémantique). L'interprétation est la suivante: Si la distance est petite, nous estimons qu'il y a concordance entre le maxi-maximorum virtuel et le pic de texture trame dont la position exacte détermine alors la mesure de déformation.

Remarque:

Suivant le principe de mesure, le nombre de pics sur l'enveloppe du signal (filtré et non filtré) est déterminant. Nous aurions pu alors établir la classification en fonction de ce nombre. L'expérimentation a montré la présence de pics indésirables due au bruit de quantification, aux lobes secondaires des enveloppes textures. De ce point de vue, la distance PPVG (plus proche voisin du centre de gravité) présente une immunité à ce type de problèmes.

Nous allons baser la deuxième règle sur le rapport signal de texture/bruit qui intervient comme mesure de performance de chaque canal de mesure.

A partir de ces deux règles nous obtenons quatre groupes de tissus (*règles vraies ou fausses*) dans lesquels nous pouvons maintenant classer les différentes formes archétypes. Le tableau de la figure V-14 représente la classification souhaitée. Le groupe B a été divisé en deux sous-groupes, car la forme 3 est indépendante des formes jumelles 1 et 2. La forme 3 est caractéristique d'une trame ondulée alors que 1 et 2 contiennent texture trame et texture secondaire systématiquement.

Une troisième règle a donc été établie pour les distinguer en

tenant compte de la distance entre les sommets textures. Pour de petits écarts, cela correspond au modèle 3.

L'opération d'apprentissage a consisté à ajuster les seuils respectifs de manière à obtenir la classification souhaitée, ceci pour les deux canaux de mesure. Elle a été effectuée à partir de cinquante échantillons. Les valeurs des seuils sont indiquées sur la figure V-14.

La classification des tissus s'est effectuée sur le simulateur dans les conditions de mesure stationnaire, c'est-à-dire que la position moyenne du corrélateur oscillant est fixe par rapport à la position de trame. Le signal observé est de ce fait stationnaire par tranche. Le moyennage des enveloppes du signal filtré et non filtré est ainsi justifié, ce qui nous permet d'éliminer le bruit d'amplitude et de classer correctement les échantillons de tissu.

Sur site, les conditions de mesure sont non-stationnaires (cf. paragraphe V.1), ce qui nécessite la recherche de traitements permettant d'effectuer l'analyse spectrale et l'opération de reconnaissance de formes en toute rigueur (hypothèses vraies). Ceci fait l'objet du paragraphe suivant.

V. 5 CONDITIONNEMENT DE LA MESURE AU SITE

L'étude de l'environnement de mesure (cf. paragraphe V.1) nous a conduit à considérer trois sources de non-stationnarité dues:

- aux variations des déformations,
- aux changements de tissu,
- aux variations de vitesse.

Seul le problème des variations de vitesse a été jusqu'à présent traité en introduisant le filtrage dans le domaine temporel, c'est-à-dire la mise en place en mémoire données du processeur d'une banque de filtres fréquentiels. Il s'agit maintenant de résoudre le problème de non-stationnarité due aux variations des déformations et du changement de tissu.

V. 5. 1 PROBLÈMES DES VARIATIONS DES DÉFORMATIONS

a) Les données sont les suivantes:

- Le moyennage des enveloppes du signal filtré et non filtré est nécessaire pour l'opération de reconnaissance.
- La recherche de la fréquence de coupure s'effectue à partir du relevé des pics textures de l'enveloppe moyennée de la voie d'accrochage.

b) Compromis

La variable α_p étant considérée comme une variable aléatoire dont le temps de stationnarité est égal à la durée d'un balayage, le moyennage utilisé afin d'éliminer le bruit d'amplitude n'est plus théoriquement admissible.

c) Recherche de solutions

Nous avons recherché une solution commune à ces deux problèmes en introduisant des fenêtres de poursuite. L'idée de base est la suivante: Si une forme se présente dans la zone de balayage, la forme est traquée et poursuivie. L'algorithme correspondant est un changement de référentiel dont les axes sont définis par une analyse en composantes principales sur une largeur de fenêtre bien déterminée. Grâce à cette transformation des données, on obtient à partir d'une forme mobile bruitée une forme fixe filtrée par moyennage sur laquelle s'effectue l'opération de reconnaissance et la recherche de pics textures.

Largeurs des fenêtres.

Nous avons recherché une largeur optimale pour chaque enveloppe de signal (voie d'accrochage, canal "Direct, canal "Filtre"). Pour l'enveloppe de la voie d'accrochage et l'enveloppe du signal de sortie du filtre auto-adaptatif, nous avons choisi une largeur de fenêtre de 22° , tandis que pour le canal "Direct" une largeur de 16° a été retenue. Les largeurs ont été déterminées à partir de la base de données contenant les enveloppes du signal (cf. chapitre IV).

Remarque:

Les valeurs de largeurs sont données pour un angle de balayage de 30° . L'expérience industrielle a montré que cet angle convenait pour la mesure et la régulation de tous les articles textiles.

Analyse en composantes principales.

Le but de cette analyse est le changement d'axes de référence de manière à obtenir dans le nouveau système d'axes une enveloppe moyennée du signal à partir des enveloppes obtenues* à chaque balayage successif. Nous définissons la position du nouvel axe des y par la position du barycentre des échantillons de(s) l'enveloppe(s) du signal tandis que la position du nouvel axe des α est définie par la valeur du minimum d'amplitude des échantillons. La figure V-15 explicite l'opération d'analyse.

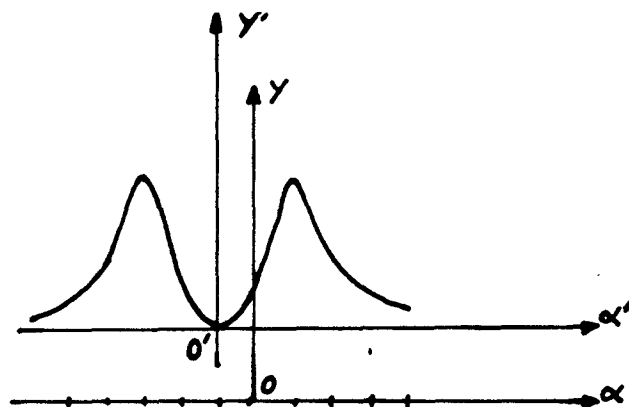


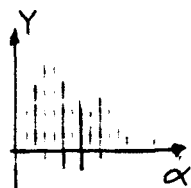
fig.V.15

Analyse en composantes principales

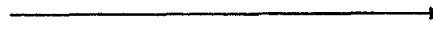
* L'enveloppe du signal obtenue à chaque balayage est dénommée "enveloppe instantanée" dans la suite du texte.

Le repère $[\alpha, y]$ est l'ancien système d'axes tandis que le repère $[\alpha', y']$ est le nouveau système obtenu par l'analyse. A chaque balayage, la courbe enveloppe moyennée est actualisée (moyennage exponentiel) échantillons par échantillons, dans le nouveau référentiel, à partir des enveloppes instantanées du signal. La figure V-16 est un exemple de transformation obtenue sur une enveloppe qui présente deux sommets textures.

Ancien référentiel
Enveloppe instantanée



Analyse en composantes
principales



Nouveau référentiel
Enveloppe moyennée



fig.V-16
Changement de référentiel et moyennage

Nous obtenons ainsi, à partir de la forme mobile bruitée, une forme fixe filtrée que l'on pourra classer. On peut préciser immédiatement que si la somme des amplitudes par sommet (et son voisinage) dans le nouveau référentiel est normalisée ($=1$), la transformation ainsi obtenue est un histogramme qui correspond à la probabilité d'apparition sur α des sommets (avec un nombre de balayages qui tend vers l'infini). Nous utiliserons cette propriété pour l'estimation du coefficient de moyennage de la mesure de déformation en élaborant un histogramme de position du PPVG (paragraphe V.6).

Extraction des spectres textures

La deuxième utilisation de cette transformation est de localiser les spectres textures à partir du relevé des pics de l'enveloppe transformée de la voie d'accrochage. Un seuillage peut ainsi être effectué pour supprimer le cas échéant les sommets "hautes fréquences" parasites. La recherche des spectres est résumée dans le schéma ci-dessous.

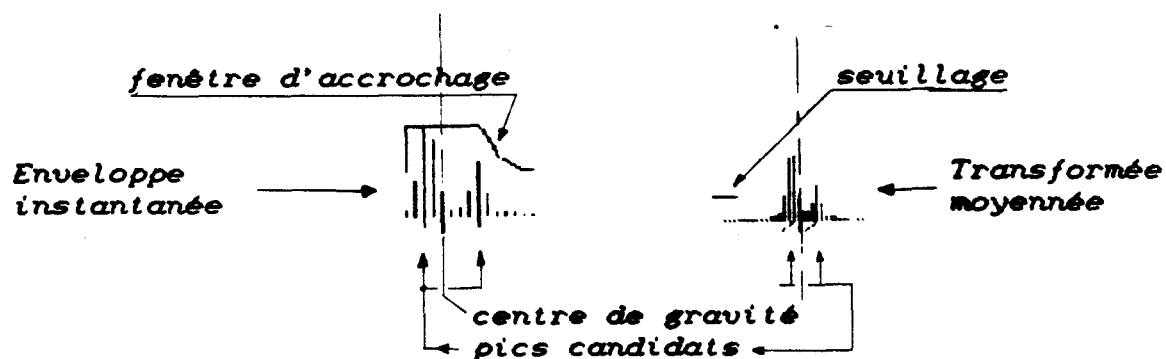
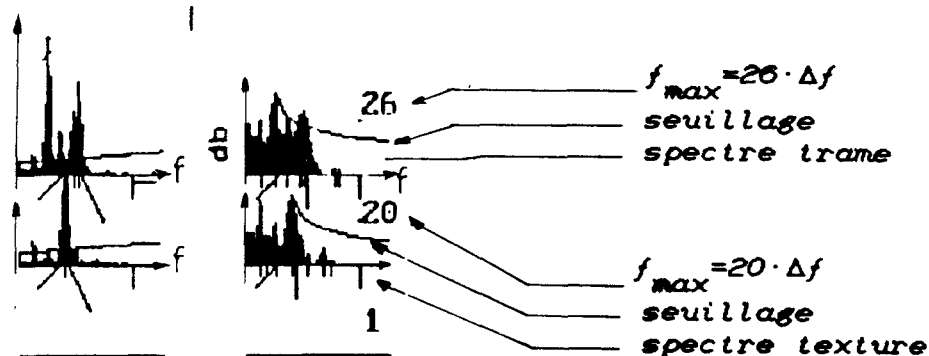


Fig.V-17
Localisation des pics candidats trame

A la position des sommets dont l'amplitude est supérieure au seuil correspond la position des pics textures sur l'enveloppe instantanée du signal. Dans cet exemple nous sommes en présence d'une texture située à "gauche" de la trame. Pour compenser le bruit de position de l'enveloppe instantanée, les spectres des tranches juxtaposées à la tranche désignée par la position du pic seront ajoutés et moyennés avec son propre spectre. Les spectres textures ainsi obtenus constituent donc des profils spectraux partiels sur lesquels on établira la discrimination spectrale. Pour compenser les problèmes de variance liés à l'estimateur spectral, plusieurs balayages seront effectués. On obtient ainsi un moyennage rigoureux des spectres. La figure V-18 est un exemple de spectres (log) obtenus après cinq balayages successifs sur lesquels s'effectuera la discrimination.

Spectres linéaires
(signal différencié)

Spectres log



Δf = résolution spectrale
= 62.5 hz pour $F_e = 8$ khz

Fig.V-18
Moyennage des spectres textures

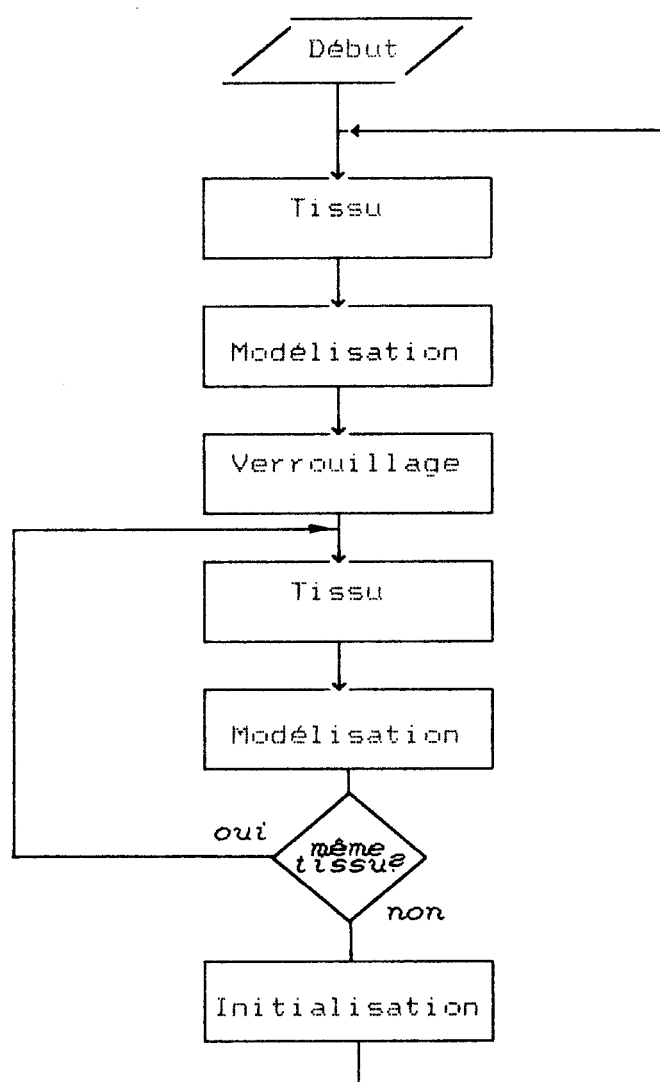


Fig. V-19
Détection du changement de tissu

La figure V-20 ci-dessous résume la transformation des données nécessaire au moyennage des enveloppes du signal.

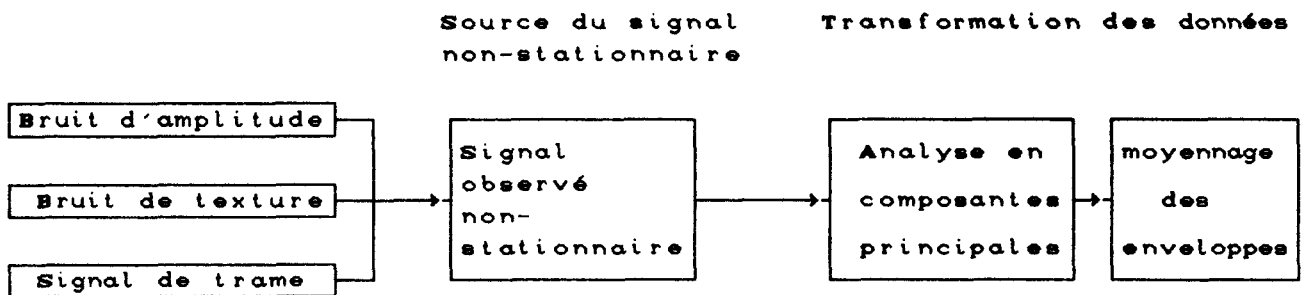


Fig. V-20
La transformation des données en composantes principales

V. 5. 2 DÉTECTION DU CHANGEMENT DE TISSUS

Le changement de tissu a été modélisé par un processus de *Poisson* dont le paramètre λ est égal au minimum à 1 mn. λ étant supérieur au temps de moyennage (qqqs. secondes au maximum), le changement de tissu n'intervient pas dans le processus du moyennage. Par contre, en cas d'évènements (changement de tissu), il faut réinitialiser les valeurs moyennées et la fréquence de coupure. Il s'agit donc de détecter le changement de tissu. En termes de traitement, il faut "reconnaître" le tissu. Nous avons résolu ce problème par la méthode de *reconnaissance de formes par modélisation*.

La procédure est la suivante:

- Un tissu passe devant le détecteur.
- On effectue sa modélisation; on obtient alors un modèle de référence.
- On compare ce modèle de référence au modèle courant.
- Une décision peut alors s'ensuivre.

Le diagramme de la procédure est représenté en figure V-19.

Le modèle optimal est un modèle de représentation du signal de trame pour lequel nous possédons une représentation fréquentielle c'est-à-dire le spectre. Un second modèle est envisageable si l'on considère l'enveloppe du signal de trame. Bien que non utilisé, ce modèle spatial peut être un puissant moyen de détection du changement de tissu mais aussi de filtrage, dans le cas particulier où les amplitudes textures secondaires et texture trame sont différentes. La figure V-21 montre deux exemples significatifs.



Fig.V-21
Modèle spatial de trame

Dans ces deux cas, le modèle spatial est puissant mais son efficacité est limitée si les amplitudes textures sont avoisinantes. Seul le spectre a été finalement utilisé. Dans le domaine spatio-fréquentiel il est *par origine* localisable en permanence par la position du maxi-maximorum de l'enveloppe du signal de sortie du filtre auto-adaptatif. La procédure complète s'effectue en deux phases:

1) Phase d'accrochage

- Détermination du spectre présumé de trame par discrimination des spectres textures.
- Le spectre présumé de trame devient modèle de représentation du tissu.
- La fréquence de coupure est estimée par analyse harmonique.
- Le filtre auto-adaptatif est programmé.

2) Phase de poursuite

a) Pour chaque balayage:

- Localisation du maxi-maximorum de l'enveloppe du signal filtré.
- Prélèvement du spectre de la tranche déterminée par la localisation.
- Moyennage exponentiel du spectre prélevé. Celui-ci est dénommé spectre courant.

b) Au bout de dix balayages:

- Comparaison entre le modèle de référence et le spectre courant.
- Fonction de décision:
 - Spectres identiques --> retour phase de poursuite
 - Spectres différents --> retour phase accrochage

Méthode et paramètres de décision

Nous avons choisi une méthode de seuillage sur deux paramètres:

- Le premier paramètre (ρ) est le coefficient de corrélation entre les spectres.
- Le deuxième paramètre (σ) est la moyenne des écarts quadratiques des densités spectrales.

La détermination des seuils s'est effectuée expérimentalement. Nous avons choisi un seuil égal à 5db pour σ . Afin d'éviter les fausses détections (détection du changement sans changement réel de tissu), le seuil sur ρ a été fixé à .9. Un exemple de comparaison de spectres est donné ci-dessous

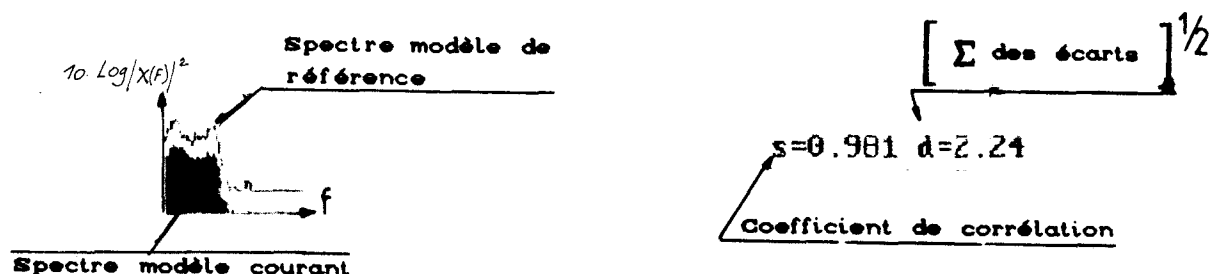


Fig.V-22

Détection du changement de tissu par corrélation

Cette méthode ne détecte pas de changement lorsque l'écart entre fréquences trames (F_{tr}) est faible (ordre de 1 à 3 résolutions spectrales). La fréquence de coupure étant prise égale à la fréquence trame (ou à $2 \cdot F_{tr}$), il est donc nécessaire d'ajuster cette fréquence de coupure lors d'un changement de tissu non détecté. Nous avons résolu ce problème en alignant la fréquence de coupure (F_c) estimée lors de la phase d'accrochage sur le pic fréquentiel le plus proche voisin de F_c contenu dans le spectre courant de trame. Nous avons dénommé cette opération "alignement de la fréquence de coupure".

Conclusion

Afin de tenir compte du changement de tissu que nous avons modélisé par un processus de *Poisson* de paramètre λ minimum égal à 1 mn et qui introduit une non-stationnarité vis-à-vis de la fréquence de coupure du filtre et des enveloppes transformées moyennées obtenues par analyse en composantes principales, nous avons développé une technique de reconnaissance de formes par modélisation; le modèle du tissu est le spectre du signal de trame. L'organe de décision est basé sur une méthode de seuillage établie sur le coefficient de corrélation ρ du modèle et du spectre courant du signal de trame, ainsi que de l'écart quadratique moyen σ des spectres respectifs. Cette méthode de détection du changement de tissu se montre satisfaisante.

V. 6 ESTIMATION DU COEFFICIENT DE MOYENNAGE DE LA MESURE

La mesure de l'orthogonalité s'effectue par l'estimation de la position du pic de texture trame sur l'une des deux enveloppes disponibles en sortie des deux canaux de mesure. Étant donné le bruit d'amplitude que nous avons mis en évidence dans le chapitre III, la mesure ne peut s'effectuer que sur des enveloppes moyennées. Il s'agit dans ce paragraphe d'estimer le coefficient de moyennage pour chaque tissu de manière à effectuer, d'un point de vue métrologique d'une part, une mesure -quand celle-ci est possible- dans les limites de précision que l'on s'est fixé, d'autre part du point de vue de l'automaticien, de diminuer la durée de mesure, paramètre fondamental qui intervient dans le réglage des régulateurs PI des rouleaux de

correction des déformations du tissu; en d'autres termes optimiser le produit "précision" par "durée de mesure". Ce problème a été résolu par l'estimation de la dispersion de la position du pic de trame par rapport au point de référence donné par la position moyenne du corrélateur optique; en se fixant la précision souhaitée, l'estimation du coefficient de moyennage peut alors s'en déduire.

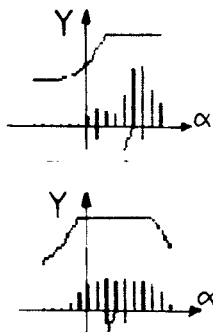
a) Estimation de la dispersion

Elle consiste à obtenir la probabilité d'apparition sur l'axe des α du PPVG (plus proche voisin du centre de gravité). L'estimation de cette probabilité est compromise si le signal n'est pas stationnaire ce qui est par hypothèse le cas puisque nous avons considéré la variable α_p stationnaire pour la durée d'un balayage. Il faut par conséquent procéder par une analyse en composantes principales de manière à élaborer l'histogramme du PPVG en faisant tendre le nombre de balayages vers l'infini.

La procédure algorithmique est la suivante: On effectue une analyse en composantes principales (celle-ci est déjà effectuée pour stationnariser le signal de trame), puis on localise par rapport au nouveau système d'axe la position du PPVG. L'écart obtenu est ensuite cumulé.

Le diagramme ci-dessous donne deux exemples. Dans le premier cas, il s'agit d'un tissu à faible bruit d'amplitude (faible dispersion), dans le second cas d'un tissu à très fort bruit (forte dispersion).

Enveloppe
instantanée



Histogramme du PPVG dans
le nouveau référentiel.



Analyse en composantes
principales

Fig.V-23

-Histogramme de position PPVG-

L'estimation de la dispersion peut se calculer alors par la formule de la variance:

$$V(X) = E[X^2] - E^2[X] \quad \text{d'où}$$

$$V[\alpha_{PPVG}] = \sum_{i=1}^N \alpha_i^2 \cdot \text{Pr}(\alpha_i) - \left[\sum_{i=1}^N \alpha_i \cdot \text{Pr}(\alpha_i) \right]^2$$

où:

α_i étant la distance du point $\alpha = i \cdot q$

$\text{Pr}(\alpha_i)$ égale à la probabilité d'apparition du PPVG au point α_i

Pour une loi supposée gaussienne, cela signifie que la probabilité est de 68% pour que PPVG soit à l'intérieur de l'écart type $V[\alpha_{PPVG}]^{1/2}$. Elle est de 99% si l'écart type est multiplié par 2.6.

b) Calcul du coefficient de moyennage

Pour une précision ϵ de mesure désirée (on prend 0.25° d'angle), l'estimation du nombre d'acquisitions peut se déduire de la dispersion de mesure $V[\alpha]$ par la relation

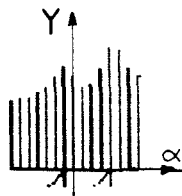
$$\epsilon = \frac{[V[\alpha_{PPVG}]]^{1/2}}{\sqrt{N}}$$

où N est le nombre d'acquisitions recherché.

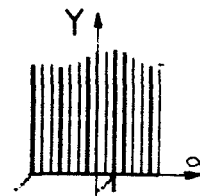
Le moyennage étant effectué par filtre passe-bas récursif du premier ordre, le coefficient de moyennage peut être estimé par la formule $\delta = \frac{2}{N}$

Exemples:

Pour les deux exemples précédents le coefficient pour $k=2.6$ est de 0.131 et 0.048 respectivement. Le diagramme ci-dessous nous montre les enveloppes obtenues correspondantes sur lesquelles la mesure de déformation peut s'effectuer.



Ex.1: $\delta=0.131$



Ex.2: $\delta=0.048$

Fig. V-24

Moyennage auto-adaptatif des enveloppes

Appliquée sur les deux canaux de mesure, cette méthode d'estimation se montre satisfaisante, rendant optimal le temps de montée de la mesure pour chaque échantillon de tissu.

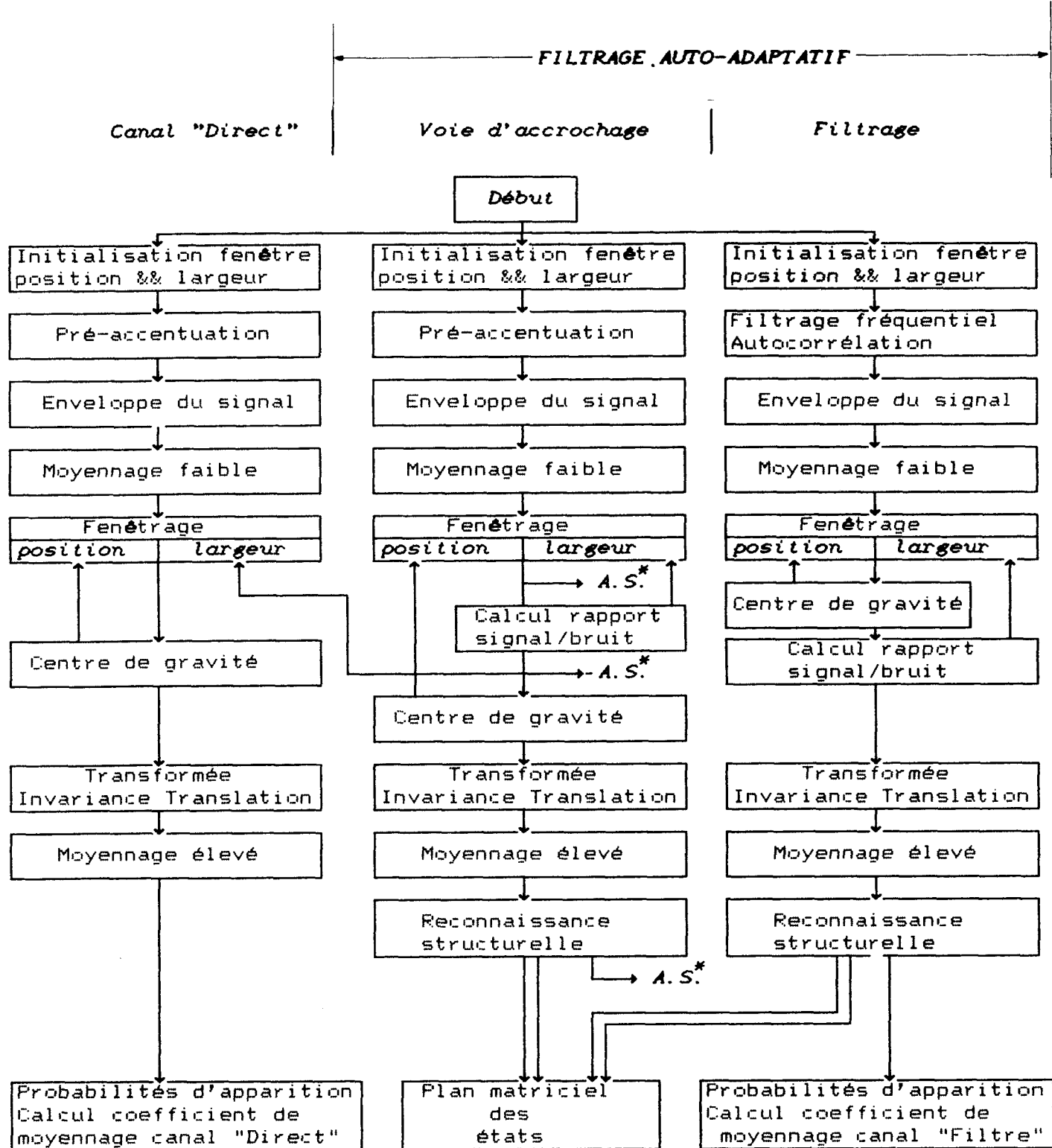


Fig.V-25
Synoptique du traitement

A.S.*: vers analyse spectrale

Le contrôle de l'estimation est effectué par un test d'hypothèses sur la valeur du maximum de l'enveloppe du signal (voir annexe V).

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons décrit la réalisation du filtre auto-adaptatif et mis en oeuvre l'opérateur de reconnaissance de formes en établissant les règles principales de classification sur l'estimation du biais de mesure, la mesure étant établie par la recherche d'un maxi-maximorum virtuel obtenu par la position du barycentre de l'enveloppe moyennée du signal et du rapport signal/bruit.

Les traitements sont organisés autour d'une architecture précise dont la caractéristique principale est de prendre en compte tous les problèmes de détection. De ce point de vue, elle constitue une solution générale du problème de la détection des tissus. Nous avons également recherché des solutions aux problèmes d'analyse posés par l'environnement de mesure industriel que nous avons modélisé afin d'établir de vraies hypothèses d'analyse. L'étude de la détection du changement de tissu a été ensuite décrite pour laquelle une technique de reconnaissance de formes par modélisation a été employée. Nous avons terminé ce chapitre par l'estimation du coefficient de moyennage de la mesure de déformation en utilisant le calcul des probabilités.

La figure V-25 dresse un organigramme des traitements. L'expérimentation en laboratoire et sur site a montré qu'un moyennage d'une durée de trois balayages est nécessaire pour diminuer le bruit de position des enveloppes instantanées. Il figure par conséquent sur l'organigramme. Les fenêtres de poursuite sont également représentées.

Le chapitre VI est consacré à décrire le fonctionnement détaillé du prototype. Puis nous terminons l'étude en présentant un tableau de contingence des décisions de mesure, résultats de l'ensemble des travaux.

CHAPITRE VI

ÉTUDE DU FONCTIONNEMENT DU MESUREUR PROTOTYPE

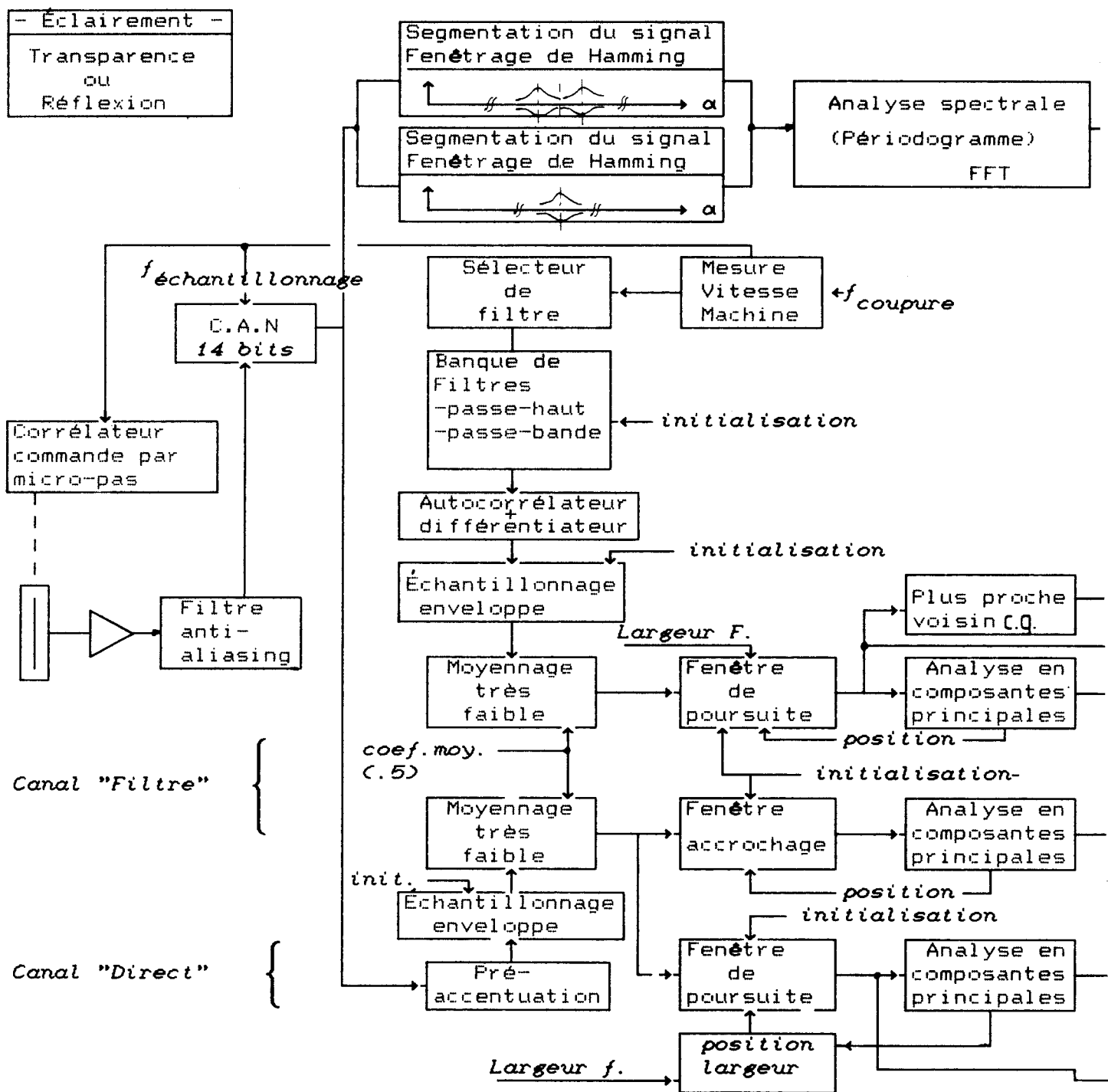
Dans la première partie de ce chapitre nous donnons le synoptique général et l'organigramme de fonctionnement du mesureur prototype. Nous décrivons ensuite le plan matriciel des états du système en indiquant pour chaque élément a_{ij} du plan les décisions de mesure correspondantes. Nous terminons le chapitre par une présentation des résultats sous la forme d'un tableau de contingence montrant de façon explicite les performances obtenues avec le prototype. Ces résultats sont obtenus sur des échantillons considérés "indétectables" jusqu'à présent.

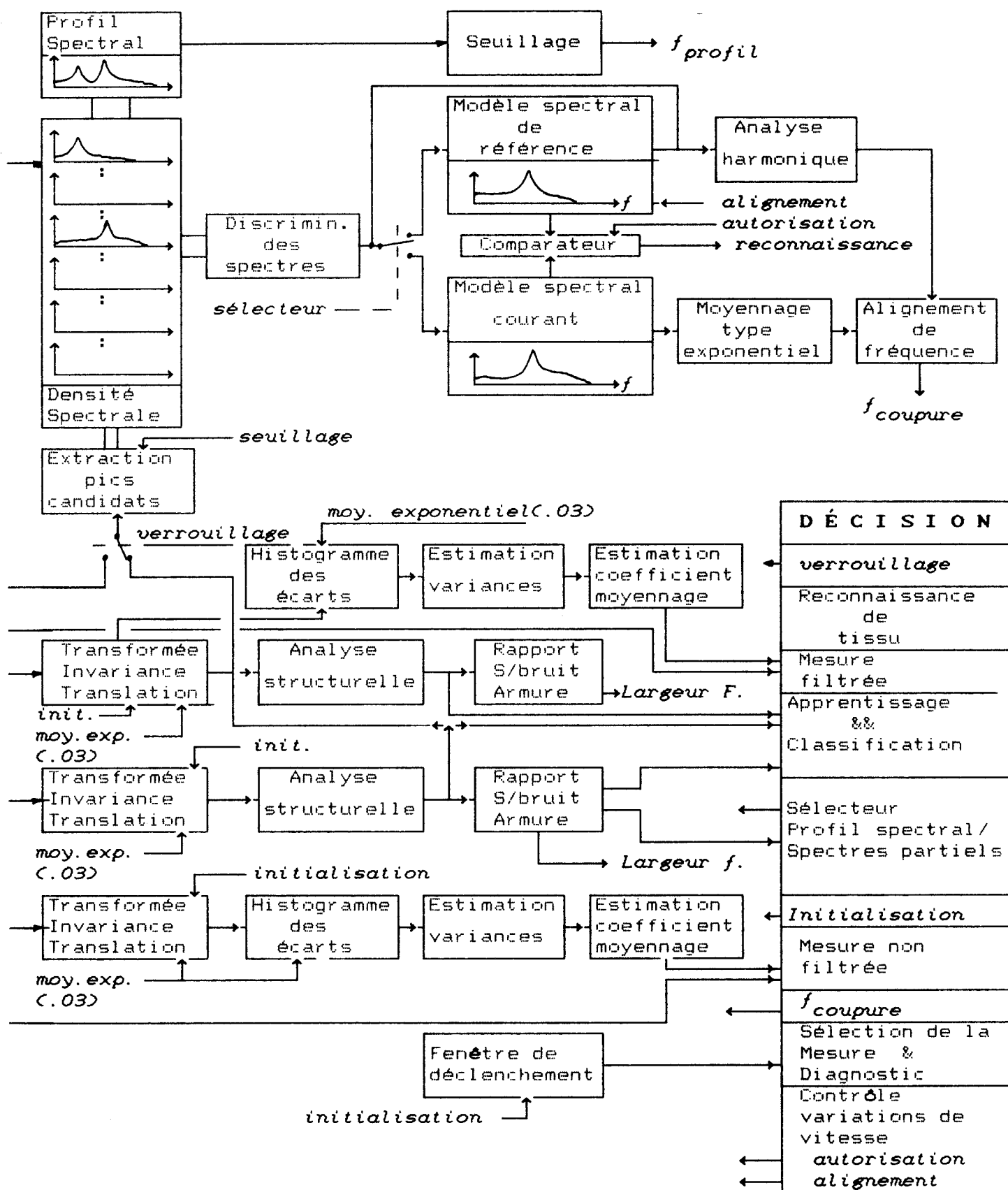
VI. 1 SYNOPTIQUE ET ORGANIGRAMME DE FONCTIONNEMENT

VI. 1. 1 SYNOPTIQUE DU MEASUREUR

La figure VI-1 représente le synoptique général de mesure. Il regroupe tous les traitements définis dans le chapitre V. Nous rappelons les traitements essentiels:

- L'analyse spectrale par la méthode du périodogramme et fenêtrage de *Hanning*.
- La discrimination des spectres textures par une méthode de seuillage suivie de l'analyse harmonique du signal de trame.
- Le canal "Filtre" contenant le filtrage auto-adaptatif. Il est composé d'une banque de filtres et d'un autocorrélateur suivi du filtre différentiel.
- Le canal "Direct" dans lequel le signal est prétraité par filtrage différentiel.
- La détection du changement de tissu.
- L'analyse en composantes principales sur les deux canaux de mesure.
- Les fenêtres d'accrochage et de poursuite.
- L'estimation du coefficient de moyennage sur les deux canaux de mesure.
- La fréquence d'échantillonnage du signal et la vitesse de déplacement du corrélateur optique sont proportionnelles à la vitesse de défilement du tissu.





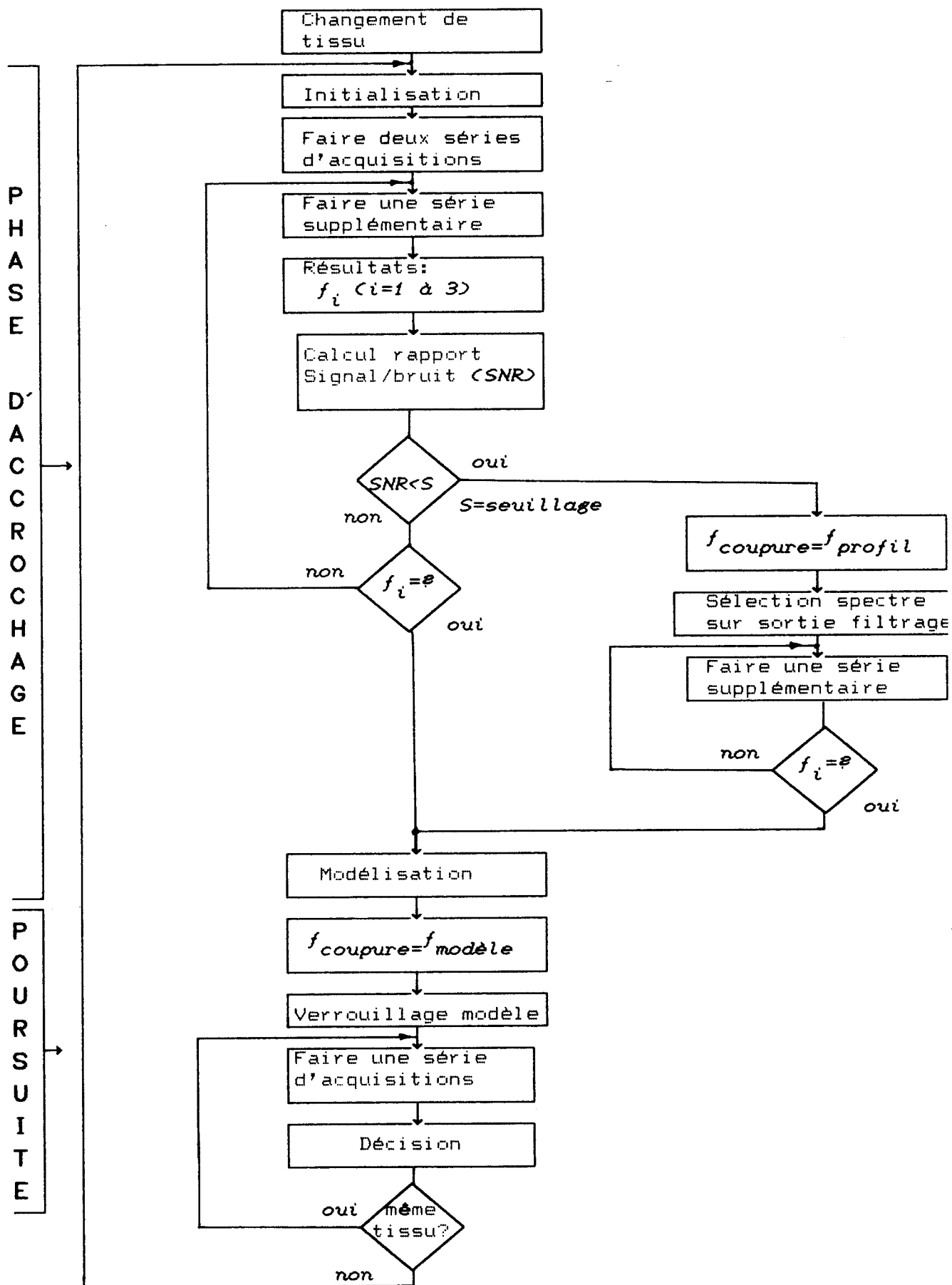


Fig. VI-2
Organigramme de tâche de fond du système

VI. 1. 2 ORGANIGRAMME DE LA TÂCHE DE FOND

Les programmes de traitements sont reliés au programme principal qui est la tâche de fond du détecteur. Elle se compose des deux phases principales:

-La phase d'accrochage

Le système estime la fréquence de coupure du filtre et modélise le tissu.

-La phase de poursuite

Le filtrage auto-adaptatif est aligné sur la fréquence de coupure estimée lors de la phase d'accrochage. Puis le système établit un diagnostic de mesure et détecte le changement de tissu. L'organigramme de la tâche de fond est représenté sur la figure VI-2.

VI. 2 PHASE D'ACCROCHAGE

Elle se compose de cinq fonctions principales:

a) Fonction d'initialisation

- Elle consiste à mettre à zéro les valeurs des enveloppes "instantanées" du signal (moyennage faible $\delta=.3$), les enveloppes transformées moyennées et les histogrammes dont le moyennage est élevé ($\delta=0.03$), les registres mémoires du modèle du tissu.
- Les fenêtres de la voie d'accrochage et du filtre auto-adaptatif sont initialisées en largeur (22°) et en position (centre du balayage), la fenêtre du canal "Direct" est inactive.
- La fréquence de coupure du filtre passe-haut est fixée à zéro.

b) Fonction d'acquisition

Il faut distinguer acquisition et série d'acquisitions.

-Acquisition

Une acquisition correspond à un balayage du corrélateur optique qui est déclenché par un top de démarrage du calculateur au circuit d'interface de commande du moteur pas à pas (cf. paragraphe III.4.2). De manière synchrone un top logiciel est envoyé aux deux processeurs de signaux dont l'un est chargé de réaliser la transformée de *Fourier* (avec chevauchement) des tranches du signal, tandis que l'autre est

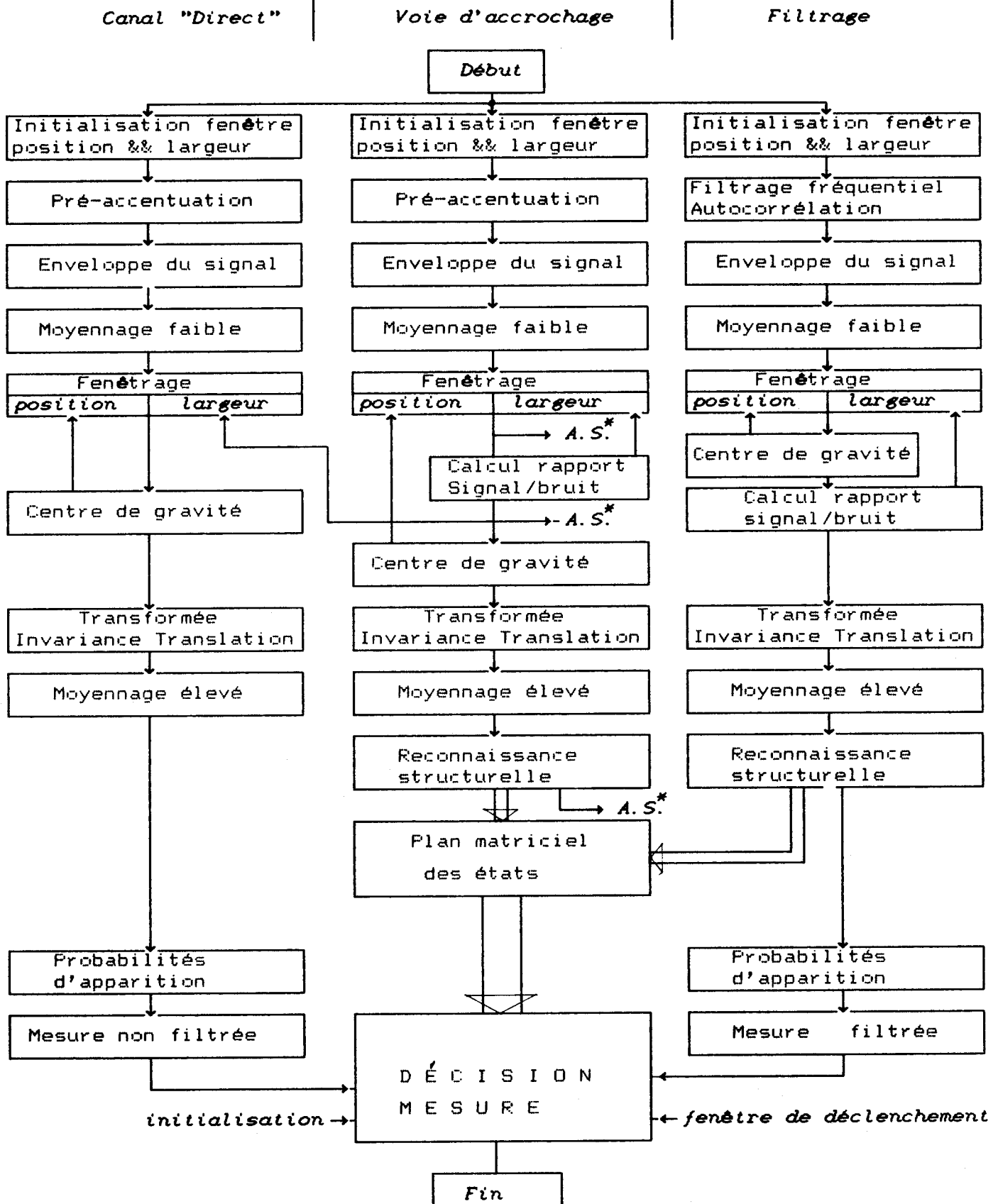


Fig.VI-3
Synoptique général du traitement

est chargé de calculer les enveloppes échantillonnées du signal en sortie du canal "Direct" et du canal "Filtre". Le calculateur reçoit alors l'ordre de fin de balayage des processeurs. Après lecture mémoire de chaque processeur, il exécute les traitements représentés à la figure VI-3. En fin de traitement, un élément des éléments a_{ij} du plan matriciel est atteint qui fixe l'état du système.

-Séries d'acquisitions

Une série comporte sept acquisitions. Ce nombre peut être diminué pour réduire la durée de la phase d'accrochage et le temps de détection du changement de tissu ou augmenté pour une meilleure précision de l'estimation spectrale. Au terme des sept acquisitions les spectres textures sont moyennés (moyennage linéaire). Puis s'effectue la discrimination des spectres textures afin de déterminer le spectre présumé de trame. La discrimination est suivie de l'analyse harmonique du signal de trame à partir du spectre présumé afin d'estimer la fréquence de coupure au terme de chaque série de balayages. Le calculateur effectue également le calcul du profil spectral (moyennage exponentiel) à partir des spectres situés à l'intérieur de la fenêtre d'accrochage. Au terme de trois séries d'acquisitions (ce nombre peut également être diminué ou augmenté), nous disposons ainsi de trois estimations de la fréquence de coupure (f_i) $i=1,2,3$. Cette procédure permet de rechercher le meilleur compromis entre temps d'estimation et précision d'estimation. La procédure la plus rapide est une série d'une acquisition c.-à-d. une acquisition (temps moyen de 120 ms).

c) Estimation du rapport bruit/signal

L'estimation du rapport bruit/signal est effectuée par le calcul du rapport entre le minimum et le maximum d'amplitude de l'enveloppe du signal de la voie d'accrochage.

d) Fonction de décision

L'estimation de la fréquence de coupure est une fonction du rapport bruit/signal. Si celui-ci est élevé, l'estimation est effectuée à partir du profil spectral; s'il est faible, l'estimation est effectuée à partir des fréquences f_i . Le

seuil S a été fixé à .25.

-Rapport bruit/signal faible ($NSR < .25$)

Si le rapport est faible, un test d'égalités des f_i est effectué afin d'éliminer les spectres trop bruités (bruit d'amplitude ou variations de la vitesse de défilement du tissu (accélération ou décélération)). Si les fréquences f_i sont identiques, l'estimation de la fréquence de coupure est jugée satisfaisante. La fonction suivante, c'est-à-dire la modélisation, est alors effectuée.

-Rapport bruit/signal élevé ($NSR > .25$)

Si le rapport est élevé (sommets de textures faiblement apparents), la fréquence de coupure est estimée à partir du profil spectral moyenné. L'estimation est obtenue par expansion fréquentielle du profil, F_{max} étant déterminée par l'algorithme de la discrimination des spectres. La fréquence de coupure étant ainsi estimée, le système effectue une série supplémentaire d'acquisitions. Lors de cette série d'acquisitions, la localisation du spectre présumé de trame sur lequel s'effectue alors le calcul des f_i , est déterminée à partir de la position du maxi-maximorum de l'enveloppe du signal filtré. Rappelons que le profil spectral est le traitement le plus puissant pour détecter les périodicités cachées ou noyées dans le bruit (densité spectrale $\xrightarrow{TF^{-1}}$ autocorrélation). Une comparaison des f_i est alors effectuée pour décider d'une série supplémentaire ou de passer à la phase de modélisation.

e) Modélisation: Modèle du tissu.

L'opération de discrimination délivre le spectre présumé de trame. Celui-ci devient alors le spectre de référence ou modèle du tissu. La vitesse de défilement du tissu est également mémorisée. L'analyse harmonique du signal de trame est alors effectuée à partir du spectre de référence afin d'estimer la fréquence de coupure du filtre passe-haut.

VI. 3 PHASE DE POURSUITE

La phase de poursuite a trois fonctions principales:

- Le verrouillage du système sur le modèle du tissu.
- Une décision de mesure prise à partir du plan matriciel généré par l'opérateur de reconnaissance de formes.
- Détecter le changement de tissu.

VI. 3. 1 VERROUILLAGE DU SYSTÈME

Cette fonction a deux objectifs:

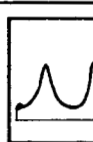
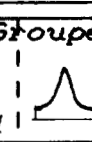
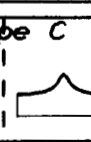
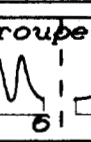
- Obtenir un spectre du signal de trame précis par moyennage.
- Alignement de la fréquence de coupure.

-Moyennage du spectre du signal de trame

La fréquence de coupure estimée lors de la phase d'accrochage détermine le numéro du filtre passe-haut parmi les 64 filtres disponibles dans la banque. Le canal "Filtre" ainsi programmé, délivre en sortie l'enveloppe du signal filtré. La localisation du maxi-maximorum nous donne "en retour" la position présumée de trame dans le domaine spatio-fréquentiel. A chaque balayage, le spectre présumé de trame est ainsi extrait. Les spectres successifs sont moyennés exponentiellement de manière à obtenir un spectre de trame (SPT) dont le biais tend théoriquement vers zéro. L'extraction des spectres se faisant à partir du maxi-maximorum de l'enveloppe du signal filtré (phase de poursuite) et non plus à partir des maxima de l'enveloppe de la voie d'accrochage (phase d'accrochage), nous disons que le système est "verrouillé".

-Alignement de la fréquence de coupure

La fréquence de coupure est alignée sur la fréquence plus proche voisin contenue dans le spectre moyenné (SPT). Cette opération est nécessaire car la détection du changement de tissu par la méthode du coefficient de corrélation ne permet pas une détection fine (cf. paragraphe V.5.2).

Canal "Direct"	Canal "Filtre"	Groupe B			Groupe C		Groupe D	
								
Groupe A	Alarme	PPVM _D	PPVM _D	G _d	G _d	G _d	PPVG _d	PPVG _d
Groupe B	PPVM _f	PPVM _f	PPVM _f	G _d	G _d	G _d	PPVG _d	PPVG _d
	PPVM _f	PPVM _f	PPVM _f	G _d	G _d	G _d	PPVG _d	PPVG _d
	G _f	G _f	G _f	G _f	G _d	G _d	PPVG _d	PPVG _d
Groupe C	G _f	G _f	G _f	G _f	G _f	G _d	PPVG _d	PPVG _d
	G _f	G _f	G _f	G _f	G _f	G _f	PPVG _d	PPVG _d
Groupe D	PPVG _f	PPVG _f	PPVG _f	PPVG _f	PPVG _f	PPVG _f	PPVG _f	PPVG _d
	PPVG _f	PPVG _f	PPVG _f	PPVG _f	PPVG _f	PPVG _f	PPVG _f	*

Nomenclature

- G_d** : Prendre le centre de gravité sur canal "Direct".
G_f : Prendre le centre de gravité sur canal "Filtre".
PPVG_d : Prendre le plus proche voisin du centre de gravité sur canal "Direct".
PPVG_f : Prendre le plus proche voisin du centre de gravité sur canal "Filtre".
PPVM_f : Prendre le plus proche voisin du point zéro sur canal "Filtre".
PPVM_d : Prendre le plus proche voisin du point zéro sur canal "Direct".
***** : cf. texte "ELEMENTS" a₇₇.

Tableau VI-4
Plan matriciel des états

VI. 3. 2 DÉCISION DE MESURE ET DIAGNOSTIC

L'opérateur de reconnaissance de formes appliqué en sortie de chaque canal de mesure, crée un espace des états du système représenté par un plan matriciel sur lequel les opérations de mesure et de diagnostic peuvent s'effectuer:

-PLAN MATRICIEL DES ÉTATS

Pour éliminer les éléments matriciels parasites (lorsque la reconnaissance s'effectue au niveau des seuillages), un filtrage des éléments a_{ij} est effectué afin d'obtenir un état stable du plan. Le filtrage est réalisé par un filtre médian dont l'horizon a été pris égal à dix.

Le tableau VI-4 représente la matrice carrée $[a_{ij}]$. A chaque élément (ou case) de cette matrice correspond une fonction de décision de mesure et/ou de diagnostic qui tient compte des propriétés des différents modèles de forme. L'ordonnancement des modèles a été faite de manière à simplifier la programmation et à dégager facilement les propriétés du plan.

-PROPRIÉTÉS DU PLAN

a) Diagonale principale

Le filtre auto-adaptatif est équivalent au canal "Direct".

b) Partie supérieure à la diagonale

Les performances du filtre auto-adaptatif sont inférieures au canal "Direct".

c) Partie inférieure à la diagonale

Les performances du filtre auto-adaptatif sont supérieures au canal "Direct".

Canal "Direct" Canal "Filtre"	A	Groupe B			Groupe C		Groupe D	
	0	1	2	3	4	5	6	7
Groupe A	Alarme	PPVM _D	PPVM _D	G _d	G _d	G _d	PPVG _d	PPVG _d
Groupe B	1	PPVM _f	PPVM _f	PPVM _f	G _d	G _d	G _d	PPVG _d
	2	PPVM _f	PPVM _f	PPVM _f	G _d	G _d	G _d	PPVG _d
	3	G _f	G _f	G _f	G _f	G _d	G _d	PPVG _d
Groupe C	4	G _f	G _f	G _f	G _f	G _f	G _d	PPVG _d
	5	G _f	G _f	G _f	G _f	G _f	G _f	PPVG _d
Groupe D	6	PPVG _f	PPVG _f	PPVG _f	PPVG _f	PPVG _f	PPVG _f	PPVG _d
	7	PPVG _f	PPVG _f	PPVG _f	PPVG _f	PPVG _f	PPVG _f	*

Nomenclature

- G_d** : Prendre le centre de gravité sur canal "Direct".
G_f : Prendre le centre de gravité sur canal "Filtre".
PPVG_d : Prendre le plus proche voisin du centre de gravité sur canal "Direct".
PPVG_f : Prendre le plus proche voisin du centre de gravité sur canal "Filtre".
PPVM_f : Prendre le plus proche voisin du point zéro sur canal "Filtre".
PPVM_d : Prendre le plus proche voisin du point zéro sur canal "Direct".
***** : cf. Texte "ELEMENTS" a₇₇.

Tableau VI-4
 Plan matriciel des états

LES MESURES

a) Diagonale principale

ÉLÉMENTS

- $a_{0,0}$: Décision: Mesure impossible
Diagnostic: Absence du signal de trame:
a) Déformations trop importantes (la trame peut être en-dehors de l'angle de balayage).
b) Tissu fortement texturé. Les textures secondaires cachent la trame (cf. note 1 en bas de page).
- a_{ij} : Décision: La mesure s'effectue sur le plus proche voisin***
 $i=j=1,2$ du point milieu de l'enveloppe du signal filtré.
- a_{ij} : Décision: Mesure sur centre de gravité* de l'enveloppe du signal
 $i=j=3,4,5$ filtré (cas des tissus à trame ondulée)
- a_{∞} : Décision: Mesure sur plus proche voisin** du centre de gravité de l'enveloppe du signal filtré.
- $a_{??}$: Décision: Si le rapport bruit/signal est en dessous du seuil fixé ($S=.25$), la mesure s'effectue sur le plus proche voisin* du centre de gravité de l'enveloppe du signal filtré. A défaut, la mesure est effectuée sur le plus proche voisin* du centre de gravité de l'enveloppe du signal non filtré.

*,**,*** cf. "Notes" pages suivantes.

Notes:

- (1) Lorsque les fils de trame sont difficilement visibles (cas des tissus à textures secondaires fortement apparentes), le pic trame sur l'enveloppe du signal de la voie d'accrochage n'existe pas (4 cas rencontrés). Le filtre auto-adaptatif se verrouille alors sur une des textures secondaires. Il n'existe pas de méthodes directes d'interception. Seule une méthode indirecte est possible. Elle consiste à introduire une fenêtre dite "de sécurité" centrée sur l'angle de balayage et dont la largeur est ajustable (7° à 30°). La procédure est la suivante: l'appareil de mesure étant en régulation, nous déterminons statistiquement l'angle maximum de déformations résiduelles α_{max} . La largeur de la fenêtre est alors ajustée à $2 \cdot \alpha_{max}$. Si la déformation mesurée est supérieure à α_{max} (cas des déformations anormales ou détection de textures secondaires) le système déclenche la régulation.

b) Partie supérieure à la diagonale

```

a_tj      Décision:      Plus proche voisin*** du point milieu de
j=1,2      l'enveloppe du signal non filtré.
t=j-1

```

```

a_vj      Décision:      Centre de gravité* de l'enveloppe du signal
j=9,4,5   non filtré.
i=j-1

```

```

a
  i,j
j=6,7
i=i-1

```

Décision: Plus proche voisin** du centre de gravité de l'enveloppe du signal non filtré.

c) Partie inférieure à la diagonale

```

aij      Décision:      Plus proche voisin*** du point milieu sur
i=1,2    enveloppe du signal filtré.
j=i-1

```

```

aij      Décision:      Centre de gravité* de l'enveloppe du signal
i=3,4,5   filtré.
j=i-1

```

```

aij      Décision:      Plus proche voisin** du centre de gravité de
i=0,7     l'enveloppe du signal filtré.
j=i-1

```

Notes:

* La mesure sur centre de gravité est donnée par

$$M_n = (1-\delta) M_{n-1} + \delta \cdot E_{n-1}$$

□□□

δ est le coefficient de moyennage estimé.

G_n est la position du centre de gravité sur l'enveloppe du signal à l'instant n .

M est la mesure à l'instant n.

** Mesure sur plus proche voisin du centre de gravité de l'enveloppe moyennée (coefficient de moyennage égal à δ estimé).

La procédure est la suivante:

-Le sommet le plus proche du centre de gravité de l'enveloppe est localisé:

Soit $\alpha_p = p \cdot q$ la position du sommet.

-Une régression d'ordre 3 est ensuite effectuée à partir des

amplitudes des échantillons des points α_{p-1} , α_p , α_{p+1} . Le calcul de régression s'effectue par pas de $.25^\circ$ (précision de mesure souhaitée). La localisation du maxi-maximorum sur la courbe de régression par rapport à la position moyenne du corrélateur oscillant est la mesure de déformation.

*** Mesure sur plus proche voisin du point milieu de l'enveloppe moyennée (coefficient de moyennage égal à δ estimé).

La procédure est la suivante:

-Le sommet le plus proche voisin du point milieu de l'angle de balayage est localisé:

Soit α_p sa position.

-Une régression d'ordre 3 est ensuite effectuée à partir des amplitudes des échantillons des points α_{p-1} , α_p , α_{p+1} . Le calcul de régression s'effectue par pas de $.25^\circ$ (précision de mesure souhaitée). La localisation du maxi-maximorum par rapport à la position moyenne du corrélateur oscillant est la mesure de déformation.

Remarque:

Cette procédure revient à diminuer l'angle de balayage. Elle n'est valable que si les déformations ne sont pas importantes (cas rencontrés pour des tissus velours).

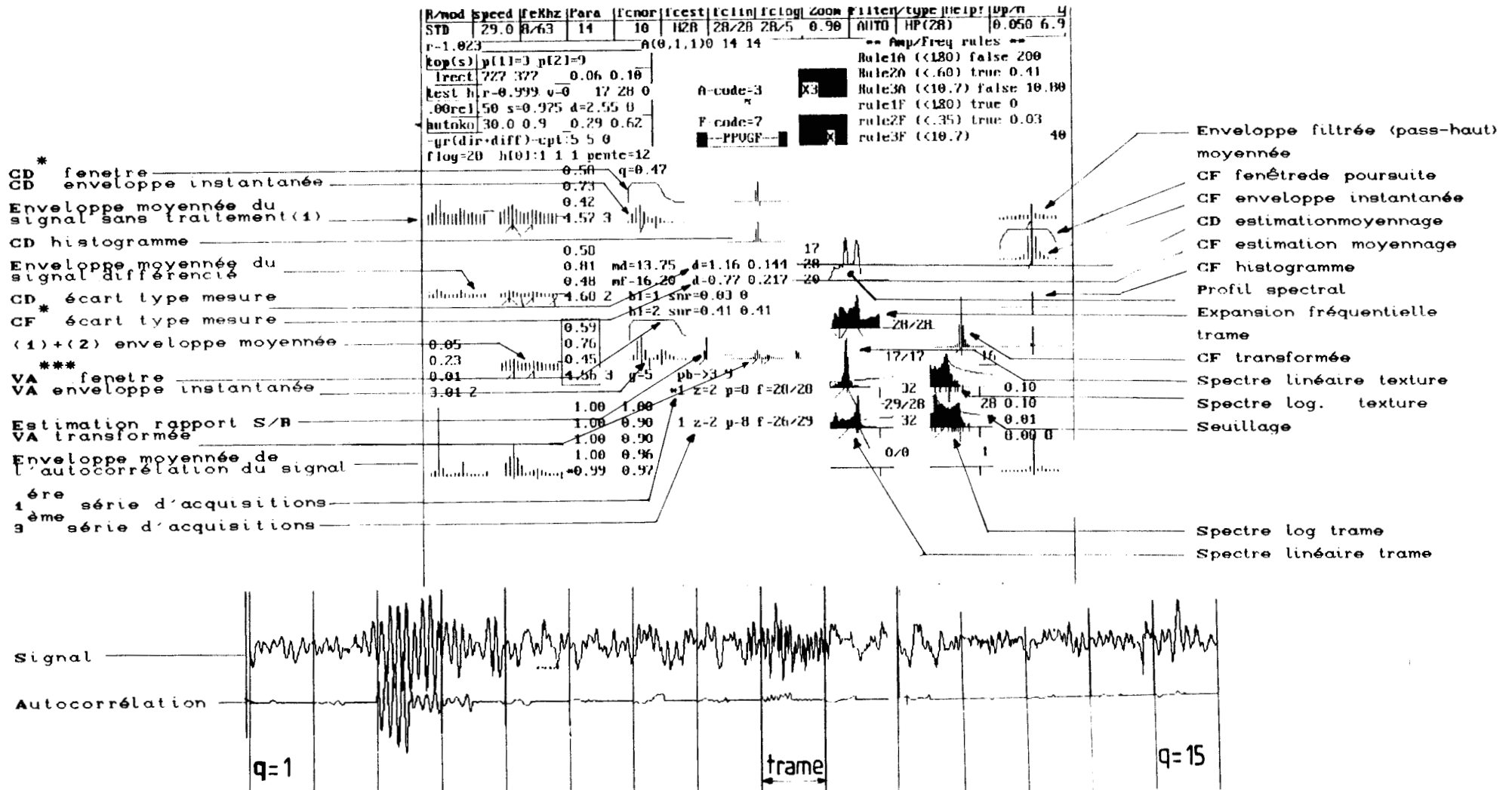
VI. 3. 3 DÉTECTION DU CHANGEMENT DE TISSU

Au bout d'une série de balayages, le coefficient de corrélation ρ et l'écart quadratique σ (cf.paragraphe V.5) sont calculés à partir des spectres de référence (modèle du tissu) et spectre courant. Seule une série d'acquisitions sépare la modélisation de la reconnaissance, ce qui permet une réinitialisation quasi immédiate en cas de changement de tissu, auquel cas le système redémarre une phase d'accrochage.

EXEMPLES DES DEUX PHASES DE LA DÉTECTION

Les planches VI-5/6 sont les écrans détaillés d'ordinateur représentatifs d'un exemple de phase d'accrochage et de poursuite. Cet exemple est obtenu sur un tissu satin. Le signal de mesure comporte une texture trame et une texture secondaire parfaitement éliminée par le filtre auto-adaptatif.

PHASE D'ACCROCHAGE



* Canal "direct"

** Canal "filtre"

*** Voied'accrochage

Localisation dans le plan matriciel
Précision de mesure / diagnostic

CD règles de classification

CF règles de classification

Modèle spatial
(à valeur moyenne déterminée)
Modèle spatial corrigé
(à valeur moyenne)

Modèle spectral de référence
(à vitesse déterminée)

Modèle spectral de référence
moyenné (moyennage exponentiel)
Modèle spectral corrigé
expansé ou réduit (f.vitesse)

Corrélation Spectre, trame courant
et référence corrigée

Spectre courant

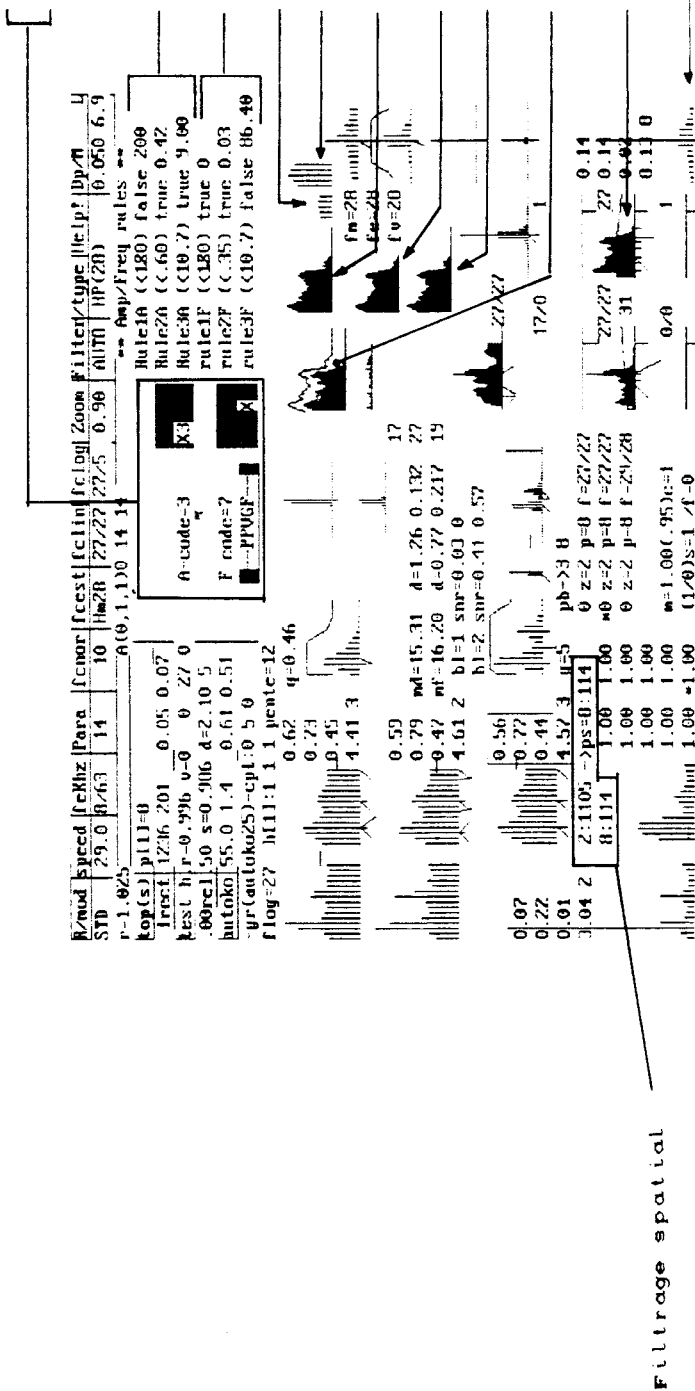
Autocorrélation filtrée
moyennée

Signal filtré

Autocorrélation filtrée
du signal

Q=15

Q=1



Canal "Direct"	A	Groupe B			Groupe C		Groupe D			
Canal "Filtre"	0	1	2	3	4	5	6	7		
Groupe A		*** eeee				□ *		□		
Groupe B		*		*	*			*		
				*						
				⊙ ⊕						
Groupe C		**				⊙ ⊕				
					*	*				
					⊕					
Groupe D		⊙ * □	***	***		*	***	*	***	
		⊙ ⊙ ⊕		⊙ ⊕ ⊙ ⊕	⊙	⊙ ⊕ ⊙ ⊕	⊙ ⊕ ⊙ ⊕	⊙ ⊕ ⊙ ⊕	⊙ ⊕ ⊙ ⊕	

- * Ces échantillons ont été utilisés dans la phase d'apprentissage
- o/oo Classification sur deux autres séries d'échantillons
- o Signal de trame inexistant (noyé dans le bruit)
- Analyse spectrale défectueuse (mauvaise estimation de la fréquence de coupure).

Fig. V-7
Tableau de contingence
(en mode d'éclairage par transparence)

VI. 4 RÉSULTATS STATISTIQUES

Le tableau de contingence (fig. V-7 ci-contre) montre les résultats obtenus sur 120 échantillons de tissu dits à ce jour "indétectables" avec les détecteurs actuels. Les conditions de mesure ont été les suivantes:

- Éclairement des échantillons par transparence: réglage manuel.
- État des tissus: sec.
- Vitesse de défilement des tissus: 30 m/mn.
- Fréquence d'échantillonnage: 8 khz.

Résultats statistiques:

-Canal "Filtre" (filtrage auto-adaptatif)

106 échantillons sont détectables (5 avec un faible rapport signal/bruit): soit 88% de réussite.

-Canal "Direct"

72 échantillons sont détectables (24 avec un faible rapport signal/bruit): soit 60% de réussite.

-Gain supplémentaire dû au canal "Direct"

Les échantillons repérés par "o" indiquent que le filtre auto-adaptatif est déficient (mauvaise estimation de la fréquence de coupure). Parmi les 5, 4 sont détectables par le canal "Direct". Compte-tenu des 2 cas (éléments a₀₅ et a₂₇) où le canal "Direct" est plus performant que le canal "Filtre", le gain supplémentaire apporté est de 6 échantillons: soit 5%.

-Gain supplémentaire dû au mode d'éclairement par réflexion

Les 3 échantillons repérés par "★" dans la case a₀₀ sont détectables par réflexion: soit 2.5% de gain supplémentaire. Ce mode d'éclairement est également la seule solution pour les tissus lourds (velours, tapis, *non inclus* dans les 120 échantillons).

-Gain total

95.8% des échantillons sont détectables avec le prototype.
Dans 99.98 % des cas le prototype donne un bon diagnostic.

Remarques:

4.2 % d'échantillons de tissu ne sont pas détectables en ligne. La détection de ces échantillons est cependant programmable. La solution consiste à créer un fichier article contenant les paramètres de détection. En utilisant une banque de filtres passe-bande, nous obtenons alors 98% de réussite.

CONCLUSION

CONCLUSION

Les résultats statistiques donnés dans le chapitre V montrent clairement les gains apportés par l'introduction des techniques numériques:

-Sur les performances

Avant notre étude, 75% des tissus étaient considérés détectables. Maintenant, nous estimons que 95% sont détectables avec le filtrage numérique auto-adaptatif. Si l'on incorpore la méthode d'éclairement par réflexion, nous pouvons y ajouter les tissus lourds comme les tapis ou les velours jusqu'alors indétectables.

-Possibilité d'un diagnostic de mesure

La mise en oeuvre d'un opérateur de reconnaissance de formes permet d'établir un diagnostic de mesure fiable dans 99,8% des cas. Ce résultat est très important au niveau industriel car en cas de mesure impossible, il faut nécessairement déconnecter les régulateurs.

Suite aux résultats obtenus, une équipe d'ingénieurs a été formée au sein de l'entreprise pour fabriquer un prototype industriel basé matériellement sur les processeurs de signaux numériques et la méthode d'éclairement par réflexion qui ouvre un nouveau marché. Au niveau du logiciel, seuls le principe du filtrage auto-adaptatif et une version simplifiée de l'opérateur de reconnaissance de formes ont été retenus afin de diminuer le nombre de processeurs par appareil, s'assurant ainsi le meilleur rapport performances sur coûts dans le proche avenir. A plus long terme, nous estimons que la mise en place, dans un système expert, de tous les concepts avancés sera possible grâce à la montée en rapidité des processeurs et l'abaissement de leur coût. Cette perspective, constamment sous-jacente, se vérifie: la base de données est établie et développée aux chapitres III et IV, la base de connaissances est établie dans le chapitre V, et une description du moteur d'inférence avec chaînage avant est donnée dans le chapitre VI.

Nous pensons ainsi que les travaux de cette thèse marquent une étape décisive dans la résolution du problème de mesure et doivent consolider la place de leadership de l'entreprise sur ce marché.

ANNEXES

M O Y E N N A G E **Extraction d'un signal répétitif noyé dans du bruit**

-Hypothèse sur le signal:

Le signal se répète identique à lui-même. Cette hypothèse correspond au cas où la position du détecteur est fixe par rapport à la trame.

-Hypothèse sur le bruit:

Le bruit est stationnaire au 2^{ième} ordre c.à.d.

-valeur moyenne est constante à chaque répétition:

$$m = \frac{1}{T} \int_0^T b(t) \cdot dt$$

-fonction d'autocorrélation à τ est constante à chaque répétition:

$$c_{bb}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T b(t) \cdot b(t-\tau) dt$$

Soit $x(t)$ composé d'un signal $r(t)$ additionné de bruit $b(t)$

$$x(t) = r(t) + b(t)$$

avec $r(t)$ périodique c.à.d. $r(t+kT_0) = r(t)$ (k entier)

le rapport signal sur bruit peut s'écrire par le quotient

$$\rho = \frac{|r(t)|}{\sigma_b} \quad (\text{avec } m=0)$$

On somme M fois le signal $x(t)$ soit

$$z(t) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} x(t-kT_0)$$

puisque $r(t-kT_0) = r(t)$

$$z(t) = r(t) + \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} b(t-kT_0)$$

$$E[z(t)] = r(t) + E\left[\frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} b(t-kT_0) \right]$$

avec $m=0$

$$E[z(t)] = r(t)$$

Calcul de la variance de $z(t)$

$$\text{Var}\{z(t)\} = E\left\{\left| z(t) - E\{z(t)\} \right|^2\right\}$$

$$\text{Var}\{z(t)\} = E\left\{\left| \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} b(t-kT_0) \right|^2\right\}$$

$$\text{Var}\{z(t)\} = E\left\{\frac{1}{M^2} \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{M-1} b(t-kT_0) \cdot b(t-nT_0)\right\}$$

$$= \frac{1}{M^2} \sum \sum E\{b(t-kT_0) \cdot b(t-nT_0)\}$$

$$= \frac{1}{M^2} \sum \sum C_{bb}([k-n]T_0)$$

$\text{Var}\{z(t)\}$ peut se mettre sous la forme

$$\text{Var}\{z(t)\} = \frac{\sigma_b^2}{M} \left[1 + 2 \cdot \sum_{\lambda=1}^{M-1} \left(1 - \frac{\lambda}{M}\right) \cdot \frac{C_{bb}(\lambda T_0)}{\sigma_b^2} \right]$$

Si le bruit a une fonction de corrélation nulle pour tout retard égal ou supérieur à T_0 il reste

$$\text{Var}\{z(t)\} = \frac{1}{M} \sigma_b^2$$

Après moyennage, le rapport signal/bruit s'écrit

$$\frac{|z(t)|}{\frac{\sigma_b}{\sqrt{M}}} = \sqrt{M} \frac{z(t)}{\sigma_b}$$

Le résultat est bien connu selon lequel le rapport signal/bruit est multiplié par $\sqrt{M}$.

ANNEXE II

FONCTION D'AUTOCORRELATION

- Calcul en temps réel [réf. 20]

$$\hat{\Gamma}_n = \frac{1}{(N-M+1)} \sum_{k=M}^N x_k \cdot y_{k-n}.$$

1) Le produit $x_k \cdot y_{k-n}$ n'est possible que si l'on dispose d'au moins M échantillons y_k . Donc, avant d'effectuer le calcul des produits, il faut avoir effectué l'acquisition de (M-1) valeurs de y: $y_1, y_2, \dots, y_{M-1}$, ce qui correspond à M retards différents.

2) Ce processus de calcul de M produits et leur addition avec les M sommes Γ_n ($0 \leq n \leq M-1$) doit être effectué pendant une période d'échantillonnage h des signaux.

3) Il y a complète indépendance entre le temps d'intégration $T = (N-M)h$ (c.à d. le nombre des produits $x_k \cdot y_{k-n}$ qui servent à calculer un point Γ_n et le retard maximal $\delta_{\max} = (M-1)h$, (c.à d. le nombre de point M calculés $0 \leq n \leq M-1$, pour la fonction de corrélation Γ_n .

4) Fenêtre d'intégration: $N-M = N_c$.

Le nombre de produit $N_c = N-M$ à effectuer détermine la précision sur Γ_n .

En supposant un bruit blanc à bande limitée, la variance sur Γ_n est approximativement donnée par:

$$V[\hat{\Gamma}_n] = \frac{1}{N_c} [\Gamma_0^2 + \Gamma_0 \cdot \Gamma_n].$$

$$V[\hat{\Gamma}(\tau)] = \frac{1}{2BT} [\Gamma_{(0)}^2 + \Gamma_{(0)} \cdot \Gamma_{(\tau)}].$$

ALGORITHME DE CALCUL

1) M échantillons y_j sont mis en mémoire ce qui permet d'obtenir le retard variable de pas h.

2) Calcul des produits $x_k \cdot y_{k-n}$.

3) Somme des $S_n = \sum x_k \cdot y_{k-n}$.

4) Mise en mémoire des S_n .

Le tableau A.II-1 représente les opérations à effectuer à chaque temps t_k .

t_k n	t_M	t_{M+1}	$t=N \cdot h$ x_N, y_N	$(N-M+1) \cdot \hat{\Gamma}_n$
0	$x_M \cdot y_M$	$x_{M+1} \cdot y_{M+1}$	$x_N \cdot y_N$	$\sum_{k=M}^N x_k \cdot y_k$
1	$x_M \cdot y_{M-1}$	$x_{M+1} \cdot y_M$	$x_N \cdot y_{N-1}$	$\sum x_k \cdot y_{k-1}$
2	$x_M \cdot y_{M-2}$	$x_{M+1} \cdot y_{M-1}$	$x_N \cdot y_{N-2}$	$\sum x_k \cdot y_{k-2}$
n	$x_M \cdot y_{M-n}$	$x_{M+1} \cdot y_{M+1-n}$	$x_N \cdot y_{N-n}$	$\sum x_k \cdot y_{k-n}$
M-1	$x_M \cdot y_1$	$x_{M+1} \cdot y_2$	$x_N \cdot y_{N-M+1}$	$\sum x_k \cdot y_{k-(M-1)}$

Tableau A.II-1

Calcul de fonction de corrélation

La figure A.II.2 montre le déroulement du calcul pour 64 retards.

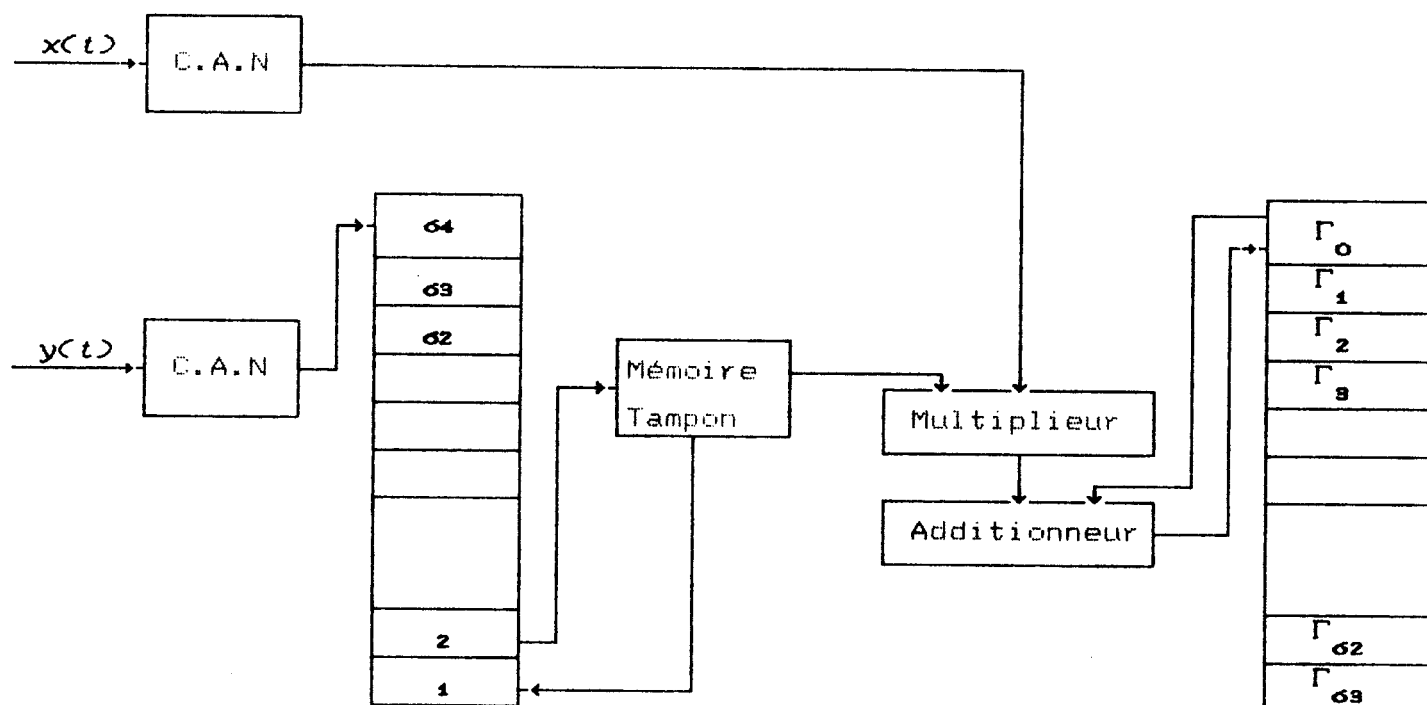


fig.A.II.2

Synoptique du calcul de la fonction de corrélation

Les processeurs de signaux sont particulièrement bien adaptés à ce type d'opérations. Une instruction peut comporter l'opération de multiplication, d'accumulation et de décalage.

ANNEXE III

AMELIORATION DU RAPPORT SIGNAL SUR BRUIT PAR AUTOCORRÉLATION

Soit un signal $x(t) = p(t) + b(t)$ avec $p(t)$ périodique et $b(t)$ un bruit à densité spectrale constante (σ^2) dans la bande de fréquence $[-B, +B]$.

La variance de l'estimation au point τ de la fonction d'autocorrélation s'écrit:

$$V[\hat{\Gamma}_{xx}(\tau)] = E\left[\left|\hat{\Gamma}_{xx}(\tau)\right|^2\right] - E\left[\hat{\Gamma}_{xx}(\tau)\right]^2$$

Pour le cas où $p(t) = a \cdot \cos 2\pi f t$, la variance de l'estimateur peut s'écrire [réf. 20]:

$$V[\hat{\Gamma}_{xx}(\tau)] = \frac{a^2 \sigma^2}{2BT} + \frac{\sigma^4}{2BT}$$

avec T égal au temps d'intégration.

Le rapport signal sur bruit avant corrélation s'écrit:

$$R_{\bullet} = \frac{P_s}{P_b} = \frac{\frac{a^2}{2}}{\sigma^2} = \frac{a^2}{2\sigma^2}$$

Après corrélation il s'écrit:

$$R_s = \frac{P(\Gamma)}{V[\Gamma]} = \frac{\frac{1}{2} \left(\frac{a^4}{4} \right)}{\frac{a^2 \cdot \sigma^2}{2BT} + \frac{\sigma^4}{2BT}}$$

avec:

$$\Gamma(\tau) = \frac{a^2}{2} \cos \frac{2\pi\tau}{T_0} \rightarrow P(\Gamma) = \frac{1}{2} \frac{a^4}{4}$$

d'où:

$$\frac{R_s}{R_{\bullet}} = \frac{BT}{2 + \frac{1}{R_{\bullet}}}$$

1) Pour $R_{\bullet} \ll \frac{1}{2}$ le gain peut s'écrire:

$$G \simeq BT \cdot R_{\bullet}$$

2) Pour $R_{\bullet} \gg \frac{1}{2}$:

$$G \simeq \frac{BT}{2}$$

Dans le cas où le rapport signal/bruit à l'entrée est faible, la méthode utilisée est la division par filtrage.

$$\begin{array}{lll} \text{Soit: } \left[-B, +B \right] & \xrightarrow{\text{Division par 2}} & \left[-\frac{B}{2}, +\frac{B}{2} \right]. \\ 2B & & B' = \frac{B}{2} \\ P_b & \rightarrow & P'_b = \frac{P_b}{2}. \\ R_e & \rightarrow & R'_e = 2R_e. \end{array}$$

Pour un temps T d'intégration identique:

$$R_s \simeq BTR_e^2 \quad R'_s \simeq B'T \cdot R'_e = \frac{BT}{2} \cdot 4R_e^2 = 2R_s.$$

Ce qui revient à augmenter le rapport signal/bruit de 6 db. Pour une division par 4, de 12 db etc...

ESTIMATION DE LA MOYENNE D'UN SIGNAL ALÉATOIRE CONTINU

$$1) \quad m = E[x(t)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt$$

2) Soit $\hat{m}$ un estimateur

$$\hat{m} = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt \quad \Rightarrow \quad \varepsilon = m - \hat{m}$$

$$E[\hat{m}] = E\left[\frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt\right]$$

$$E[\hat{m}] = \frac{1}{T} \int_0^T E\{x(t)\} dt = \frac{1}{T} \int_0^T m dt = m$$

$$E[\hat{m}] = m \quad \Rightarrow \quad \text{estimateur sans biais}$$

3) Variance de $\hat{m}$

$$V[\hat{m}] = E[(\hat{m} - m)^2]$$

$$= E[\hat{m}^2 + m^2 - 2m \cdot \hat{m}]$$

$$= E[\hat{m}^2] + m^2 - 2m \cdot E[\hat{m}]$$

$$= E[\hat{m}^2] - m^2$$

$$E[\hat{m}^2] = E\left[\frac{1}{T^2} \int_0^T \int_0^T x(u) \cdot x(v) du \cdot dv\right]$$

$$= \frac{1}{T^2} \iint_0^T E[x(u) \cdot x(v)] du \cdot dv = \frac{1}{T^2} \iint_0^T \Gamma(u-v) du \cdot dv$$

soit $x(t) = \tilde{x}(t) + m$ ($\tilde{x}(t)$: f.a. centrée)

$$\Gamma_{xx}(\tau) = \Gamma_{\tilde{x}\tilde{x}}(\tau) + m^2$$

$$\left\{ \begin{aligned} \Gamma_{xx}(\tau) &= E[x(t) \cdot x(t-\tau)] = E[(\tilde{x}(t) + m)(\tilde{x}(t-\tau) + m)] \\ &= E[\tilde{x}(t) \cdot \tilde{x}(t-\tau)] + m E[\tilde{x}(t-\tau)] + m E[\tilde{x}(t)] + m^2 \end{aligned} \right.$$

$$\Gamma_{xx}(\tau) = \Gamma_{\tilde{x}\tilde{x}}(\tau) + m^2$$

d'où $E[\tilde{m}^2] = \frac{1}{T^2} \iint_0^T [\Gamma_{\tilde{x}\tilde{x}}(u-v) + m^2] du \cdot dv$

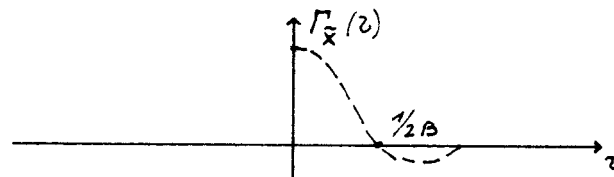
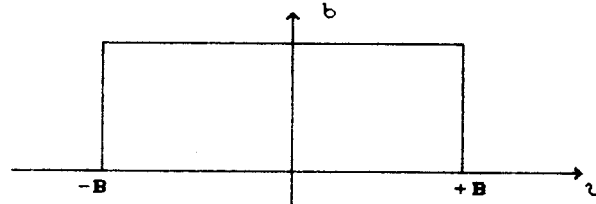
et $V[\tilde{m}] = E[\tilde{m}^2] - m^2 = \frac{1}{T^2} \iint \Gamma_{\tilde{x}\tilde{x}}(u-v) du \cdot dv$

On montre que:

$$V[\tilde{m}] = \frac{1}{T} \int_{-T}^{+T} \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right) \Gamma_{\tilde{x}\tilde{x}}(\tau) \cdot d\tau$$

4) Cas d'un bruit blanc à bande spectrale limitée.

$$\gamma_{\tilde{x}}(\nu) = \begin{cases} b & \text{si } 0 \leq |\nu| < B \\ 0 & \text{si } |\nu| > B \end{cases} \quad \left. \vphantom{\gamma_{\tilde{x}}(\nu)} \right\} b \operatorname{rect} \frac{\nu}{2B}$$



$$\begin{aligned} \Gamma_{\tilde{x}}(\tau) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \gamma_{\tilde{x}}(\nu) \exp 2\pi i \nu \tau d\nu = \int_{-B}^{+B} b \exp 2\pi i \nu \tau d\nu \\ &= 2b \int_0^B \cos 2\pi \nu \tau d\nu = 2b \cdot \left[\frac{\sin 2\pi \nu \tau}{2\pi \tau} \right]_0^B \end{aligned}$$

$$\Gamma_{\tilde{x}}(\tau) = 2b \cdot B \cdot \frac{\sin 2\pi B \tau}{2\pi B \tau} = \Gamma_{\tilde{x}}(0) \cdot \frac{\sin 2\pi B \tau}{2\pi B \tau}.$$

$$\Gamma_{\tilde{x}}(0) = 2bB. \quad \text{d'où dans ce cas}$$

$$V[\tilde{m}] = \frac{\Gamma_{\tilde{x}}(0)}{T} \int_{-T}^{+T} \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right) \cdot \frac{\sin 2\pi B \tau}{2\pi B \tau} d\tau.$$

pour $T \gg \tau_c = \frac{1}{2B} \rightarrow \frac{\Gamma_{\tilde{x}}(0)}{T} \int_{-T}^{+T} \frac{\sin 2\pi B \tau}{2\pi B \tau} d\tau \simeq \frac{\Gamma_{\tilde{x}}(0)}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} \operatorname{sinc} 2\pi B \tau \cdot d\tau$

$\rightarrow \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\sin 2\pi B \tau}{2\pi B \tau} = \frac{1}{2B} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\sin x}{x} dx = \pi \right]$

d'où:

$$V[\tilde{m}] = \frac{\Gamma_{\tilde{x}}(0)}{2BT} = \frac{\sigma_{\tilde{x}}^2}{2BT}$$

ANNEXE V

[réf. 31]

TEST D'EGALITE DE DEUX MOYENNES

Le problème est le suivant: nous voulons savoir si une séquence aléatoire est stationnaire en moyenne. Nous calculons $\overline{X}_1$ et S_1 (moyenne et variances estimées), et $\overline{X}_2$ et S_2 d'une section différente (indépendante). Nous faisons l'hypothèse que la séquence est stationnaire en moyenne:

Soit H_0 l'hypothèse nulle vérifiant

$$H_0: \mu_1 - \mu_2 = 0 \quad (\mu = \text{Moyenne vraie})$$

$$\text{et } H_1: \mu_1 - \mu_2 = \delta \neq 0.$$

La variable aléatoire $W = \overline{X}_1 - \overline{X}_2$ aura la moyenne $\mu_1 - \mu_2$, et si $\overline{X}_1$ et $\overline{X}_2$ sont indépendantes, W aura une variance égale à

$\sigma_1^2/n_1 + \sigma_2^2/n_2$, n_1 et n_2 étant le nombre d'échantillons respectifs.

Si de plus $\sigma_1 = \sigma_2$, et si X_1 et X_2 suivent des lois normales, alors la différence en moyennes sera estimée par $\overline{X}_1$ et $\overline{X}_2$, et σ^2 sera estimé par

$$\frac{\sum_{i=1}^{n_1} (X_i - \overline{X}_1)^2 + \sum_{j=1}^{n_2} (X_{n_1+j} - \overline{X}_2)^2}{(n_1 + n_2 - 2)}$$

Si $\overline{X}_1$ et $\overline{X}_2$ ont la même moyenne, alors

$$T = \frac{\overline{X}_1 - \overline{X}_2}{\left[\left(\frac{1}{n_1} + \frac{1}{n_2} \right) \left(\frac{\sum_{i=1}^{n_1} (X_i - \overline{X})^2 + \sum_{j=1}^{n_2} (X_{n_1+j} - \overline{X}_2)^2}{(n_1 + n_2 - 2)} \right) \right]^{1/2}}$$

aura la distribution en "t" avec $n_1 + n_2 - 2$ degrés de liberté. Ainsi l'équation T peut être utilisée pour le test d'hypothèses en se fixant un niveau de confiance.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1]- J.B. ALLEN, L.R. RABINER-"A unified approach to short-time Fourier-analysis and synthesis." Proceedings of IEEE, Vol.65-11, pp 1558-1564, Novembre 1977.
- [2]- H. BECKSTEIN-"Theorie und Praxis fotoelektrischem Schussfaden-Richtens". Thèse de Docteur-Ing., Techn.Hochschule München.
- [3]- M. BELLANGER-"Analyse des signaux et filtrage numérique adaptatif". Masson 1989.
- [4]- M. BELLANGER-"Traitement numérique du signal". Masson 1981.
- [5]- R. BOITE, H. LEICH-"Les filtres numériques". Masson 1980.
- [6]- BREVET D'INVENTION N° 2600765/25/6/86-"Procédé et appareil de contrôle de l'orthogonalité des fils de trame d'un tissu par rapport aux fils de chaîne."-Dollfuss Mieg & Cie.S.A.
- [7]- I. BROSSARD-"Technologie des textiles". Dunod 1970.
- [8]- J.A. CADZOW, T.T. HWANG-"Signal representation:an efficient procedure." IEEE Transact.on Acoustics,Speech and Signal Proc.,Vol.ASSP-25-6, pp 461-465,Décembre 1977.
- [9]- Y.T. CHAN, J.M. LAVOIE, J.B. PLANT-"A parameter estimation approach to estimation of frequencies of sinusoids".IEEE Transact.on Acoustics, Speech and Signal Proc.,Vol.ASSP-29-2,pp 214-219,Avril 1981.
- [10]- DFDP-"Digital Filter Design Package Interactive Software for Digital Filter Design and Automatic Code Generation for DSP Microprocessors", Version 2.12., Decembre 1986, Atlanta Signal Processors Incorporated (ASPI), Atlanta.
- [11]- A. FAURE-"Perception et reconnaissance des formes", Editests 1985

- [12]- A. H. GRAY, JR, J. D. MARKEL-"Distance Measure for Speech Processing",
IEEE Transact. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol.
ASSP-24-5, pp 380-391, Octobre 1976.
- [13]- C. J. GUEGUEN, G. CARAYANNIS-"Analyse de la parole par filtrage optimal
de Kalman. "Automatisme, Tome XVIII-3, pp 99-105, Mars 1973.
- [14]- W. HESS-"Pitch determination of speech signals. Algorithms and Devices".
Springer Series in Information Sciences, Vol. 3. Springer-Verlag
Berlin, Heidelberg, New York, Tokyo 1983.
- [15]- K. D. KAMMEYER, K. KROSCHER-"Digitale Signalverarbeitung: Filterung
und Spektralanalyse. " Teubner Studienbücher: Elektrotechnik,
Stuttgart 1989.
- [16]- S. W. LANG, J. H. McCLEZZAN-"Frequency estimation with maximum entropy
spectral estimations. " IEEE Transact. on Acoustics, Speech, and
Signal Proc., Vol. ASSP-28-6, pp 716-724, Décembre 1980.
- [17]- F. LE CHEVALIER-"Principes de traitement des signaux radar et sonor. "
Masson 1989.
- [18]- J. MAKHOUL-"Linear Prediction: A tutorial review". Proceedings of the
IEEE, Vol. 63-4, pp 561-580, Avril 1975.
- [19]- M. R. MATAUSEK, S. S. STANKOVIC, D. V. RADOVIC-"Iterative inverse filtering
approach to the estimation of frequencies of noisy sinusoids. "
IEEE Transact. on Acoustics, Speech, and Signal Proc., Vol. ASSP-31-6,
pp 1456-1463, Décembre 1983.
- [20]- J. MAX-"Méthodes et techniques de traitement du signal et applications
aux mesures physiques. " Tome I et II, 4^e édition, Masson 1985 et
1987.
- [21]- L. MICHET, Y. GRENIER, J. M. KALISZEWSKI-"Reconnaissance des formes. "
Ecole Nationale Sup. des Télécommunications 1978.

- [22]- L.MICHET-"Méthode structurelle pour la reconnaissance des formes."
Eyrolles 1984.
- [23]- M.NAJIM-"Modélisation et identification en traitement du signal".
Masson 1988.
- [24]- A.M.NOLL-"Pitch determination of humain speech by the harmonic product
spectrum, the harmonic sum spectrum and a maximum likelihood esti-
mate." Symposium on Computer Processing in Communication ed. by
Microwave Inst., Univ.of Brooklin Press, Vol.19, pp 779-797, 1970.
- [25]- A.V.OPPENHEIM, R.W.SCHAFER-"Digital Signal Processing." Prentice-Hall,
Inc., Englewood Cliffs, New Jersey 1975.
- [26]- A.V.OPPENHEIM-"Applications of digital signal processing." Prentice-Hall
Inc., Englewood Cliffs, New Jersey 1978.
- [27]- J.OSWALD-"Théorie de l'information ou diacritique des systèmes."
Masson 1986.
- [28]- A.PAPOULIS, C.CHAMZAS-"Detection of hidden periodicities by adaptive
extrapolation." IEEE Transact. on Acoustics, Speech, and Signal
Proc., Vol. ASSP-27-5, pp 492-500, Octobre 1979.
- [29]- V.F.PISARENKO-"The retrieval of harmonics from a covariance function."
Geophys. J.Roy. Astron. Soc., Vol.33, pp 347-366, 1973.
- [30]- W.K.PRATT-"Digital Image Processing." John Wiley and Sons, New York
1978.
- [31]- K.S.SHANMUGAN, A.M.BREIPOHL-"Random signals: detection, estimation
and data analysis." John Wiley and Sons, New York 1988.
- [32]- J.C.SIMON-"Reconnaissance des formes par algorithmes." Masson 1984.

- [33]- T. J. ULRICH-"Maximum entropy power spectrum of truncated sinusoids."
J. Geophys. Res., Vol. 77, pp 1396-1400, Mars 1972.
- [34]- A. D. WHALEN-"Detection of signals in noise." Academic-Press, New York
1971.
- [35]- "Analyse Spectrale Moderne", Journée d'étude 13.3.1985, organisée par
S. E. E. -Section 29 (Traitement du signal)-Président: C. GUEGUEN et la
Section Française d'I. E. E. E.
- [36]- F. ITAKURA-"Minimum prediction residual principle applied to speech
recognition." IEEE Transact. on Acoustics, Speech, and Signal Proc.,
Vol. ASSP-23-1, Février 1975.
- [37]- R. BOITE, M. KUNT-"Traitement de la parole." Presses polytechniques
romandes, Complément au traité d'électricité, Lausanne 1987.
- [38]- M. BENJELLOUN-"Étude théorique et expérimentale du filtrage numérique
de l'image d'un texte en relief braille pour sa transcription en
texte noir." Thèse de doctorat de 3ème cycle, Université des
Sciences et Techniques de Lille Flandres Artois, 1986.

RESUME

Cette thèse est un ensemble de travaux visant à résoudre les problèmes de la mesure de l'orthogonalité des fils de trame par rapport aux fils de chaîne d'un tissu en défilement. Cette mesure est nécessaire pour réguler la position des fils de trame des tissus qui subissent des déformations lors des opérations d'ennoblissement. L'origine des problèmes est due à la très grande diversité des tissus. Pour solutionner l'ensemble de ces problèmes, nous avons introduit une technique entièrement numérique et procédé en plusieurs étapes commuées en chapitres dans la thèse.

Dans un premier temps, nous avons établi une base de données dont la constitution a nécessité l'étude et la réalisation d'un analyseur temps réel. Après étude statistique de cette base, un modèle mathématique du signal observé ainsi que les traitements théoriques optimaux ont pu être définis.

Dans un deuxième temps, nous avons développé un mesureur prototype contenant ces traitements, en tenant compte du mode d'exploitation sur site du mesureur, ainsi que de l'environnement de mesure qui transforme le modèle du signal en une fonction de deux variables aléatoires non-stationnaires. Nous avons abouti à l'étude et à la mise au point d'un filtrage numérique auto-adaptatif ainsi qu'aux développements d'un opérateur de reconnaissance structurelle de formes et d'une reconnaissance par modélisation. L'ensemble de ces traitements est architecturé pour former un plan matriciel des états du système sur lequel sont prises les décisions de mesure. Les différentes fonctions ont été implémentées sur des processeurs numériques de signaux afin de satisfaire le critère du temps réel. Parallèlement aux traitements numériques, nous avons développé un traitement optique, consistant à introduire un procédé de mesure par réflexion.

Avant notre étude, 75% des tissus étaient considérés mesurables, nous estimons que plus de 95% le sont maintenant. Ce résultat obtenu avec le prototype confirme la justesse des principes et des concepts avancés.

MOTS CLES: Analyse spectrale, modélisation autorégressive, filtrage temporel, filtrage numérique, reconnaissance de formes, calcul des probabilités, fonctions aléatoires non-stationnaires, bruit.