

Institut National Polytechnique  
de Lorraine

*Abel*  
E.N.S.E.M

~~54011 NANCY CEDEX  
B.P. 850 - Tél. 52.68.32  
2, Rue de la Citadelle  
E.N.S.E.M.  
Laboratoire d'Electronique  
d'Electrotechnique et d'Automatique~~

**THESE**

présentée à

**L'I.N.P.L**

pour l'obtention du titre de  
**DOCTEUR DE 3<sup>e</sup> CYCLE**  
**SPECIALITE GENIE ELECTRIQUE**

par

**Michel DUFAUT**

Service Commun de la Documentation  
INPL  
Nancy-Brabois

*SUJET :*

**AUTOMATISATION PAR CALCULATEUR D'UNE CHAINE DE MESURE  
DU FROTTEMENT INTERIEUR DANS LES METAUX**

Soutenue publiquement le 14 octobre 1977 devant la commission d'examen



D 136 035389 2

*Membres du jury*

*Président* : M. R FAIVRE  
*Examineurs* : M. M AUBRUN  
M. J FOCT  
M. R HUSSON  
M. G LE CAER

136035 389 2

Institut National Polytechnique  
de Lorraine

[M] 1977 DUFFAUT M

E.N.S.E.M

Laboratoire d'Electronique  
d'Electrotechnique et d'Automatique  
E. N. S. E. M.  
2, Rue de la Citadelle  
B. P. 850 - Tél. 52.68.32  
54011 NANCY CEDEX

**THESE**

présentée à

**L'IN.P.L**

pour l'obtention du titre de

**DOCTEUR DE 3<sup>e</sup> CYCLE**

**SPECIALITE GENIE ELECTRIQUE**

par

**Michel DUFFAUT**



**SUJET :**

**AUTOMATISATION PAR CALCULATEUR D'UNE CHAINE DE MESURE  
DU FROTTEMENT INTERIEUR DANS LES METAUX**

Service Commun de la Documentation

INPL

Nancy-1

Soutenu publiquement le 14 octobre 1977 devant la commission d'examen

*Membres du jury*

**Président : M. R FAIVRE**  
**Examineurs : M. M AUBRUN**  
**M. J FOCT**  
**M. R HUSSON**  
**M. G LE CAER**

A ANDREA

*A mes parents.*

## AVANT-PROPOS

Bien que l'automatisation par des dispositifs analogiques constituent pour les mesures de frottement intérieur un progrès très fructueux, cette technique souffre encore de graves inconvénients dans l'étude des métaux et alliage.

Ces lacunes conduisirent Monsieur Jacques FOCT à préférer la commande du pendule par ordinateur fonctionnant en temps réel et à en discuter avec Monsieur René HUSSON.

De ce projet, élaboré par un automaticien et un métallurgiste est né le sujet de ma thèse.

Monsieur le Professeur René FAIVRE, directeur du laboratoire de Métallurgie de l'Ecole des Mines de Nancy a bien voulu m'accueillir dans son laboratoire et accepte maintenant de présider le jury, je lui exprime ici les plus vifs remerciements.

Ma sincère reconnaissance va à Monsieur le Professeur HUSSON du laboratoire E.E.A. de l'E.N.S.E.M. de Nancy, qui m'a initié à la recherche scientifique, pour l'aide et les encouragements qu'il n'a cessé de m'apporter.

Monsieur FOCT, Maître de Conférences à l'Université de Lille, m'a constamment fait part de ses critiques judicieuses et de son enthousiasme au cours de la réalisation de ce projet qui lui tient à coeur. Je lui adresse ici ma profonde gratitude.

Je remercie, Monsieur le Professeur Michel AUBRUN, qui s'est intéressé à mon travail et nous fait l'honneur de participer à ce jury et le Docteur Gérard LE CAER qui, avec bienveillance et compétence, m'a fait partager son expérience des problèmes d'analyse numérique.

Je remercie également Monsieur le Professeur J. de FOUQUET, Directeur du laboratoire de Mécanique et Physique des matériaux de l'E.N.S.M.A. de Poitiers ainsi que Monsieur le Professeur P. GOBIN, Directeur du laboratoire de Physique des matériaux à l'I.N.S.A. de Lyon, qui m'ont reçu dans leur laboratoire et m'ont fait bénéficier de leur expérience dans la mesure du frottement intérieur.

*Que Madame DALBOURG et Monsieur THIEBAUT qui ont assuré efficacement la réalisation de ce mémoire, ainsi que Monsieur MUNIER dont la compétence m'a permis de mener à bien la partie technique de ce travail, soient assurés de ma profonde reconnaissance.*

*Enfin, que tous mes camarades de laboratoire tant à l'E.N.S.E.M. qu'à l'Ecole des Mines, et plus particulièrement Monsieur Gérard REMY pour l'aide efficace qu'il m'a apportée, trouvent ici mes sincères remerciements.*

# SOMMAIRE

INTRODUCTION.

Chapitre I. LE FROTTEMENT INTERIEUR DANS LES SOLIDES.

I.1.	L'ANELASTICITE.....	3
I.1.1.	Etude du comportement anélastique.	
I.1.2.	Représentations mécaniques.	
I.1.2.1.	Le solide de Maxwell.	
I.1.2.2.	Le solide de Voigt.	
I.1.3.	Comportement du solide linéaire standard.	
I.1.3.1.	Fonction de transfert du solide linéaire standard.	
I.1.3.2.	Réponses à un échelon de contrainte et de déformation.	
I.1.3.3.	Comportement en régime harmonique.	
I.2.	INTERET DE LA CONNAISSANCE DU FROTTEMENT INTERIEUR.....	10
I.3.	DESCRIPTION DU DISPOSITIF MECANIQUE ET PRINCIPES DE MESURE.	12
I.3.1.	Description du pendule utilisé.	
I.3.1.1.	Caractéristiques du pendule.	
I.3.1.2.	Ensemble four-éprouvette.	
I.3.2.	Principes de mesure des effets anélastiques par pendule de torsion.	
I.3.2.1.	Méthode de mesure à amplitude constante.	
I.3.2.2.	Méthode de mesure en oscillation libre.	
I.4.	INTERET DU PILOTAGE DU PENDULE PAR CALCULATEUR.....	20

Chapitre II. CHAINE DE CONTROLE ET DE MESURE.

II.1.	DESCRIPTION GENERALE DE L'INSTALLATION .....	22
II.1.1.	Schéma synoptique-Définition des commandes et des grandeurs de sorties du processus.	
II.1.2.	Configuration du calculateur utilisé.	
II.1.2.1.	Entrées-sorties de service.	
II.1.2.2.	Entrées-sorties industrielles.	
II.2.	ACQUISITION DES DONNEES ET COMMANDE DU PROCESSUS.....	27

II.2.1.	Mesure des grandeurs de sorties du processus.....	27
II.2.1.1.	Mesure du déplacement.	
II.2.1.2.	Mesure de la température T° de l'échantillon.	
II.2.2.	Commande du système.....	33
II.2.2.1.	Commande de l'amplitude de l'oscillation du pendule.	
II.2.2.2.	Commande de position du capteur de déplacement.	
II.2.2.3.	Commande de la température du four.	
Chapitre III. ETUDE DES ALGORITHMES DE COMMANDE ET DE MESURE.		
III.1.	MODELISATION DU SYSTEME.....	48
III.1.1.	Représentation globale du système.	
III.1.2.	Représentation du système autour d'un point de fonctionnement.	
III.2.	COMMANDE DE L'OSCILLATION DU PENDULE.....	51
III.2.1.	Etude de la commande en boucle ouverte.	
III.2.1.1.	Schéma de la commande en boucle ouverte.	
III.2.1.2.	Calcul de la réponse indicielle du pendule.	
III.2.2.	Etude de la commande en boucle fermée.....	58
III.2.2.1.	Asservissement de l'amplitude.	
III.2.2.2.	Algorithme de commande.	
III.2.2.3.	Organigramme de la commande du processus en boucle fermée.	
III.3.	MESURE DES PARAMETRES DU SYSTEME.....	63
III.3.1.	Estimation statistique des paramètres.	
III.3.1.1.	Signification physique des résidus.	
III.3.1.2.	Estimation des moindres carrés.	
III.3.1.3.	Propriétés statistiques de l'estimateur	
III.3.1.4.	Critère de choix de l'estimateur	
III.3.2.	Mesure du décrétement logarithmique $\delta$ .....	66
III.3.2.1.	Sensibilité du vecteur paramètre par rapport à $\lambda$	
III.3.2.2.	Conséquences.	
III.3.3.	Mesure de la pseudo période P .....	69

III.3.3.1.	Principe et algorithme de mesure ....	70
III.3.3.2.	Précision de la méthode.	
III.3.4.	Mesure de la température T - Algorithmes de conversion en degré Celcius .....	73
III.3.4.1.	Température positive.	
III.3.4.2.	Température négative.	
III.4.	ADAPTATION DES ALGORITHMES A L'EVOLUTION DU MATERIAU.....	74
III.4.1.	Variation de N.	
III.4.2.	Adaptation des algorithmes.	
III.4.3.	Organigramme d'un cycle de mesure	
III.5.	TEST DES ALGORITHMES PAR SIMULATION ET MESURES REELLES AVEC PENDULE.....	77
III.5.1.	Simulation.	
III.5.1.1.	Caractéristique du bruit.	
III.5.1.2.	Résultats de la simulation.	
III.5.2.	Comparaison de la réponse expérimentale et de la réponse simulée par le modèle.	
III.5.3.	Etude de la dispersion des mesures : précision.	
Chapitre IV. DESCRIPTION DU LOGICIEL.		
IV.1.	PRESENTATION DU SYSTEME D'EXPLOITATION TEMPS REEL .....	86
IV.1.1.	Le Moniteur temps réel.	
IV.1.2.	Concept de tâche sous RTOS.	
IV.1.3.	Gestion des tâches par RTOS.	
IV.1.4.	Organisation du système.	
IV.2.	AFFECTATION DES TACHES.....	89
IV.2.1.	Définition de chaque tâche.....	89
IV.2.1.1.	Tâches d'initialisation (MANIP, DISPA).	
IV.2.1.2.	Tâches à déroulement périodique (REGUL, AQUIS, QNUM, EDITE)	
IV.2.1.3.	Tâche de contrôle.	
IV.2.2.	Communication entre les tâches.....	96
IV.3.	DIAGRAMME GENERAL .....	97
IV.4.	OCCUPATION DE LA MEMOIRE PAR LE LOGICIEL .....	98

## Chapitre V. RESULTATS EXPERIMENTAUX.

V.1. PREPARATION DES ECHANTILLONS ET CONDITIONS EXPERIMENTALES...	100
V.1.1. Préparation des échantillons.	
V.1.2. Conditions expérimentales.	
V.1.3. Mesures anélastiques à température variable	
V.2. RESULTATS EXPERIMENTAUX .....	102
V.3. DISCUSSION.....	102
V.3.1. Exploitation des courbes $Q^{-1}(T)$ .	
V.3.2. Exploitation de la courbe $P(T)$ .	
V.3.3. Significations physiques d'expériences complémentaires.	
V.4. CONCLUSION.....	116

CONCLUSIONS.

ANNEXE A. EQUIPEMENTS REALISES POUR LE CALCULATEUR NOVA 2.

ANNEXE B. REPRESENTATIONS MECANIQUES DU SOLIDE ANELASTIQUE STANDARD.

ANNEXE C.

BIBLIOGRAPHIE.

## INTRODUCTION

Parmi toutes les techniques connues pour l'étude des matériaux, la mesure du frottement intérieur offre des possibilités inégalables dans l'observation et l'étude de phénomènes liés au réseau cristallin et à leur influence sur les propriétés mécaniques.

Mais en pratique, de nombreuses difficultés expérimentales sont rencontrées dans les mesures du frottement intérieur. Celles-ci nécessitent, pour être précises, un grand nombre de points expérimentaux et sont extrêmement longues.

Ceci conduit à manipuler une quantité d'informations considérable qu'il est rationnel de traiter par ordinateur. L'utilisation de ce dernier en temps réel dans la chaîne de mesure permet d'automatiser complètement le déroulement de l'expérience et offre surtout des possibilités nouvelles dans l'analyse des données et la conduite de l'expérience.

En définitive, le pilotage par ordinateur doit permettre une meilleure connaissance du processus.

Nous exposons, dans la première partie de ce mémoire, les principes théoriques qui définissent le frottement intérieur dans le cas de relaxations anélastiques. Puis nous décrivons le dispositif expérimental et les méthodes utilisées pour les mesures. La description de l'installation se poursuit au chapitre II par la présentation du matériel : capteurs, organes de commande et d'acquisitions, nécessaires au pilotage de l'installation par ordinateur.

La partie centrale du mémoire correspond à la partie automatisation où nous présentons les algorithmes de mesures et de commande (chapitre III) ainsi que le logiciel (chapitre IV) qui les concrétisent.

Enfin nous abordons (chapitre V) l'exploitation du dispositif que nous avons réalisé dans l'étude de phénomènes connus ; ce qui permettra de contrôler les qualités du dispositif tout en éclairant les possibilités d'extension à l'étude de problèmes plus délicats et moins connus.

CHAPITRE I

---

LE FROTTEMENT INTERIEUR DANS LES SOLIDES

# LE FROTTEMENT INTERIEUR DANS LES SOLIDES

## INTRODUCTION

Même lorsque sont limités voire supprimés les frottements d'une pièce mécanique avec le milieu extérieur, les vibrations de cette pièce s'amortissent au cours du temps.

Les raisons de cette dissipation d'énergie, de ce "frottement intérieur" tiennent aux caractéristiques structurales intimes de la matière. La migration des atomes, le mouvement des défauts de réseaux (défauts ponctuels, dislocations, précipités, joint de grain...), les transformations de phase, la transmission de la chaleur constituent les causes principales du frottement intérieur.

La dissipation d'énergie par frottement intérieur se manifeste par une relation contrainte - déformation non conservative et donc par un écart à l'élasticité.

Parmi les différentes lois de comportements susceptibles de rendre compte des phénomènes observés, celle qui fournit les meilleurs résultats dans la grande majorité des cas est "l'anélasticité",/1/,/2/,/3/,/4/.

L'exposé des caractéristiques mathématiques du solide anélastique fait l'objet du premier paragraphe de ce chapitre. Nous aborderons ensuite (paragraphe 2) les applications du frottement intérieur à la théorie des métaux et alliages et à leur utilisation. Avant de montrer au cours du paragraphe 4, tout l'intérêt que l'on peut tirer d'une commande des appareils de mesures en temps réel par ordinateur, nous donnerons une description du dispositif mécanique utilisé (paragraphe 3), ainsi que les principes de mesures du frottement intérieur.

### I.1. L'ANELASTICITE

Un solide est anélastique si :

- à l'équilibre, à une contrainte correspond une déformation et une seule et réciproquement.
- l'état d'équilibre est atteint après un laps de temps qui suivant les phénomènes étudiés peut varier de moins de la microseconde à beaucoup plus de la seconde.

- à l'équilibre, la relation contrainte-déformation est linéaire.

### I.1.1. Etude du comportement anélastique

Pour un matériau élastique soumis à une contrainte  $\sigma$ , la déformation  $\epsilon$  est instantanée et suit la loi de Hooke :

$$\sigma = M\epsilon \quad \text{ou} \quad \epsilon = J\sigma \quad \text{avec} \quad M = \frac{1}{J}$$

où  $M$  désigne le module élastique (module d'Young) et  $J$  la complaisance élastique.

Pour un matériau viscoélastique  $\sigma$  et  $\epsilon$  satisfont à l'équation différentielle linéaire suivante :

$$a_0 \sigma + a_1 \frac{d\sigma}{dt} + a_2 \frac{d^2\sigma}{dt^2} + \dots = b_0 \epsilon + b_1 \frac{d\epsilon}{dt} + b_2 \frac{d^2\epsilon}{dt^2} + \dots$$

Afin que la condition d'unicité de la valeur de la contrainte ou de la déformation soit satisfaite et que le solide soit anélastique, l'équation différentielle se limite au 1er ordre et s'écrit :

$$M_r \epsilon + M_u \tau_\epsilon \frac{d\epsilon}{dt} = \sigma + \tau_\sigma \frac{d\sigma}{dt} \quad (\text{I.1.1.-1})$$

$$\text{ou} \quad J_r \sigma + J_u \tau_\sigma \frac{d\sigma}{dt} = \epsilon + \tau_\epsilon \frac{d\epsilon}{dt} \quad (\text{I.1.1.-2})$$

$\tau_\sigma$  et  $\tau_\epsilon$  sont deux constantes homogènes au temps. Leur signification physique sera précisée par la suite.

$M_r$  et  $J_r$  désignant les grandeurs relaxées du module et de la complaisance telles qu'à l'équilibre, lorsque  $\frac{d\sigma}{dt}$  et  $\frac{d\epsilon}{dt}$  tendent vers zéro,  $\sigma$  et  $\epsilon$  soient proportionnelles.

$M_r$  et  $J_r$  sont liées par la relation :  $M_r J_r = 1$

$M_u$  et  $J_u$  correspondent aux grandeurs non relaxées du module et de la complaisance.

$M_u$  représente la pente de la courbe  $\sigma = f(\epsilon)$  quand  $\sigma$  et  $\epsilon$  tendent vers zéro.

$M_u$  et  $J_u$  sont inversement proportionnelles :  $M_u = \frac{1}{J_u}$

L'équivalence des deux écritures (I.1.1.-1) et (I.1.1.-2) de l'équation différentielle du solide anélastique implique que :

$$\tau_\epsilon = \tau_\sigma \frac{J_u}{J_r} = \tau_\sigma \frac{M_r}{M_u} \quad (\text{I.1.1.-3})$$

Or il apparaîtra plus loin que le module relaxé  $M_r$  est inférieur au module relaxé  $M_u$  d'où la relation :

$$\tau_\sigma > \tau_\epsilon$$

Le solide anélastique qui satisfait à l'une des équations différentielles équivalentes précédentes est aussi appelé "solide de Zener" ou "solide linéaire standard".

### I.1.2. Représentations mécaniques

Des équations (I.1.1.-1) et (I.1.1.-2), nous pouvons déduire deux représentations mécaniques équivalentes : l'une définissant le solide de Maxwell, l'autre le solide de Voigt.

Ces modèles sont obtenus en établissant une analogie entre grandeurs mécaniques et grandeurs électriques que nous présentons en annexe.

#### I.1.2.1. Le solide de Maxwell

Cette représentation traduit directement l'équation (I.1.1.-1). Le modèle mécanique obtenu, représenté figure I.1. comporte deux éléments élastiques (ressorts)  $M_r$  et  $(M_U - M_r)$  et un élément de frottement visqueux  $\tau_E (M_U - M_r)$  ("dashpot"). Ce modèle décrit le solide de Maxwell.

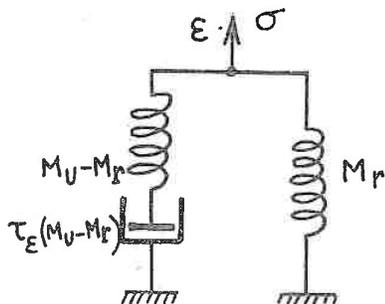


Fig. I.1. Modèle mécanique de Maxwell.

#### I.1.2.2. Le solide de Voigt

Cette représentation traduit directement l'équation (I.1.1.-2). Le modèle mécanique obtenu se compose de deux éléments élastiques  $J_U$  et  $(J_r - J_U)$  et d'un élément de frottement visqueux  $\tau_\sigma \cdot 1/J_r - J_U$ . Ce modèle décrit le solide de Voigt représenté figure I.2.

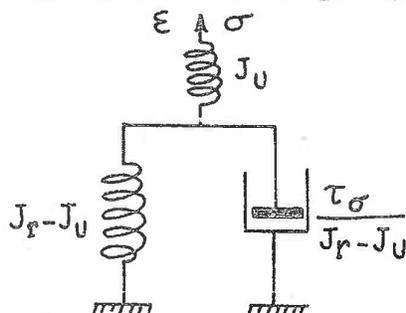


Fig. I.2. Modèle mécanique de Voigt.

### I.1.3. Comportement du solide linéaire standard

Nous étudions le comportement dynamique du matériau pour une variation en échelon de la contrainte d'une part et de la déformation d'autre part. Pour cela,

nous établissons la fonction de transfert du solide linéaire standard en considérant la transformée de Laplace /5/ des équations (I.1.1.-1) et (I.1.1.-2). Cette fonction est définie par le rapport de la transformée de Laplace de la sortie sur celle de l'entrée.

Nous en déduisons ensuite les caractéristiques harmoniques du matériau.

### I.1.3.1. Fonction de transfert du solide linéaire standard

Soient  $\epsilon(p)$  et  $\sigma(p)$  les transformées de Laplace de  $\epsilon(t)$  et  $\sigma(t)$  définies par :

$$\epsilon(p) = \int_0^{\infty} \epsilon(t) e^{-pt} dt$$

$$\text{et } \sigma(p) = \int_0^{\infty} \sigma(t) e^{-pt} dt$$

où  $p$  représente la variable de Laplace.

Nous obtenons alors pour l'équation (I.1.1.1)

$$\epsilon(p) \{ M_r + M_u \tau_\epsilon p \} = \sigma(p) \{ 1 + \tau_\epsilon p \}$$

Or d'après (I.1.1.-3), nous avons :

$$M_u \tau_\epsilon = M_r \tau_\sigma$$

Nous en déduisons la fonction de transfert qui s'écrit par définition :

$$\frac{\epsilon(p)}{\sigma(p)} = \frac{1}{M(p)} \quad \text{avec} \quad M(p) = M_r \frac{1 + \tau_\sigma p}{1 + \tau_\epsilon p}$$

De même pour (I.1.1.-2), la fonction de transfert s'écrit :

$$\frac{\epsilon(p)}{\sigma(p)} = J(p) \quad \text{avec} \quad J(p) = J_r \cdot \frac{1 + \tau_\epsilon p}{1 + \tau_\sigma p}$$

$$\text{d'où} : \quad \frac{\epsilon(p)}{\sigma(p)} = J(p) = \frac{1}{M(p)}$$

### I.1.3.2. Réponses à un échelon de contrainte et de déformation

La réponse à un échelon de contrainte d'amplitude  $\sigma_0$  se déduit de la relation :

$$\epsilon(p) = J(p) \cdot \sigma(p) \quad \text{avec} \quad \sigma(p) = \frac{\sigma_0}{p}$$

En considérant la transformée inverse de  $\epsilon(p)$ , la réponse  $\epsilon(t)$  s'écrit :

$$\epsilon(t) = \sigma_0 J_r \left\{ 1 - \left( 1 - \frac{\tau_\epsilon}{\tau_\sigma} \right) e^{-t/\tau_\sigma} \right\}$$

ou encore, en exprimant en fonction de  $\tau_\sigma$  uniquement :

$$\epsilon(t) = \sigma_0 \{J_r - (J_r - J_u)e^{-t/\tau_\sigma}\}$$

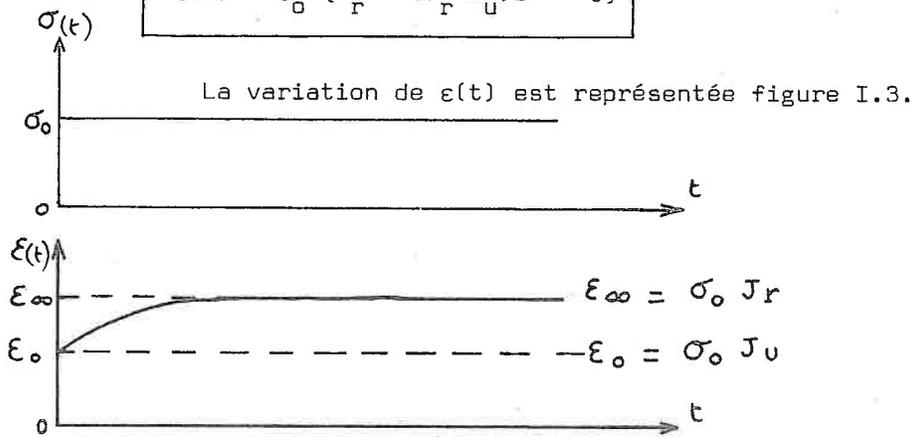


Figure I.3. Réponse de la déformation  $\epsilon(t)$  à un échelon de contrainte  $\sigma(t)$ .

La valeur de la déformation à l'origine  $\epsilon_0$  est proportionnelle à la complaisance non relaxée  $J_u$  et la valeur en régime établi  $\epsilon_\infty$  à la complaisance relaxée  $J_r$ .

La constante  $\tau_\sigma$  est appelée temps de relaxation à contrainte constante.

De la même façon, la réponse  $\sigma(t)$  à un échelon de déformation d'amplitude  $\epsilon_0$  s'exprime par :

$$\sigma(p) = M(p) \epsilon(p) \quad \text{avec} \quad \epsilon(p) = \frac{\epsilon_0}{p}$$

d'où

$$\sigma(t) = \epsilon_0 \{M_r - (M_r - M_u)e^{-t/\tau_\epsilon}\}$$

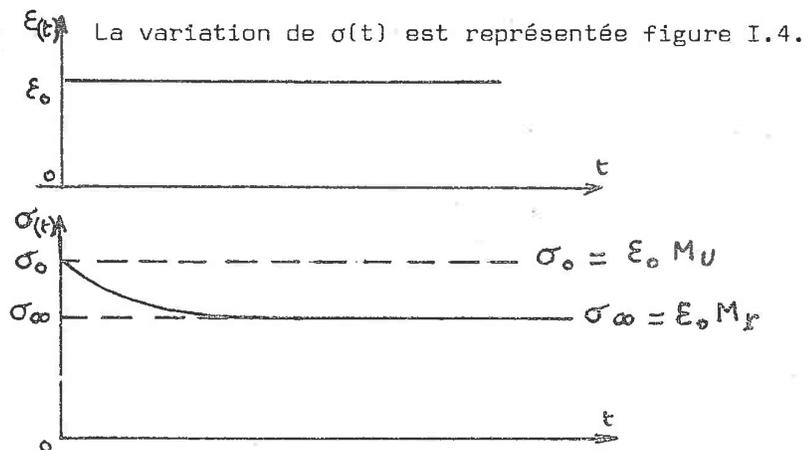


Fig. I.4. Réponse de la contrainte  $\sigma(t)$  à un échelon de déformation  $\epsilon(t)$ .

La valeur de la contrainte  $\sigma_0$  est proportionnelle au module non relaxé  $M_u$  et la valeur en régime établi  $\sigma_\infty$  au module relaxé  $M_r$ .

La constante  $\tau_\epsilon$  est appelée temps de relaxation à déformation constante.

En pratique,  $\tau_\sigma$  et  $\tau_\epsilon$  diffèrent de quelques % et les temps de relaxation observés varient suivant les matériaux et le type de phénomènes étudiés, de moins de la micro-seconde à beaucoup plus de la seconde.

### I.1.3.3. Comportement en régime harmonique

En régime harmonique, la fonction de transfert  $\frac{\epsilon(p)}{\sigma(p)}$  s'écrit :

$$\frac{\epsilon(j\omega)}{\sigma(j\omega)} = \frac{1}{M(j\omega)} \quad \text{avec} \quad M(j\omega) = M_r \frac{1 + \tau_\sigma j\omega}{1 + \tau_\epsilon j\omega}$$

$M(j\omega)$  est le module élastique complexe

#### Etude du module de $M(j\omega)$

Le module  $M(\omega)$  de  $M(j\omega)$  s'exprime par :  $M(\omega) = M_r \left( \frac{1 + (\tau_\sigma \omega)^2}{1 + (\tau_\epsilon \omega)^2} \right)^{\frac{1}{2}}$

La variation de  $M(\omega)$  exprimée en décibel en fonction du logarithme décimal de  $\omega$  est représenté figure I.5.

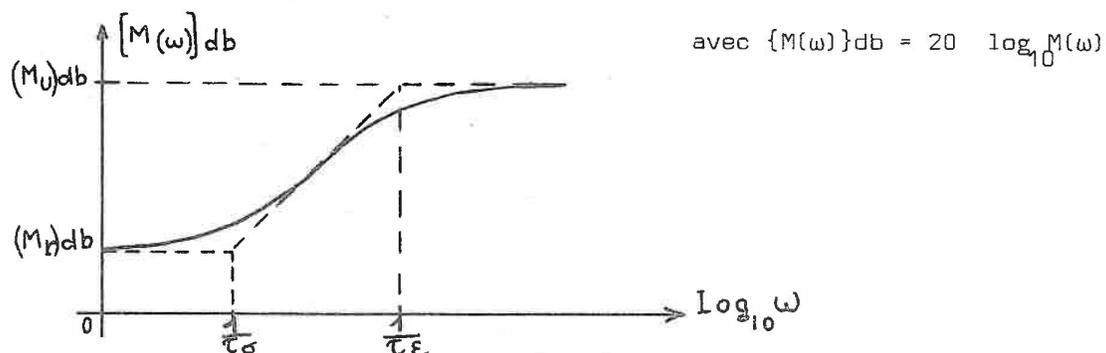


Fig. I.5. Variation de  $\{M(\omega)\}$  db en fonction de  $\log \omega$ .

Lorsque  $\omega$  tend vers 0 la valeur du module tend vers celle du module relaxé et vers celle non relaxé lorsque  $\omega$  devient très supérieur à  $\frac{1}{\tau_\sigma}$  ou  $\frac{1}{\tau_\epsilon}$ .

#### Etude de la phase de $M(j\omega)$

La phase  $\phi$  de  $M(j\omega)$  est définie par  $\text{tg } \phi = \frac{\text{Im}\{M(j\omega)\}}{\text{Re}\{M(j\omega)\}}$

La tangente a pour expression :

$$\text{tg } \phi = \frac{\omega(\tau_\sigma - \tau_\epsilon)}{1 + (\omega\tau_\sigma\tau_\epsilon)^2}$$

La figure I.6. représente la variation de  $\text{tg } \phi$  en fonction de  $\log \omega$

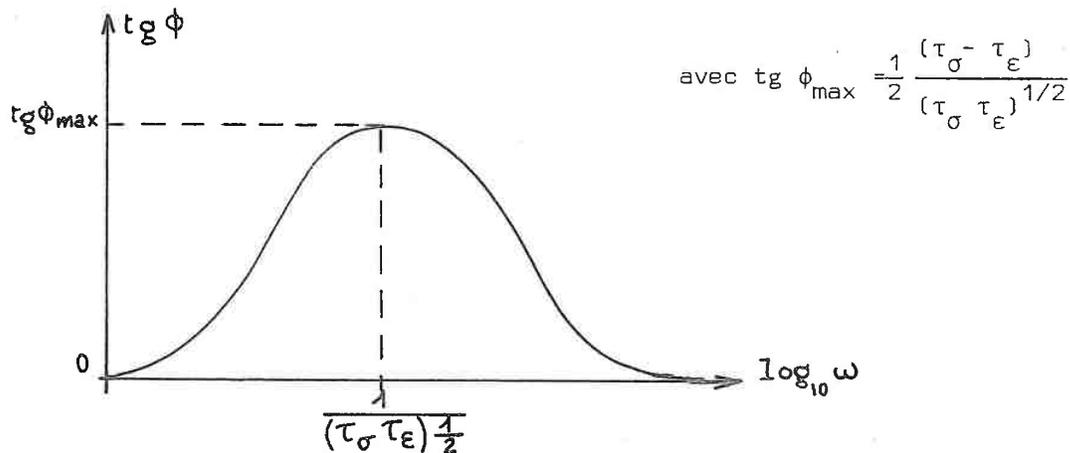


Fig. I.6. Variation de  $\text{tg } \phi(\omega)$  en fonction de  $\log \omega$

La courbe  $\text{tg } \phi$  présente un maximum pour  $\omega = (\tau_{\sigma} \tau_{\epsilon})^{-1/2}$  et tend vers zéro quand  $\omega$  tend vers zéro ou vers l'infini.

En posant :  $\tau = (\tau_{\sigma} \tau_{\epsilon})^{1/2}$ ,  $M = (M_r M_u)^{1/2}$  et  $\Delta M = M_u - M_r$ ,

nous obtenons d'après (I.1.1.-3)

$$\text{tg } \phi(\omega\tau) = \text{tg } \phi_{\text{max}} \frac{2\omega\tau}{1 + (\omega\tau)^2} \quad \text{I.1.3.3.-1}$$

avec

$$\text{tg } \phi_{\text{max}} = \frac{1}{2} \frac{\Delta M}{M} \quad \text{I.1.3.3.2}$$

Nous constatons donc lorsque  $\omega$  varie, une variation du module de  $M(j\omega)$  qui s'accompagne d'un déphasage entre contrainte et déformation. Pour des fréquences très faibles le module tend vers sa valeur relaxée et aucun déphasage n'apparaît, pour des fréquences élevées, le module tend vers sa valeur non relaxée et le déphasage disparaît. Dans ces deux cas, aucune différence de comportement n'est constatée entre anélasticité et élasticité.

Par contre entre ces deux extrêmes, le module évolue et un déphasage apparaît. Ceci indique qu'il y a dissipation d'énergie au cours du cycle de déformation non conservatif et dissipation d'énergie par frottement intérieur. Cette dissipation caractérisée par  $\text{tg } \phi$  constitue une mesure du frottement intérieur.

La courbe (fig. I. 6.) est appelée spectre de frottement intérieur. L'amplitude du pic constaté dans cette courbe est reliée à la variation relative du module  $M$  par la relation I.1.3.3.-2.

Pour préciser la signification physique de la phase, examinons quelle est la dissipation d'énergie au cours d'un cycle de déformation.

En régime harmonique forcé, la contrainte  $\sigma(t)$  et la déformation  $\varepsilon(t)$  s'expriment par :

$$\sigma(t) = \sigma_0 e^{j\omega t}$$

et 
$$\varepsilon(t) = \varepsilon_0 e^{j(\omega t - \phi)}$$

Soit  $\Delta W$  l'énergie dissipée au cours d'un cycle, celle-ci a pour expression, en ne considérant que la partie réelle :

$$\Delta W = \int_{\omega t=0}^{\omega t=2\pi} \sigma d\varepsilon = \sigma_0 \varepsilon_0 \pi \sin \phi$$

Soit  $W_M$  l'énergie élastique maximale atteinte au cours du cycle, celle-ci s'écrit :

$$W_M = \frac{1}{2} \varepsilon_0 \sigma_0$$

D'où la relation : 
$$\frac{\Delta W}{W_M} = 2\pi \sin \phi$$

Or en pratique  $\phi$  est petit donc :  $\sin \phi \approx \text{tg } \phi \approx \phi$

Nous obtenons donc : 
$$\text{tg } \phi \approx \phi \approx \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta W}{W_M} \quad (\text{I.1.3.3.-3})$$

Le frottement intérieur est donc le rapport de l'énergie dissipée par cycle à l'énergie élastique maximale atteinte au cours du cycle.

Cette définition est la plus générale du frottement intérieur, quelle que soit son origine.

Dans le cas où l'excitation harmonique est supprimée, le mouvement propre du matériau s'amortit. Nous montrons (I.3.22) que  $\phi$  est lié au décrement logarithmique des oscillations libres par la relation :

$$\text{tg } \phi = \frac{\delta}{\pi}$$

## I.2. INTERET DE LA CONNAISSANCE DU FROTTEMENT INTERIEUR

Les quelques phrases que nous consacrons ici à illustrer le domaine des applications du frottement intérieur sont forcément très schématiques. A notre connaissance, aucun ouvrage si complet soit-il n'en traite tous les aspects ; citons cependant deux livres récents (1972) :

"Internal friction of structural defects in crystalline solids" de R. De Baptist.

"Anelastic relaxation in crystalline solids" de A.S. Nowick et B.S. Berry.

Pratiquement, la mesure du frottement intérieur ou de l'atténuation ultrasonore revêt un intérêt considérable dans l'étude des corps solides-métalliques, ioniques ou covalents, d'origine minérale ou organique, de structure cristallisée ou amorphe. Ces mesures fournissent d'irremplaçables résultats sur les phénomènes de diffusion, sur les phénomènes d'ordre, de précipitation ou de changement de phase, sur la structure de défauts ponctuels, sur des concentrations en impuretés... Les problèmes d'intérêt fondamental ou appliqué qui touchent à la déformation plastique sont en totalité ou en partie résolus par des mesures du frottement intérieur. Que l'on étudie des phénomènes de diffusion liés à l'effet Tunnel ou la fatigue des alliages, l'application des mesures de frottement intérieur peut être limitée au seul domaine de la métallurgie sans que la monotonie ne soit à craindre.

### I.3. DESCRIPTION DU DISPOSITIF MECANIQUE ET PRINCIPES DE MESURE

Les conditions d'observations du frottement intérieur varient beaucoup suivant la nature cristalline du matériau, les impuretés qu'il contient, le traitement subi, les conditions thermiques et surtout de la fréquence avec laquelle on sollicite le matériau.

Celle-ci doit être en accord avec le temps de relaxation  $\tau$  caractérisant le matériau.

Le domaine de fréquence étudiée va du cent millième de Hertz à une cent aine de Gigahertz. A chaque gamme de fréquence correspond un type d'appareil de mesure du frottement intérieur.

Entre les méthodes quasistatiques et les méthodes à moyennes (kHz) et hautes fréquences (>MHz) se situe le domaine qui de  $10^{-1}$  à  $10^2$  Hz est susceptible d'être étudié avec l'appareil que nous utilisons et qui seul sera décrit.

Le dispositif expérimental employé est un pendule de torsion inversé.

#### I.3.1. Description du pendule utilisé

L'appareil de mesures, installé au Laboratoire de Métallurgie de l'Ecole des Mines à Nancy par J. Foct et G.K. Hoang est présenté figures I.7. et I.8.

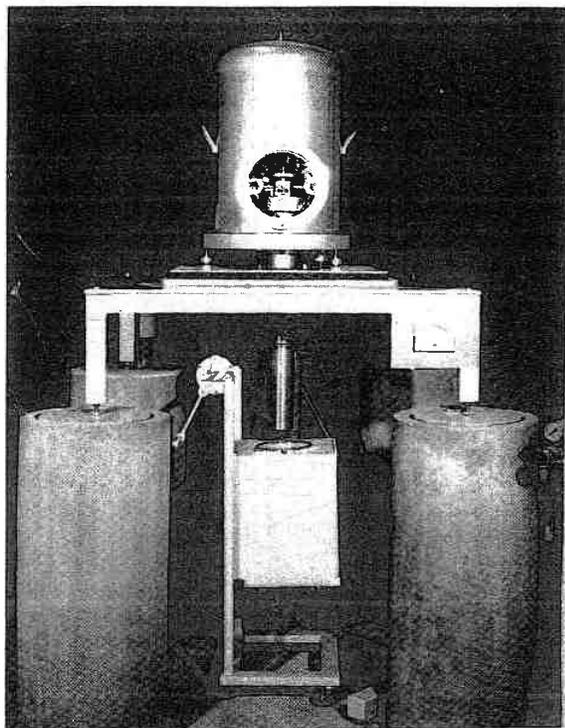
Ce dispositif permet d'effectuer l'étude du comportement anélastique d'éprouvettes métalliques filiformes. Les mesures sont faites à une fréquence voisine de 1 Hz, sous vide et dans une gamme de température allant du point d'ébullition de l'azote à environ 1000°K.

Les recherches effectuées avec cet appareil concernant essentiellement l'étude des effets anélastiques dans des solutions solides interstitielles, / 6/ , /7/ , /8/ , /9/.

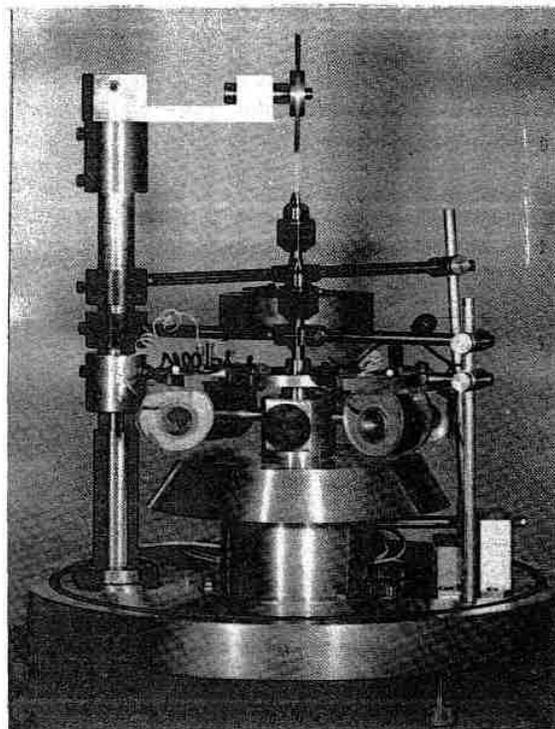
Rappelons brièvement les principales caractéristiques de ce dispositif mécanique.

##### I.3.1.1. Caractéristiques du pendule .....

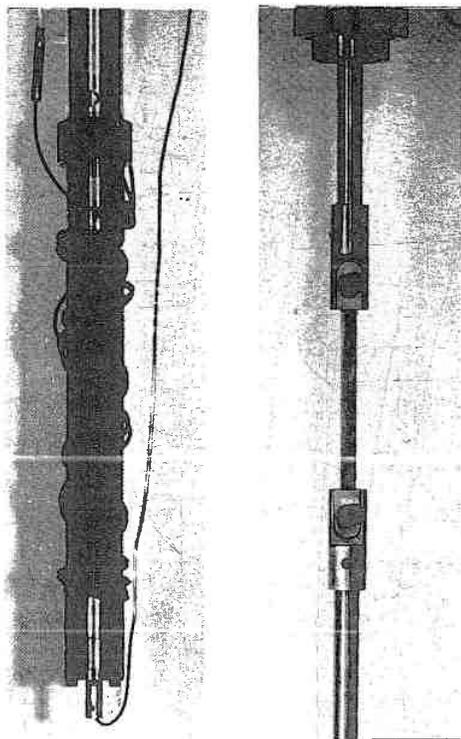
Pour éviter de soumettre l'échantillon à une contrainte de traction statique, le pendule est de type inversé (fig. I.8.). Le domaine de fréquence s'étend de 0,1 à 10 Hz suivant les échantillons et les volants d'inertie utilisés.



a. Pendule de torsion.



b. Partie supérieure du pendule.



c. Four et échantillon

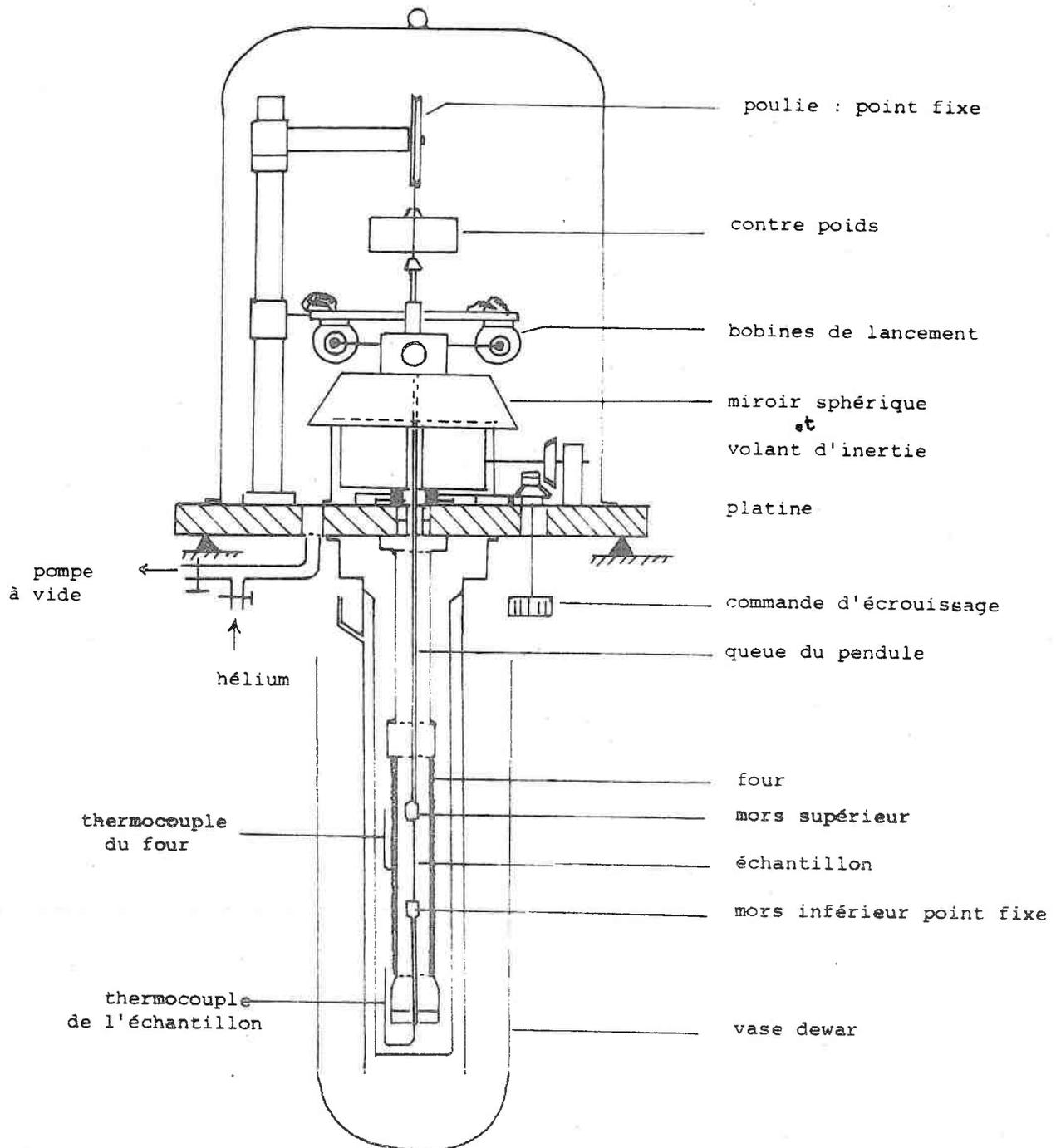


Fig. I.8. Schéma du pendule.

Le fil de suspension qui relie le volant d'inertie au contre poids par l'intermédiaire d'une poulie est choisi de manière à n'exercer qu'un couple de rappel négligeable par rapport à celui de l'échantillon.

Le pendule est installé sur un socle très lourd en béton et comporte un dispositif d'amortissement à trois rigidités différentes afin d'éliminer les vibrations parasites venant de l'extérieur.

L'ensemble peut fonctionner sous vide primaire ou sous faible atmosphère d'hélium ou d'hydrogène. Un système composé d'engrenages permet d'effectuer un écrouissage sur l'échantillon. La mise en oscillation du système et le contrôle de son amplitude est assuré par des bobines fixes et des noyaux de fer doux solidaires du volant.

#### I.3.1.2. Ensemble four - éprouvette

L'éprouvette se trouve fixée dans la partie inférieure du pendule et à l'intérieur d'un four constitué par un tube de cuivre sur lequel est enroulé une résistance "thermocoax" ( $50 \Omega$ , 400W).

L'ensemble four - éprouvette est enfermé dans un tube acier inoxydable dont les parois sont, suivant le domaine de température étudiée, baignées d'azote liquide ou d'eau froide. La température peut varier entre  $80^\circ\text{K}$  et  $1000^\circ\text{K}$ .

Un thermocouple chromel-alumel placé dans le mors inférieur fixe permet de mesurer une température que nous assimilons à celle de l'échantillon.

#### I.3.2. Principes de mesure des effets anélastiques par pendule de torsion

Deux principes de mesure sont utilisés correspondant à deux modes de fonctionnement différents (mise en oscillation à amplitude de déformation constante, ou mise en oscillation libre).

Afin de préciser ceci, considérons un matériau sollicité en torsion comme l'indique le schéma de la figure I.9.

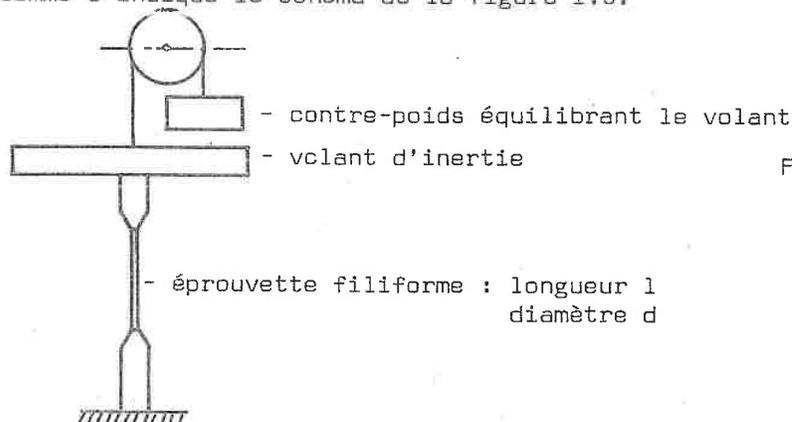


Fig. I.9. Pendule de torsion.

L'équation décrivant le système mécanique est :

$$I \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + Cy(t) = \gamma(t) \quad \text{avec } I : \text{inertie du volant}$$

C : couple de rappel créé par l'éprouvette  
 $\gamma(t)$  : couple appliqué au pendule  
 y : déplacement angulaire.

Le couple de rappel s'exprime par :

$$C = k_1 G \frac{d^4}{1} \quad \text{où } \begin{cases} k_1 & \text{constant} \\ G & \text{représente le module élastique de cisaillement} \end{cases}$$

G est proportionnel au module d'Young.

Soit :  $G = k_2 M$        $k_2$  : constante

d'où  $C = k_3 M$        $k_3$  : constante.

Le couple de rappel est aussi proportionnel à M.

Nous en déduisons la fonction de transfert du système mécanique :

$$\frac{Y(p)}{\Gamma(p)} = \frac{1}{Ip^2 + C(p)}$$

où  $Y(p)$  représente la transformée de Laplace de  $y(t)$   
 et  $\Gamma(p)$  celle de  $\gamma(t)$ .

L'expression de  $C(p)$  s'écrit :       $C(p) = k_3 M(p)$

or d'après I.1.3.-1       $M(p) = M_r \frac{1+\tau_\sigma p}{1+\tau_\epsilon p}$

donc :  $C(p) = C_o \frac{1+\tau_\sigma p}{1+\tau_\epsilon p}$        $C_o$  : constante

En régime harmonique établi, le couple appliqué s'écrit :

$$\Gamma(j\omega) = \Gamma_o e^{j\omega t}$$

d'où  $C(j\omega) = C_o \frac{1+j\omega\tau_\sigma}{1+j\omega\tau_\epsilon} = C_o \frac{M(\omega)}{\{1+\text{tg}^2 \phi(\omega)\}^{1/2}} \{1+j \text{tg} \phi(\omega)\}$

$M(\omega)$  représente le module de  $M(j\omega)$  défini en I.1.3.3 et  $\text{tg} \phi(\omega)$  la phase.

En pratique,  $\text{tg} \phi(\omega)$  est petit, donc :  $\text{tg}^2 \phi(\omega) \ll 1$

Ce qui entraîne  $C(j\omega) \approx C_0 M(\omega) \{1 + j \operatorname{tg} \phi(\omega)\}$

La fonction de transfert s'écrit alors :

$$\frac{Y(j\omega)}{\Gamma(j\omega)} = \frac{1}{-I\omega^2 + C_0 M(\omega) + j C_0 M(\omega) \operatorname{tg} \phi(\omega)}$$

soit encore :

$$\frac{Y(j\omega)}{\Gamma(j\omega)} = \frac{\frac{1}{C_0 M(\omega)}}{1 + j \operatorname{tg} \phi(\omega) - \frac{I}{C_0 M(\omega)} \omega^2}$$

Nous pouvons identifier ce système à un système du 2ème ordre défini par :

$$\frac{Y(j\omega)}{\Gamma(j\omega)} = \frac{K}{1 + j 2\xi \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

où  $\xi$  représente le facteur d'amortissement,

$\omega_0$  " la pulsation propre

et  $K$  le gain statique.

$$\begin{aligned} \text{Nous obtenons : } \xi &= \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega_0}{\omega} \operatorname{tg} \phi(\omega) \\ \omega_0^2 &= \frac{C_0}{I} M(\omega) \end{aligned}$$

Nous constatons donc que  $\xi$  et  $\omega_0$  dépendent de  $\omega$ .

En excitant le système au voisinage de sa fréquence propre, soit  $\omega \approx \omega_0$ , nous avons :

$$\begin{aligned} \xi &= \frac{1}{2} \operatorname{tg} \phi(\omega_0) \\ \omega_0^2 &= \frac{C_0}{I} M(\omega_0) \end{aligned}$$

Dans ces conditions, mesurer le frottement intérieur et le module élastique revient donc à identifier un système du 2ème ordre.

Nous pouvons constater l'analogie entre  $\operatorname{tg} \phi$  et l'inverse d'un coefficient de surtension  $Q$ .

$$\text{Nous savons que : } \frac{1}{Q} = 2\xi \quad \text{d'où : } Q^{-1} = \operatorname{tg} \phi$$

La notation  $Q^{-1}$  est couramment employée pour désigner le frottement intérieur.

Pour mesurer  $Q^{-1}$  en fonction de la fréquence, il suffirait de faire varier  $\omega_0$ , en modifiant l'inertie du volant par exemple, et de déterminer le facteur d'amortissement correspondant.

En fait, cette méthode se révèle très délicate et n'est pas utilisée.

Un autre principe est employé pour modifier  $\omega_0$ .

La relation I.1.3.3-2 montre que le frottement intérieur est une fonction de  $\omega\tau$  ( $\tau$  temps de relaxation).

Or, d'après la relation d'Arrhénius,  $\tau$  est lié à la température absolue par :

$$\tau = \tau_0 e^{\frac{E}{kT}}$$

où  $k$  est la constante de Boltzman

$E$  l'énergie d'activation

et  $T$  la température absolue.

En agissant sur  $T$ , on provoque une variation de  $\omega\tau$ , et par conséquent de  $\text{tg } \phi$  et de  $M$ . Ce qui implique une modification des paramètres  $\xi$  et  $\omega_0$  du système.

En imposant à  $T$  une variation dans un intervalle suffisant et compatible avec une bonne probabilité d'observation du phénomène, nous pouvons obtenir le spectre du frottement intérieur en mesurant  $\text{tg } \phi = f(T)$ .

Les variations de module se déduisent des variations de pulsation propre par la relation :

$$\omega_0^2 = \frac{C_0}{I} M$$

Soit, en considérant les variations relatives :

$$\frac{\Delta M}{M} = 2 \frac{\Delta \omega_0}{\omega_0}$$

La variation relative du module est proportionnelle à la variation relative de la pulsation propre.

#### I.3.2.1. Méthode de mesure à amplitude constante .....

Cette méthode utilise la définition du frottement intérieur donnée par la relation I.1.3.3.-3.

Elle consiste à exciter le pendule à sa fréquence de résonance en maintenant constante l'amplitude de l'oscillation. L'énergie fournie au système compense la dissipation d'énergie dans l'éprouvette. La variation d'énergie nécessaire au maintien de l'amplitude est directement proportionnelle à  $Q^{-1}$ .

En agissant sur la température  $T$ , le spectre de frottement est enregistré en continu. Simultanément, on mesure l'évolution de la pulsation propre qui représente celle du module élastique.

Cette méthode a l'avantage de fournir un enregistrement direct des fonctions  $Q^{-1} = f(T)$  et  $\frac{\Delta M}{M} = g(T)$  mais elle nécessite un étalonnage pour exprimer les résultats en absolu.

Cette méthode est cependant limitée en précision du fait des difficultés rencontrées dans la mesure de l'énergie.

### I.3.2.2. Méthode de mesure en oscillation libre

En partant d'une certaine valeur initiale  $y_0$  de l'amplitude de l'oscillation, on supprime l'excitation. On constate alors que l'amplitude du mouvement propre du pendule décroît en fonction du temps. Cette atténuation caractérise le frottement intérieur.

L'équation du mouvement représente la réponse impulsionnelle du système mécanique.

La fonction de transfert étant assimilée à un système du 2ème ordre, la réponse impulsionnelle s'écrit :

$$y(t) = y_0 e^{-\xi\omega_0 t} \sin(\omega_d t + \theta)$$

où  $\omega_d$  représente la pseudo pulsation définie par :  $\omega_d = \omega_0 \{1 - \xi^2\}^{1/2}$

et  $\theta$  le déphasage.

Nous savons que :  $\xi = \frac{1}{2} \operatorname{tg} \phi$

Or  $\operatorname{tg} \phi$  est petit, donc  $\xi^2 \ll 1$

$$\text{d'où } \omega_d \approx \omega_0$$

$\xi$  s'exprime en fonction du décrément logarithmique  $\delta$  par :  $\xi\omega_0 = \frac{\delta}{P}$

$P$  étant la pseudo période

et  $\delta = \frac{1}{n} \log \left( \frac{y_M(t_i)}{y_M(t_i + nT)} \right)$  où  $y_M(t_i)$  est l'amplitude maximale au temps  $t_i$   
et  $y_M(t_i + nT)$  celle au temps  $(t_i + nT)$

Nous obtenons alors :

$$\delta = \xi\omega_0 P = \frac{2\pi \xi}{\sqrt{1 - \xi^2}} \approx 2\pi \xi$$

d'où le résultat :  $Q^{-1} = \operatorname{tg} \phi = \frac{\delta}{\pi}$

Le frottement intérieur est proportionnel au décrément logarithmique. Cette méthode conduit à une meilleure précision sur  $\operatorname{tg} \phi$ ,  $\delta$  étant facilement mesurable.

Le spectre de frottement intérieur est obtenu point par point en fonction de la température.

La variation relative de pseudo pulsation mesure la variation relative du module.

Pour notre application, nous utiliserons cette méthode de préférence à la première.

#### I.4. INTERET DU PILOTAGE DU PENDULE PAR CALCULATEUR

En pratique, la mesure directe non automatisée du frottement intérieur se heurte à de nombreuses difficultés expérimentales, fragilité des installations, absence de mesure simple de l'amplitude de déformation en fonction du temps, durée des mesures longues, ... La principale conséquence est donc une lenteur nuisible aussi bien sur le plan fondamental dans le cas de travaux portant sur les phénomènes évolutifs que sur le plan des applications industrielles.

L'automatisation a dans tous les cas permis de remédier à la durée excessive des mesures. Pour la plupart, les installations automatisées sont de type analogique et fonctionnent suivant l'un ou l'autre des deux principes définis paragraphe I.3. /10/.

Malgré l'énorme intérêt que présentent ces installations, elles fonctionnent en "boucle ouverte" par rapport au déroulement de l'expérience. L'introduction d'une commande en temps réel par ordinateur dans la chaîne de mesure offre des possibilités considérables. En gros, le traitement immédiat des valeurs expérimentales permet d'infléchir le cycle de mesures soit en évitant des mesures inutiles, soit en imposant des mesures complémentaires non pratiquées en début d'expérience. Il est possible également d'optimiser un cycle de mesures de façon à réduire au minimum l'influence de transformations irréversibles. Ce fonctionnement en boucle fermée présente donc des possibilités tout à fait intéressantes pour agir sur le processus en suivant l'évolution du matériau. En définitif, l'intérêt de la commande et de l'acquisition par ordinateur nous apparaît pour les mesures de frottement intérieur triple :

- Amélioration de la précision des mesures et accélération de l'acquisition.
- Optimisation du cycle d'expérience en fonction des résultats instantanés.
- Augmentation du nombre de points expérimentaux permettant un traitement numérique des données et l'application de tests statistiques lors de la confrontation avec des modèles théoriques.

CHAPITRE II

---

CHAINE DE CONTROLE ET DE MESURE

# CHAINE DE CONTROLE ET DE MESURE

## INTRODUCTION

Le pilotage du pendule de torsion nécessite la mise en oeuvre d'un important appareillage électronique destiné d'une part à mesurer les grandeurs qui permettent de définir le comportement anélastique du matériau étudié et d'autre part à l'élaboration des signaux de commande nécessaires au contrôle du pendule.

La description des capteurs employés et des organes de commande que nous avons réalisés fait l'objet de ce second chapitre.

### II.1. DESCRIPTION GENERALE DE L'INSTALLATION

L'installation destinée à piloter le pendule de torsion a été conçue autour d'un mini ordinateur NOVA 2-10 DATA GENERAL à vocation industrielle réalisant les fonctions de commande vers le processus, d'acquisition des données venant du processus et de traitement numérique de celles-ci.

La figure II.1. donne une vue d'ensemble de l'installation.

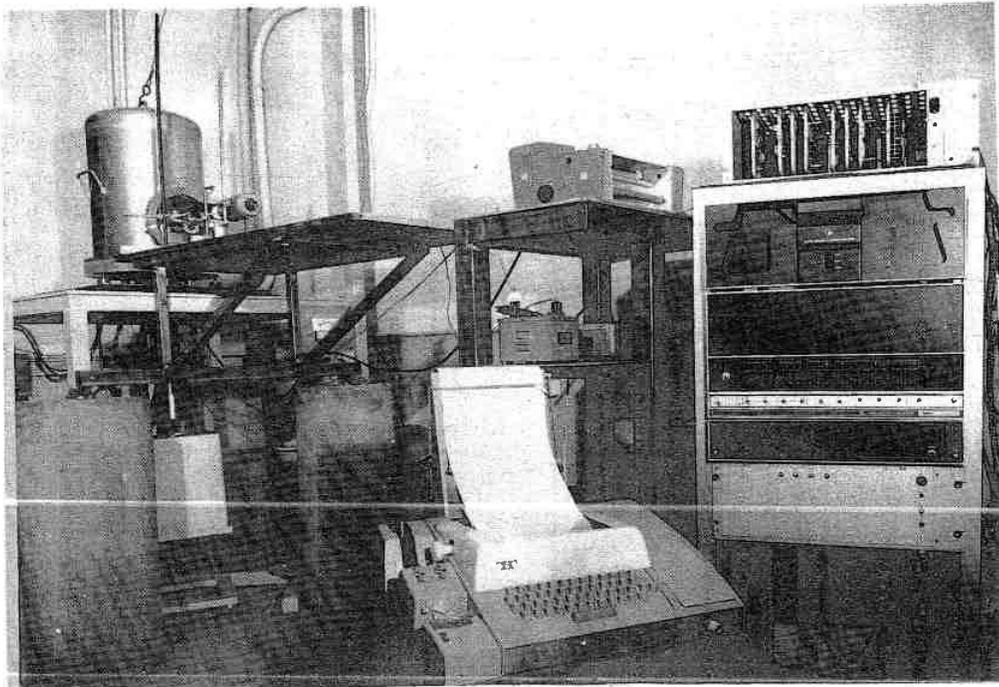


Fig. II.1. Vue d'ensemble de l'installation, où l'on distingue :

- à gauche, le pendule sous cloche à vide
- à droite, le ordinateur NOVA 2 et son téléimprimeur
- au centre, l'équipage portant le capteur de déplacement.

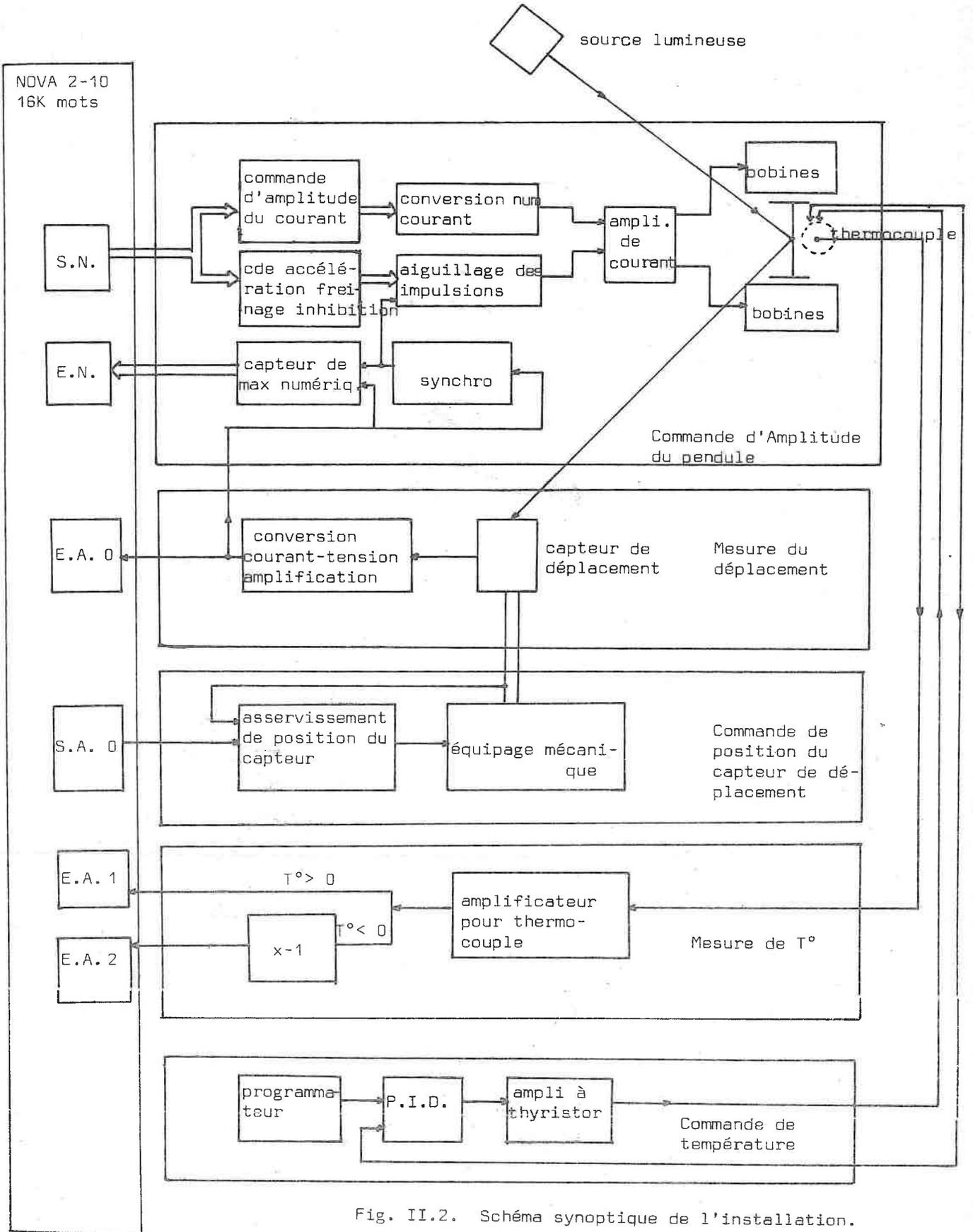


Fig. II.2. Schéma synoptique de l'installation.

### II.1.1. Schéma synoptique - Définition des commandes et des grandeurs de sorties du processus

Sur le schéma synoptique de la figure II.2., nous avons fait apparaître outre le calculateur, qui sera décrit au paragraphe suivant, cinq sous-ensembles distincts réalisant chacun une fonction particulière, soit :

- la commande de l'amplitude de l'oscillation du pendule
- la mesure du déplacement angulaire par capteur photo-sensible
- la commande de position du capteur de déplacement
- la mesure de la température de l'échantillon
- la commande de la température du four entourant l'échantillon.

Nous pouvons déduire de ce schéma une représentation plus générale donnée par le système multivariable de la figure II.3. où nous définissons les différentes commandes et grandeurs de sorties du système.

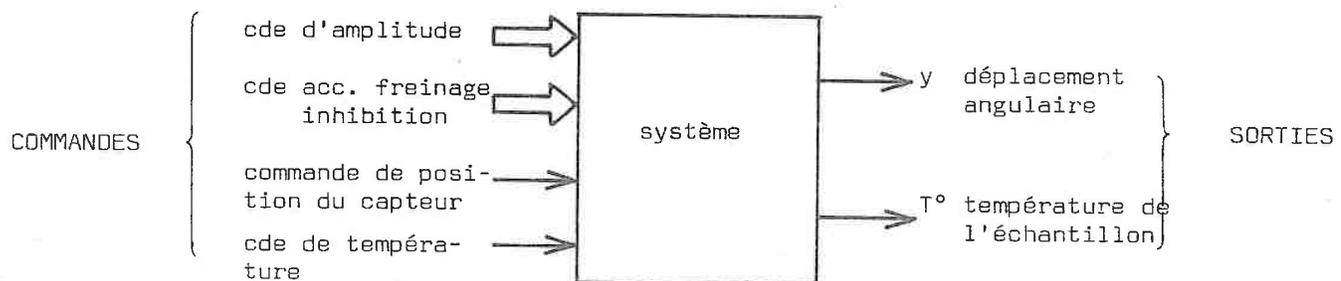


Fig.II.3. Schéma bloc du système.

Les sorties du système, déplacement angulaire  $y$  et température  $T$  de l'échantillon, se présentent sous forme analogique. Elles sont échantillonnées, converties en numérique par l'intermédiaire de la chaîne d'entrées analogiques du calculateur, puis traitées par ce dernier.

Les commandes d'amplitude, d'accélération, de freinage, d'inhibition, permettent de contrôler l'oscillation du pendule. Elles sont de nature digitale et fournies sous forme parallèle par le calculateur.

#### commande

La ~~commande~~ commande de position du capteur de déplacement a pour but de centrer ce dernier sur la position d'équilibre du pendule. Une sortie analogique du calculateur réalise cette commande.

La commande en température du four entourant l'échantillon, est délivrée par un programmeur donnant une consigne (rampe, paliers, etc.) à un

asservissement composé d'un correcteur P.I.D. (proportionnel intégral dérivé) et d'un amplificateur de puissance à thyristors.

### II.1.2. Configuration du calculateur utilisé

Le mini ordinateur NOVA 2 employé pour nos travaux est un calculateur destiné aux applications temps réel. Le schéma de la figure II.4. définit les divers équipements qui le composent.

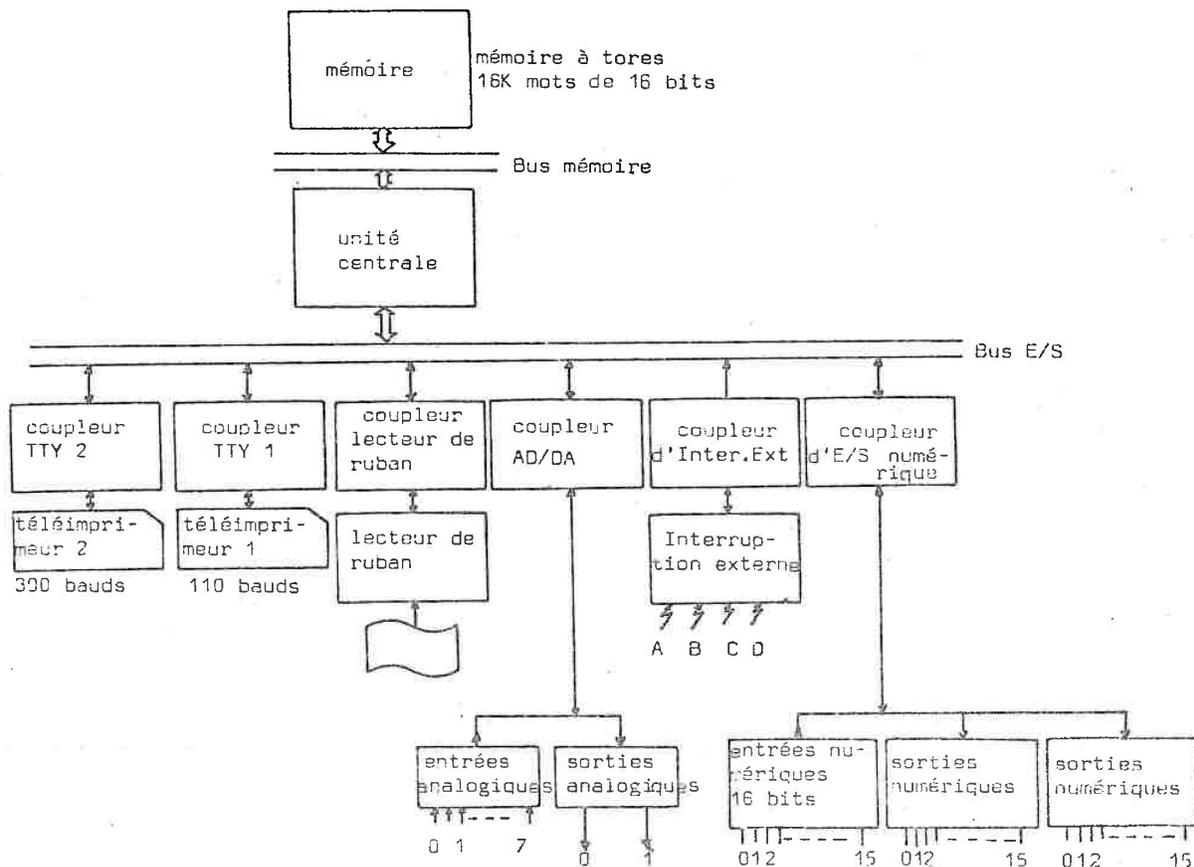


Fig. II.4. Configuration du calculateur utilisé

Le calculateur comporte une mémoire à tores de ferrite de 16 K mots de 16 bits et dont le cycle de base est de 1  $\mu$ s.

L'équipement en organes d'entrées-sorties comporte les périphériques suivants :

### II.1.2.1. Entrées-sorties de service

- un lecteur rapide de ruban (vitesse de lecture 300 lignes par seconde) pour le chargement des programmes

- deux téléimprimeurs pour la lecture et l'écriture de caractères alphanumériques. L'une utilisée pour converser avec le système de gestion (vitesse d'écriture 110 bauds), l'autre utilisée pour l'édition de résultats sur papier (vitesse d'écriture 300 bauds).

### II.1.2.2. Entrées-sorties industrielles

#### - chaîne d'acquisition et de commande analogique

L'ensemble comporte huit entrées différentielles multiplexées composé de :

- un multiplexeur (vitesse maximale de fonctionnement 32 KHz)
- un amplificateur différentiel à haute impédance d'entrée (10 M $\Omega$ )
- un échantillonneur-bloqueur (d'ordre 0)
- un convertisseur analogique-numérique de 12 bits. L'échelle de fonctionnement allant de 0 à + 10 V, la vitesse de conversion étant de 24  $\mu$ s.

La figure II.5. donne un schéma de cet ensemble.

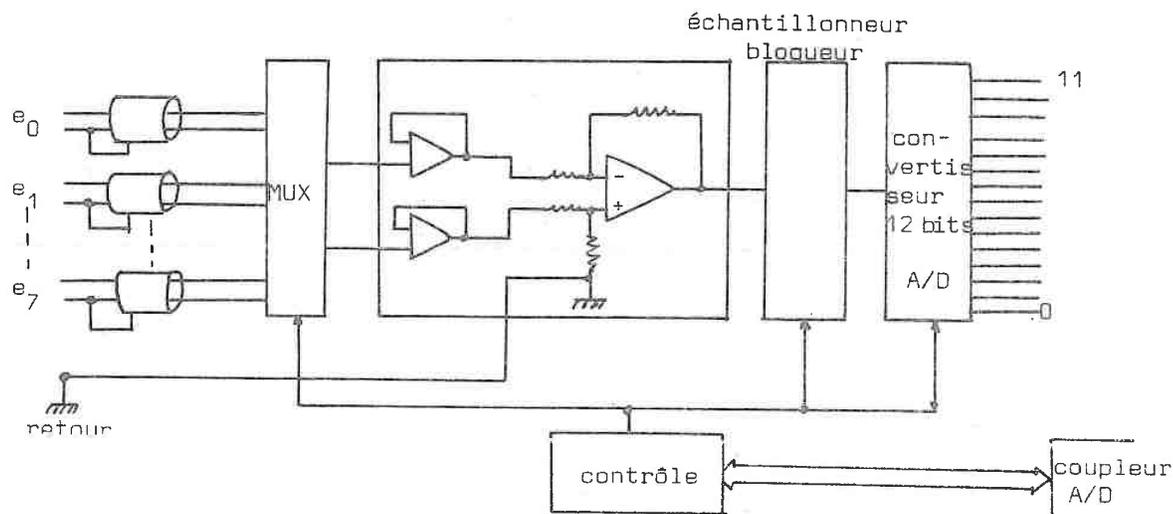


Fig. II.5. Schéma de la chaîne d'entrée analogique

L'ensemble comporte également deux sorties possédant chacune un convertisseur numérique-analogique de 12 bits sur 0, + 10 V. La vitesse de conversion étant de 10  $\mu$ s.

- chaîne d'acquisition et de commande numérique

Les avantages offerts par l'acquisition et la commande directe de certaines grandeurs en numérique (rapidité, précision, moindre sensibilité aux parasites) nous ont amenés à réaliser un module d'entrées-sorties numérique pour compléter l'équipement du calculateur /11/, /12/, /13/, /18/.

Nous décrivons dans une annexe les détails de cette chaîne numérique composée pour l'essentiel de :

- . un registre d'entrées parallèles de 16 bits et un signal d'interruption prioritaire. La vitesse maximale d'acquisition est d'environ 300 KHz.

- . deux registres de sorties parallèles de 16 bits et comportant chacun un signal d'état "prêt".

- . un coupleur assurant l'interface avec le bus d'entrée-sortie et gérant les signaux de commande de l'ordinateur.

- module émetteur d'interruption prioritaire

La configuration initiale de l'ordinateur ne permettait pas de créer des interruptions prioritaires par fermeture d'un contact commandé directement par l'utilisateur. Certaines tâches spécialisées peuvent être ainsi activées suivant le désir de l'utilisateur.

Pour bénéficier de cette possibilité, nous avons conçu et réalisé un coupleur pour interruptions externes permettant l'ouverture ou la fermeture de quatre contacts. Ceux-ci peuvent éventuellement être placés loin de l'ordinateur ou faire office de fin de course.

La réalisation de cet ensemble est présentée en annexe.

## II.2. ACQUISITION DES DONNEES ET COMMANDE DU PROCESSUS

### II.2.1. Mesure des grandeurs de sorties du processus

Les sorties du processus sont constituées d'après (II.1.1.) par le déplacement angulaire  $y$  d'une part, et la température  $T^\circ$  d'autre part. Les paramètres décrément logarithmique  $\delta$  et pseudo-période  $P$  caractéristiques du comportement anélastique, sont établis à partir de mesures effectuées sur le déplacement  $y$  et pour une température  $T^\circ$  (cf chapitre III).

La précision obtenue sur  $\delta$  et  $P$  dépend donc directement de la précision avec laquelle seront mesurés  $y$  et  $T$ .

### II.2.1.1. Mesure du déplacement

Le mouvement angulaire du pendule est une grandeur mécanique. Le problème consiste à trouver un moyen de convertir ce déplacement angulaire en une tension électrique qui soit facilement mesurable et exploitable.

Le capteur retenu, pour réaliser la conversion, doit respecter le cahier des charges suivant :

- aucun amortissement parasite par frottement ou induction dû au capteur, ne doit apparaître sur le mouvement étudié. D'où la nécessité de choisir un capteur capable de faire une mesure de déplacement sans contact avec la pièce en mouvement.

- la précision absolue, demandée à celui-ci, doit être meilleure que  $10^{-6}$  rd soit 0,2" d'arc, ce qui correspond à une précision de  $10^{-8}$  sur la déformation de cisaillement  $\epsilon$  définie par :  $\epsilon = \frac{r \cdot y}{l}$  pour une éprouvette métallique cylindrique de rayon  $r = 1$  mm, de longueur  $l = 100$  mm soumise à une déformation angulaire  $y$ .

- le capteur doit présenter une excellente linéarité et une bande passante suffisante dans le domaine de fréquence qui nous intéresse (0 à quelques dizaines de Hz).

#### II.2.1.1.1. Capteurs envisageables

Les principaux capteurs de déplacement pouvant convenir fonctionnent :

- par détection capacitive
- par détection magnétique
- par détection optique à l'aide d'éléments photo-sensibles
- par codage incrémentale

Les deux premières catégories de capteurs présentent une très bonne sensibilité et une très bonne bande passante (qq KHz), mais ne sont pas très linéaires. Ceux-ci doivent être installés à proximité de la pièce en mouvement

et sont associés à des ponts à fréquence porteuse.

Les éléments photosensibles (photopile, photorésistance) offrent une très bonne linéarité et sensibilité mais leur bande passante est plus réduite (quelques dizaines de Hz). Ceux-ci peuvent être installés loin du dispositif en mouvement offrant ainsi la possibilité d'amplifier le mouvement par augmentation du chemin optique.

Ces capteurs sont de constitution simples et sont peu coûteux (contrairement aux capteurs des autres catégories).

Le captage par codage incrémental serait la solution idéale car il répond à tous les critères de choix dans une large mesure. Néanmoins, les difficultés d'installation et les tolérances strictes sur les distances entre parties fixes et mobiles du capteur rendent difficile son utilisation.

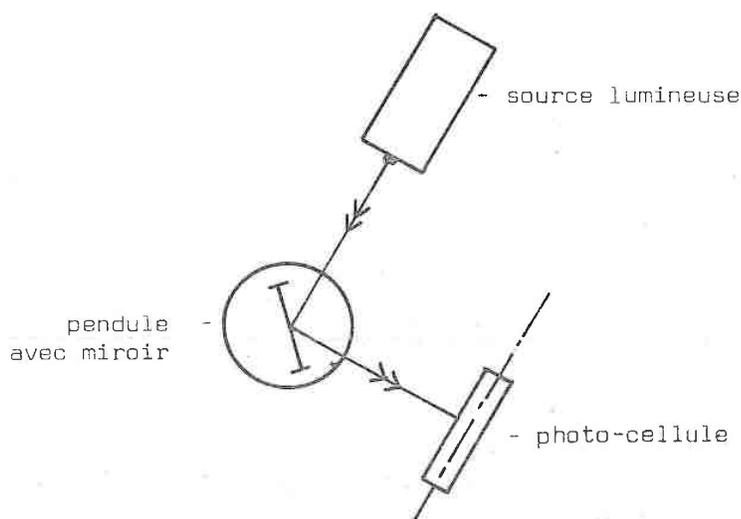


Fig.II.6. Détection optique du mouvement.

### II.2.1.1.2. Capteur utilisé

Le capteur choisi, pour notre application est une cellule photo-résistante différentielle ACOVA CDS H35 type 5090. Celui-ci a été retenu pour ses excellentes caractéristiques (en accord avec le cahier des charges) et son faible coût.

Ses principales caractéristiques sont :

- sensibilité  $< 10^{-6} \text{ m}$
- linéarité  $\ll 1 \%$
- bande passante (à - 3db) : 0Hz - 20 Hz à 50 Hz (suivant les conditions d'éclairage).

#### Principe de fonctionnement du capteur

La détection du mouvement utilise la méthode optique de Poggendorf. Une source émet un faisceau lumineux sur un miroir solidaire du pendule, le faisceau réfléchi est capté par la photo-cellule (fig. II.6.).

Deux résistances photosensibles indépendantes  $R_1$  et  $R_2$  constituent la cellule. Une variation d'éclairage sur un élément provoque une variation de résistance électrique de cet élément (fig. II.7.).

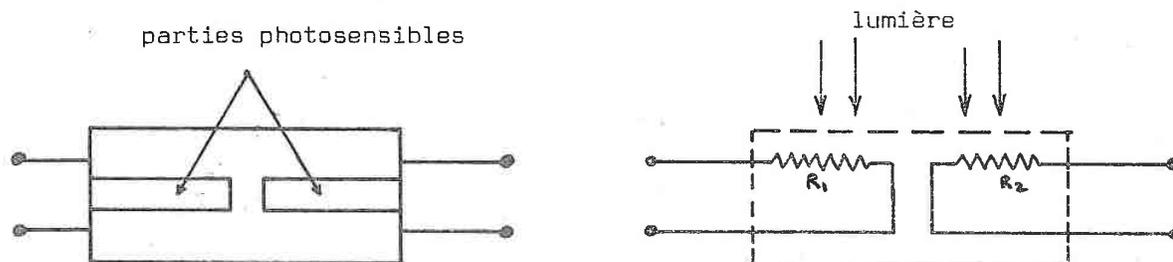


Fig. II.7. Cellule photo résistante et schéma équivalent.

La cellule est utilisée en mode différentiel. Pour cela, l'image d'une fente rectangulaire est formée sur le centre de la cellule (fig. II.8a).

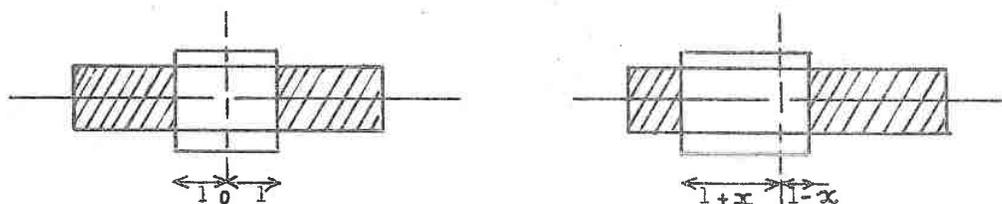


Fig. II.8.a) Fonctionnement en mode différentiel.

En déplaçant l'image d'une quantité  $x$ , un déséquilibre apparaît entre  $R_1$  et  $R_2$ . Pour mesurer ce déséquilibre, la cellule est alimentée par un générateur de courant constant comme l'indique la figure II.8b

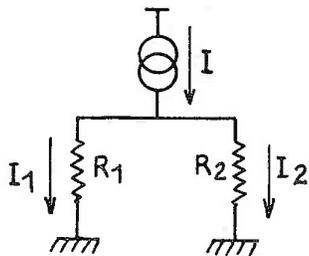


Fig. II.8b) Alimentation de la cellule.

La résistance est inversement proportionnelle à la surface éclairée. Pour un déplacement  $x$  de l'image, nous pouvons écrire :

$$R_1 = f\left(\frac{1}{E}\right) \cdot \frac{h}{1+x} \quad \text{et} \quad R_2 = f\left(\frac{1}{E}\right) \cdot \frac{h}{1-x}$$

avec  $f\left(\frac{1}{E}\right)$  le coefficient de résistivité, fonction de l'éclairement et de photosensibilité de la couche

$h$  : la largeur de la couche sensible

$2l$  : la largeur de l'image.

En faisant intervenir les courants, nous obtenons :

$$I = I_1 + I_2 \quad \text{et} \quad I_1 R_1 = I_2 R_2$$

$$\text{d'où} \quad I_1 = I \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{et} \quad I_2 = I \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$\text{La différence } (I_1 - I_2) \text{ s'écrit : } I_1 - I_2 = I \cdot \frac{x}{l}$$

or le courant  $I$  et la largeur  $l$  de l'image sont constants.

$$\text{D'où : } \boxed{(I_1 - I_2) = k x}$$

En mesurant la différence des courants  $(I_1 - I_2)$ , nous disposons donc d'un détecteur linéaire de déplacement  $x$  du spot lumineux.

Cette mesure est indépendante des variations d'éclairement. Une tension  $V_x$ , proportionnelle au déplacement  $x$ , est obtenue après conversion courant-tension et soustraction par amplificateur différentiel.

Nous avons alors :

$$V_1 = \alpha i_1 \quad \text{et} \quad V_2 = \alpha i_2$$

$$\text{d'où} \quad V_x = V_1 - V_2 = \alpha(i_1 - i_2) = k'x$$

Or le déplacement linéaire  $x$  est lié au déplacement angulaire  $y$  du pendule par la relation :

$$\frac{x}{L} = \text{tg } 2y \quad \text{or } y \text{ est petit, d'où } x = 2yL$$

L représente le chemin optique entre le miroir et la cellule. Celui-ci se comporte comme un facteur d'amplification qui est ajusté en fonction de l'importance de  $y$ .

En conséquence :

$$V_x = 2k' L Y = Ky$$

$V_x$  est proportionnel au déplacement  $y$

Les différents circuits nécessaires à l'alimentation de la cellule et à l'obtention du signal  $V_x$  sont présentés figure II.10.a.

La grandeur  $V_x$ , ainsi élaborée, n'est pas exploitable par l'ordinateur. En effet, les entrées analogiques de celui-ci fonctionnent dans la gamme (0, + 10 V). Or le signal  $V_x$  est alternatif comme le montre l'enregistrement figure II.21. D'où la nécessité d'introduire une composante continue de 5V pour faire l'acquisition complète du signal (fi. II.9.). Le signal résultant est appliqué sur l'entrée analogique du calculateur.

Pour obtenir la résolution maximale au niveau du convertisseur, l'amplitude totale de  $V_x$  doit couvrir l'intervalle (0, + 10 V).

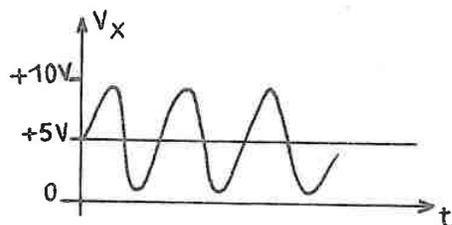


Fig. II.9. Superposition d'une composante continue de 5 V du signal  $V_x$ .

#### Etalonnage et sensibilité du capteur

La caractéristique tension-déplacement est représentée sur la figure II.10.b. Le déplacement considéré est celui du spot au niveau de la cellule. Nous avons obtenu cette caractéristique en déplaçant la cellule sur un banc micrométrique placé à deux mètres du miroir (fig. II.6.), le spot lumineux restant fixe.

La précision du déplacement peut être évaluée à  $\pm 1/100^\circ$  de mm.

De la caractéristique, nous en déduisons la sensibilité, soit : 1,35 mm/V ou 0,74V/mm (conditions expérimentales  $L = 2m$ ).

La résolution du convertisseur A-D (2,4 mV) limite celle du capteur à : 3,2  $\mu m$  en déplacement linéaire, soit  $0,8 \cdot 10^{-6}$  rd en déplacement angulaire au niveau du pendule. Ce qui est largement suffisant pour notre application.

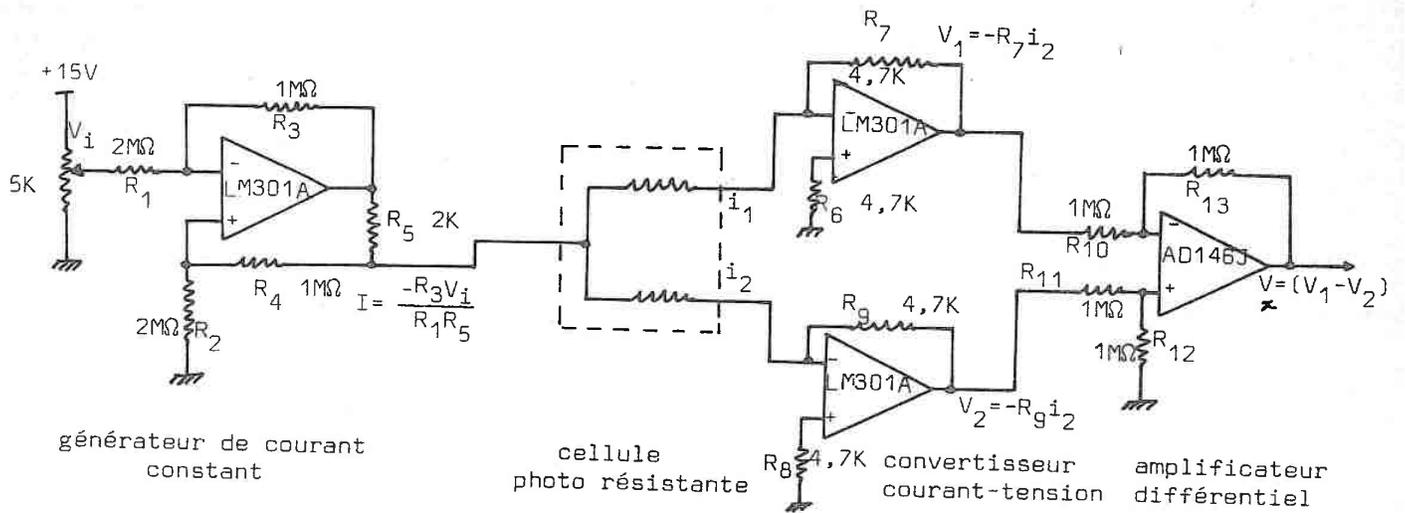


Fig.II.10.a Circuit réalisant la conversion déplacement-tension.

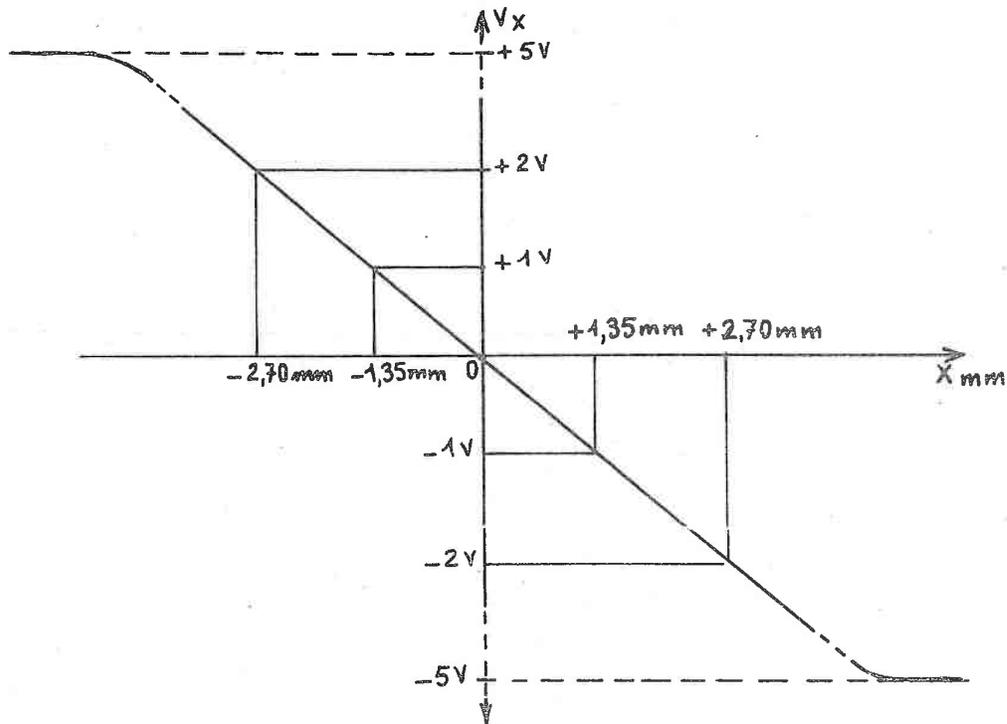


Fig.II.10.b Caractéristique tension-déplacement.

### II.2.1.2. Mesure de la température $T^\circ$ de l'échantillon

La nécessité d'éviter tout frottement mécanique extérieur sur l'échantillon constitue une source de difficulté dans la mesure de la température de celui-ci.

Le dispositif employé pour la mesure de  $T^\circ$  est constitué d'un thermo-couple chromel-alumel placé dans le mors inférieur maintenant l'échantillon. Cette disposition introduit une source d'erreur systématique ; la température mesurée n'étant pas la température vraie de l'échantillon.

Cependant, des mesures de gradient thermique sur l'échantillon nous ont permis de constater que l'écart ne dépasse pas  $0,2^\circ\text{C}$  pour  $40^\circ\text{C}$  et  $2^\circ\text{C}$  vers  $500^\circ\text{C}$ . L'incertitude introduite est donc négligeable.

Dans les diverses expériences que nous avons effectuées, la variation de température se limite au domaine  $[-200^\circ\text{C}, + 250^\circ\text{C}]$ .

Dans cet intervalle de température, le thermocouple délivre un signal allant de  $-6\text{mV}$  à  $+ 10\text{ mV}$  environ (avec compensation de soudure froide à  $0^\circ\text{C}$ ).

Afin d'obtenir des signaux positifs compris entre 0 et  $+ 10\text{ V}$ , une amplification d'un facteur  $10^3$  est faite sur le signal du thermo-couple. Après amplification, deux signaux sont créés, l'un représentant les températures positives, l'autre, après inversion, représentant les températures négatives. Ils sont appliqués sur les entrées 1 et 2 respectivement de la chaîne d'acquisition analogique du calculateur.

La figure II.11. donne le schéma du montage employé. Celui-ci comporte un amplificateur d'instrumentation de type AD 520J dont les principales caractéristiques s'expriment par :

- un taux de réjection en mode commun de 106 db (min) avec un gain  $G$  de  $10^3$
- une impédance d'entrée de  $2 \cdot 10^9 \Omega$
- une faible dérive  $\pm 5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- une bande passante à  $-3\text{db}$  allant de 0 à 25 KHz pour  $G=10^3$

La résolution en tension du convertisseur analogique-numérique ( $2,4\text{ mV}$ ) limite la résolution du capteur de température à  $0,05^\circ\text{C}$ . En pratique, la présence de bruits et de parasites induits sur le thermo-couple réduit la résolution à  $0,2^\circ\text{C}$  environ. Une réduction importante de la bande passante de l'amplificateur (0 Hz à quelques Hz) et l'utilisation d'un programme effectuant une moyenne sur plusieurs mesures consécutives créent un filtrage efficace et contribuent à améliorer grandement les mesures.

Un programme de linéarisation de thermo-couple (cf chapitre III) assure la conversion tension-degré Celcius.

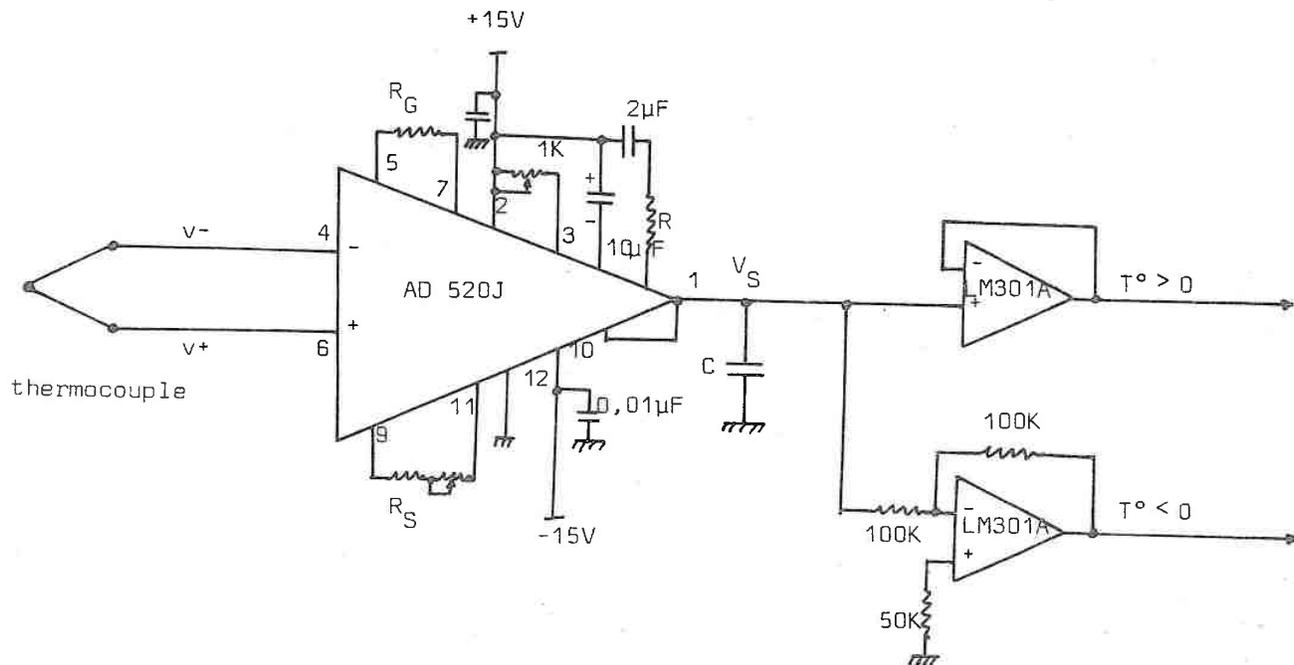


Fig.II.11. Amplificateur pour thermocouple.

## II.2.2. Commande du système

Le système comporte trois commandes distinctes destinées à contrôler l'oscillation du pendule, la position du capteur de déplacement et la température du four entourant l'échantillon.

### II.2.2.1. Commande de l'amplitude de l'oscillation du pendule

La mise en oscillation du pendule est obtenue en appliquant des impulsions de courant aux bobines fixes. Celles-ci génèrent des impulsions de couples sur des noyaux de fer doux portés par des mandrins solidaires du volant d'inertie. Lors du passage par la position d'équilibre, les impulsions d'excitation dans les bobines sont aiguillées alternativement dans l'un ou l'autre couple de bobines ( $B_1$ ,  $B_2$ ,  $B'_1$ ,  $B'_2$ ) à chaque fois que la vitesse du pendule est extrême.

La mise en série des bobines (placées symétriquement par rapport à l'axe vertical du pendule) a pour but d'obtenir un couple d'excitation symétrique sur les deux mandrins du pendule (fig. II.12).

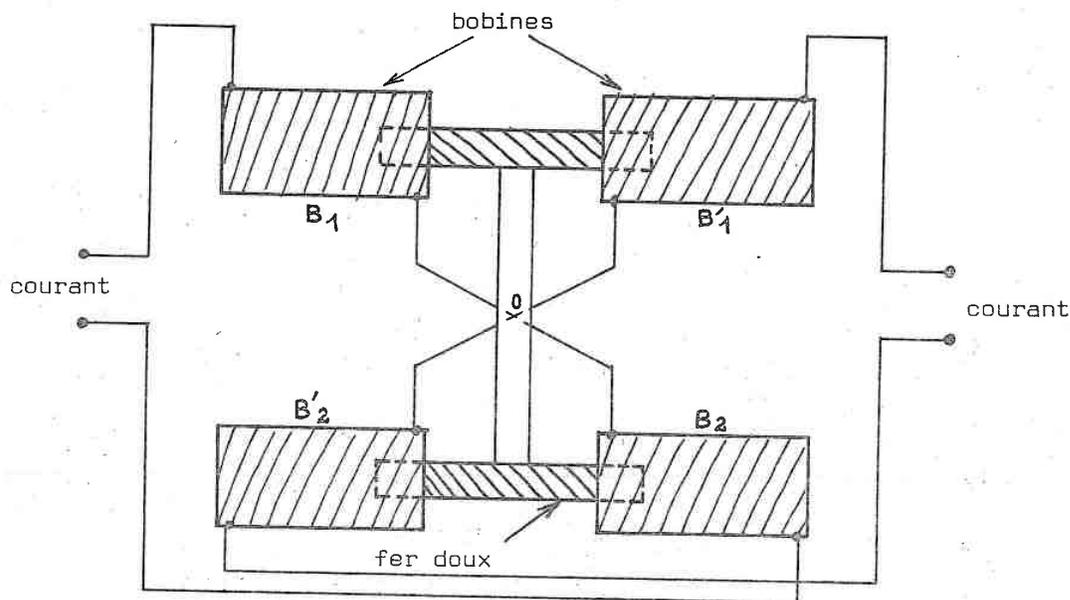


Fig. II.12. Dispositif d'excitation.

#### II.2.2.1.1. Etude du dispositif d'excitation du pendule

Le dispositif doit assurer les commandes suivantes :

- commande d'excitation avec accélération pour augmenter l'amplitude de l'oscillation
- commande d'excitation avec freinage pour diminuer l'amplitude de l'oscillation
- commande de mise en oscillation libre

- commande manuelle : l'utilisateur décide lui-même de l'instant de l'application des impulsions
- commande d'auto-entretien : le pendule décide lui-même de l'instant de l'application des impulsions
- commande de l'amplitude du courant dans les bobines.

### Schéma de principe

La figure II.13 indique le principe utilisé pour exciter le pendule. Supposons le pendule animé d'un mouvement sinusoïdal. Le signal délivré par le capteur de déplacement est  $V_x(t)$ . Soit  $\dot{V}_x(t)$  la dérivée de ce signal. Le circuit d'excitation élabore les impulsions de courant  $I_1(t)$  et  $I_2(t)$  à partir des grandeurs  $V_x(t)$  et  $\dot{V}_x(t)$ .

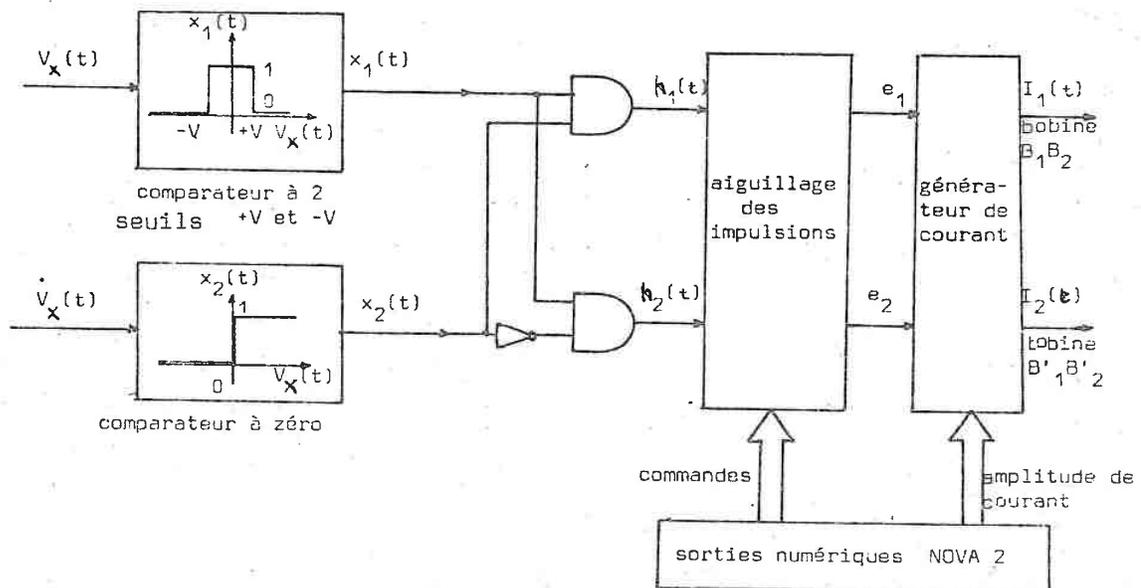


Fig. II.13. Schéma de principe de l'excitation.

Un comparateur à deux seuils  $+V$  et  $-V$  délivre le signal  $x_1(t)$  à partir de  $V_x$ . Un comparateur à zéro génère le signal  $x_2(t)$  à partir de  $\dot{V}_x$ . Les variations de  $x_1(t)$  et  $x_2(t)$  sont illustrées sur le diagramme des temps de la figure II.14.

Le signal  $h_1$  détecte le passage par zéro de  $V_x$  quand  $\dot{V}_x$  est positif et  $h_2$  quand  $\dot{V}_x$  est négatif. La largeur des impulsions  $h_1$  et  $h_2$  est le temps  $\Delta t$  mis par  $V_x$  pour passer entre ces seuils  $+V$  et  $-V$  qui sont fixés au préalable.

Un circuit d'aiguillage de  $h_1$  et  $h_2$  permet de choisir le mode de fonctionnement par l'intermédiaire d'une commande numérique venant du calculateur. Les impulsions issues du circuit d'aiguillage sont converties en impulsions de courant dont l'amplitude est imposée par un générateur de courant piloté en numérique par le calculateur.

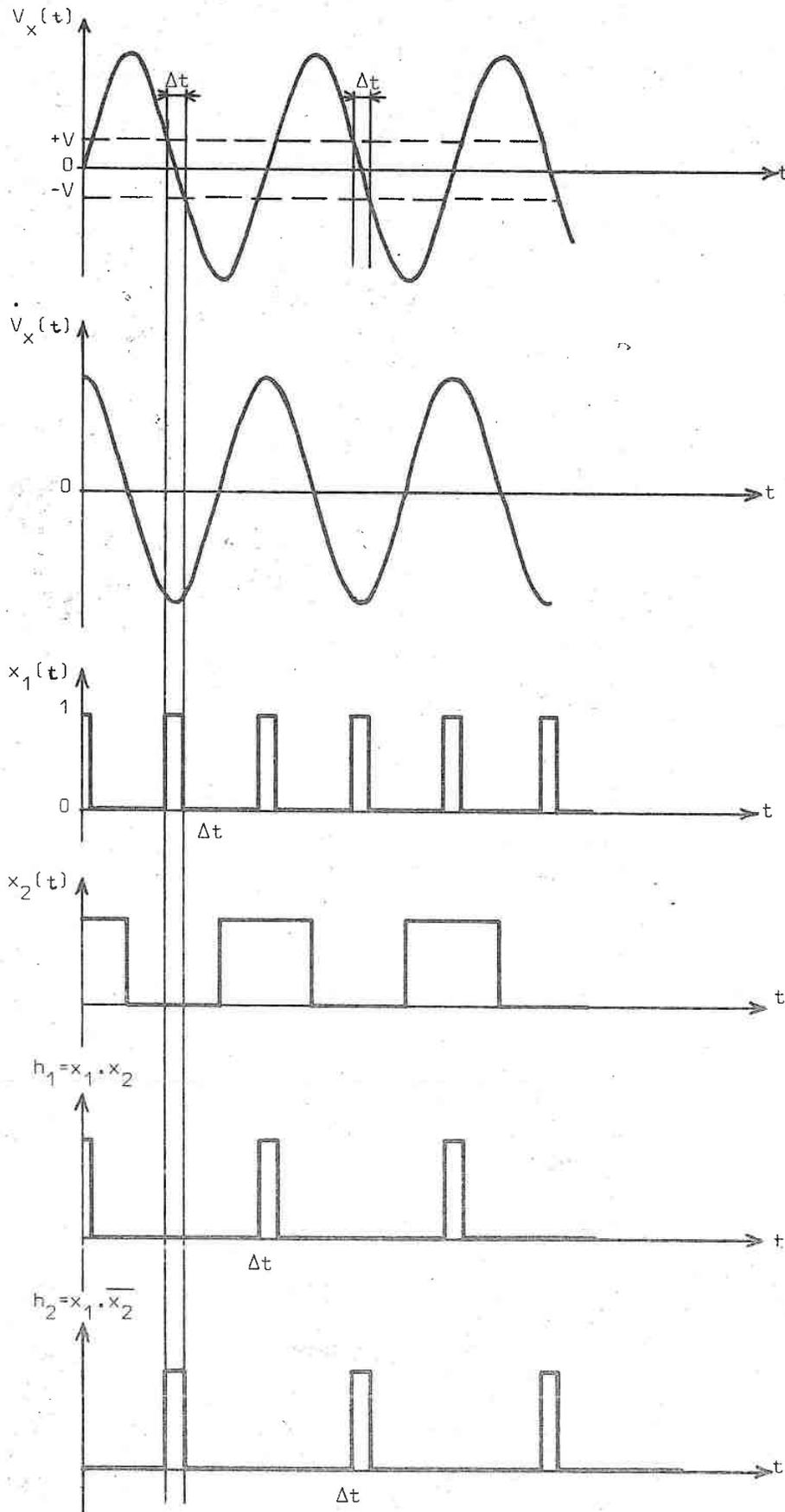


Fig. II.14. Diagramme des temps des signaux d'excitation.

L'entrée  $e_1$  ( $e_2$ ) du générateur de courant commande le passage des impulsions dans le couple de bobines  $B_1 B_2$  ( $B'_1 B'_2$ ).

#### Modes de fonctionnement

Deux régimes de fonctionnement sont prévus :

##### - Fonctionnement avec auto-entretien

Le pendule génère lui-même les commandes  $e_1$  et  $e_2$ . Nous obtenons ainsi les deux modes de fonctionnement suivants :

- . accélération      les impulsions de courant sont envoyées en phase avec le mouvement, c'est à dire  $e_1 = h_1$  et  $e_2 = h_2$
- . freinage          les impulsions de courant sont envoyées en opposition de phase avec le mouvement, c'est à dire  $e_1 = h_2$  et  $e_2 = h_1$ .

Nous pouvons ainsi imposer une augmentation ou une diminution de l'amplitude de l'oscillation.

##### - Fonctionnement en manuel

$e_1$  et  $e_2$  sont commandés au gré de l'utilisateur. Nous obtenons alors deux autres modes de fonctionnement :

- . oscillation libre    aucune impulsion n'arrive dans les bobines. Le pendule évolue de lui-même, c'est à dire  $e_1 = 0$  et  $e_2 = 0$
- . démarrage du pendule    un train d'impulsions programmé par l'utilisateur est envoyé sur  $e_1$  avec :  $e_1 = \overline{e_2}$

#### Commande numérique de l'oscillation

Le calculateur fournit la commande sous la forme d'une instruction numérique de 16 bits. Le format de cette instruction est défini figure II.15.

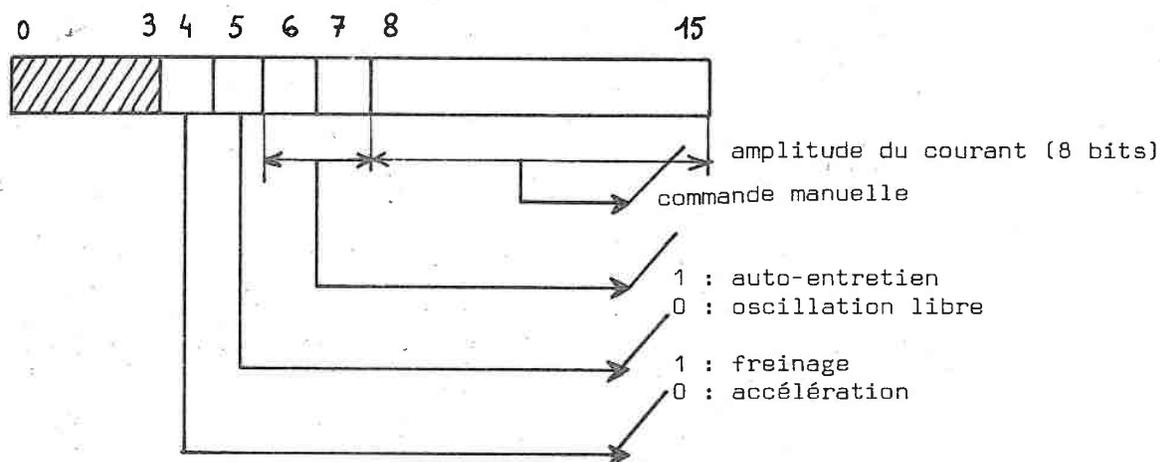


Fig. II.15. Format de l'instruction de commande de l'oscillation.

Les bits 4 à 7 définissent le mode de fonctionnement.

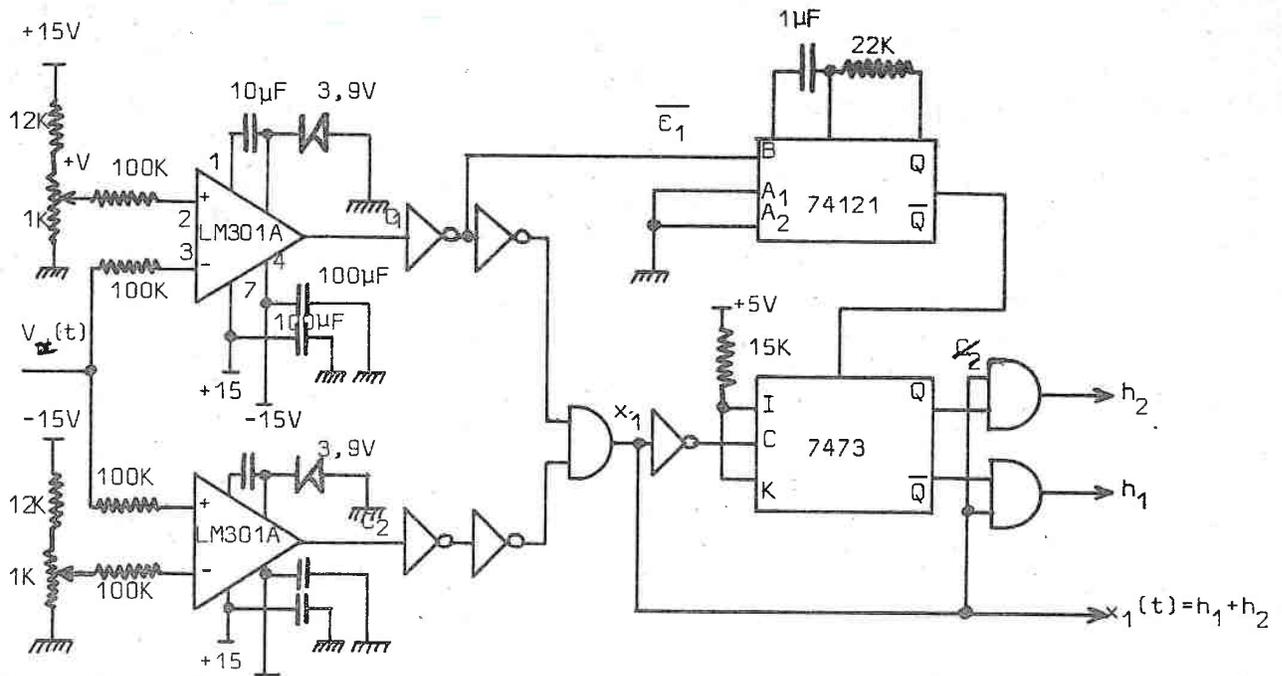
Les bits de 8 à 15 définissent l'amplitude du courant dans le code complément à 1.

L'amplitude maximale du courant, exprimée en code octal, est définie par  $(000)_8$  ce qui correspond à 150 mA.

L'amplitude minimale du courant est définie par  $(377)_8$ , soit 0 mA.

Nous donnons dans le tableau suivant quelques exemples de commandes.

COMMANDE (exprimée en octal)	FONCTIONS réalisées	AMPLITUDE DU COURANT (mA)
002147	auto-entretien avec accélération	14
006147	auto-entretien avec freinage	14
000377	oscillation libre	0
0Q0400	commande manuelle le courant passe dans $B'_1 B'_2$	150
001000	commande nouvelle le courant passe dans $B_1 B_2$	150



-15V Fig.II.16.a Circuit générateur de  $h_1$  et  $h_2$ .

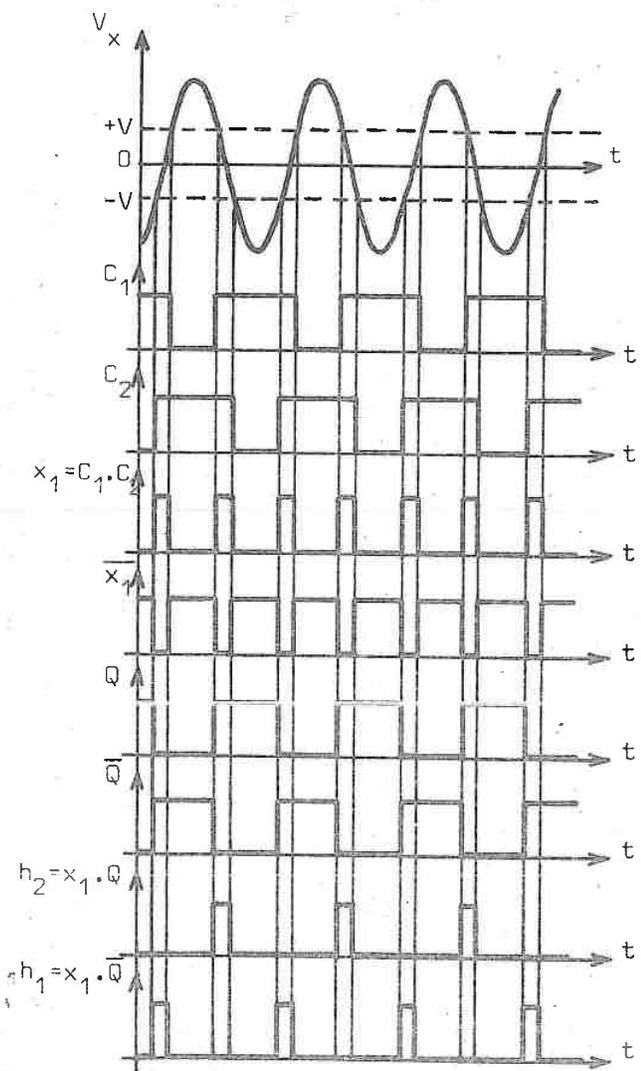
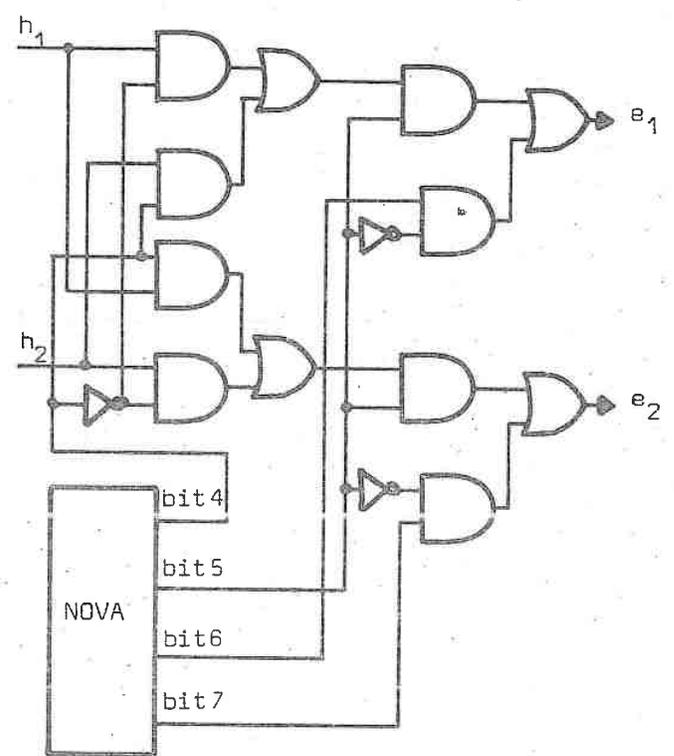


Fig.II.17. Diagramme des temps de  $h_1$  et  $h_2$



sortie numérique  
Fig.II.16.b Circuit d'aiguillage.

### II.2.2.1.2. Réalisation pratique du circuit d'excitation

Les schémas des circuits générant les signaux  $h_1$  et  $h_2$  et assurant leur aiguillage sont représentés figure II.16. Le signal  $V_x$  intervenant dans le schéma de principe, ne figure pas dans la réalisation pratique. Tous les signaux sont créés d'après  $V_x$ .

Le diagramme de la figure II.17 représente l'évolution en fonction du temps des divers signaux nécessaires pour élaborer  $h_1$  et  $h_2$ .

#### Description du générateur de courant utilisé

Le schéma de ce générateur fait l'objet de la figure II.18.

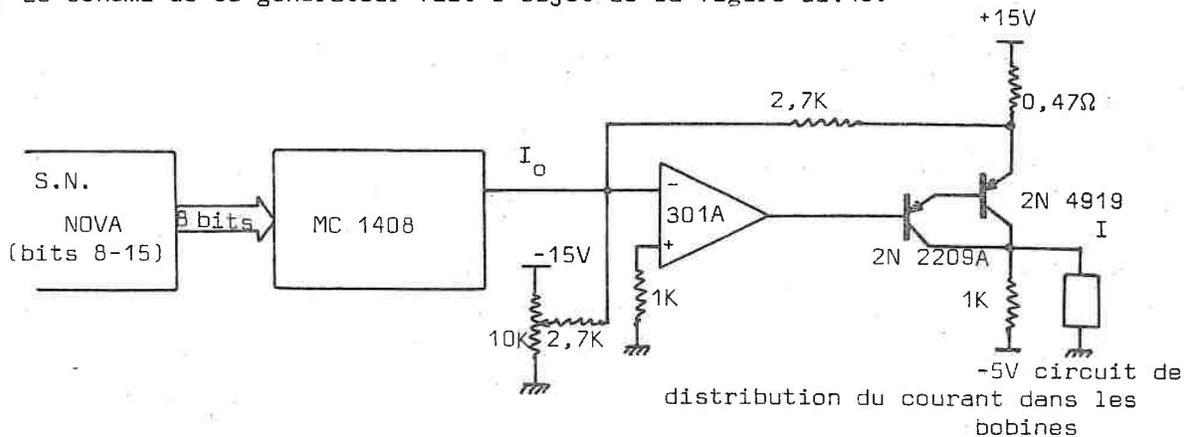


Fig. II.18. Générateur de courant.

Un convertisseur numérique-analogique donnant une sortie de courant (MC 1408) fournit la référence de courant  $I_0$ . Ce courant est proportionnel à l'information numérique formée de 8 bits en parallèle, appliquée à l'entrée du convertisseur. Cette information numérique représente les bits 8 à 15 de l'instruction définie précédemment (fig. II.15).

Après amplification,  $I_0$  commande le courant de collecteur d'un transistor qui constitue la source de courant. Le courant délivré est ensuite distribué dans l'un des couples de bobines par un circuit spécial décrit figure II.19.

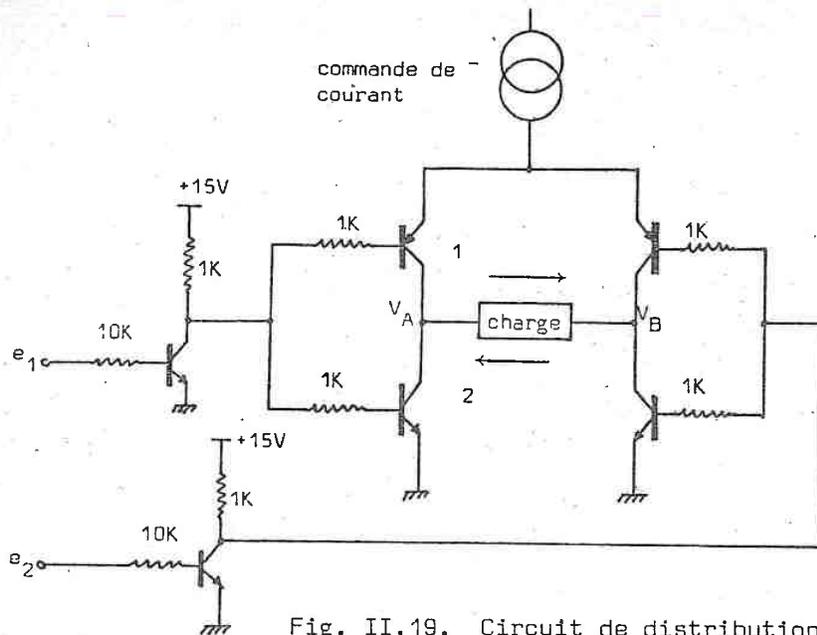


Fig. II.19. Circuit de distribution du courant dans les bobines.

Les entrées  $e_1$  et  $e_2$  du circuit de distribution commandent le sens du courant dans la charge. Celle-ci comporte les couples de bobines  $B_1 B_2$  et  $B'_1 B'_2$  placées en parallèle mais isolées par un pont de diodes distribuant le courant (fig. II.20). Le sens du courant dans la charge est défini de la façon suivante :

$$\left. \begin{array}{l} e_1 = 1 \\ e_2 = 0 \end{array} \right\} \text{ sens } \textcircled{1}$$

$$\left. \begin{array}{l} e_1 = 0 \\ e_2 = 1 \end{array} \right\} \text{ sens } \textcircled{2}$$

$$e_1 = e_2 \quad \text{aucun courant ne passe.}$$

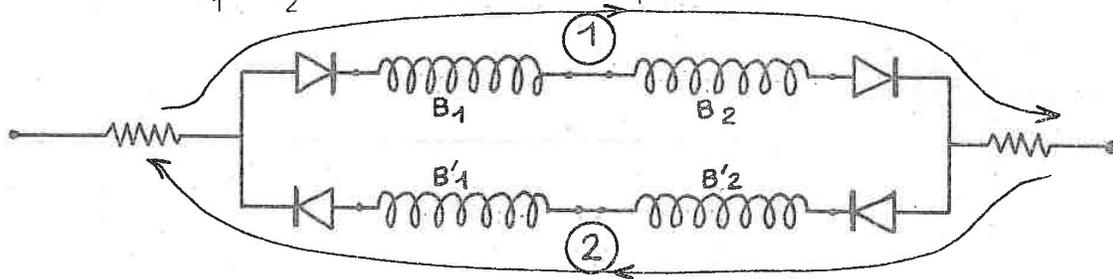
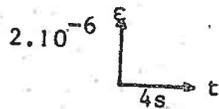
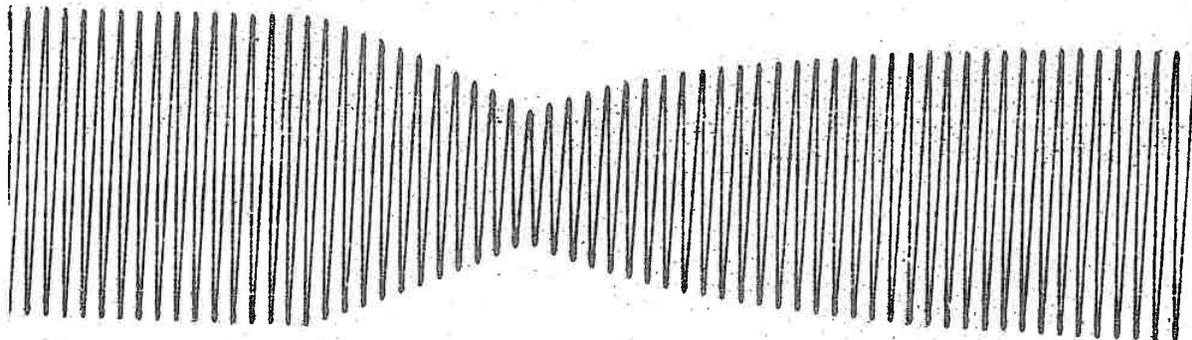


Fig. II.20. Charge du circuit de distribution.

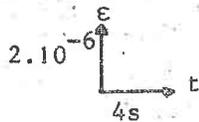
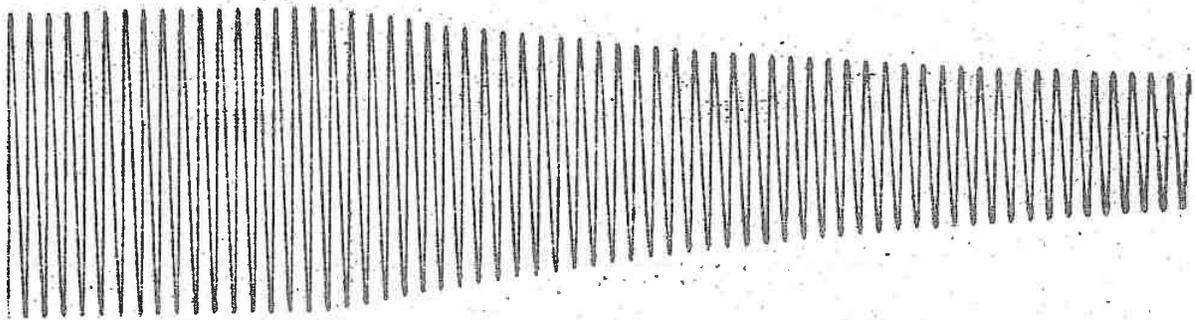
#### II.2.2.1.3. Résultats obtenus

Les courbes (fig. II.21.) représentent l'évolution du mouvement du pendule pour diverses commandes appliquées au circuit d'excitation (auto-entretien avec accélération ou freinage, passage en oscillations libres). Comme le montrent ces enregistrements, l'oscillation du pendule est facilement commandable.



accélération                  freinage                  accélération

- a) oscillation auto-entretenue (à amplitude de courant constante)  
 $\epsilon$  déformation de l'éprouvette.



oscillation auto-entretenue                  oscillation libre  
 (accélération)

- b) Passage en oscillation libre.

Fig. II.21. Réponses du pendule en fonction du temps pour différentes commandes.

Cependant, le temps nécessaire à l'oscillation du pendule pour atteindre son régime permanent est beaucoup trop long (environ 40 s dans le cas de la figure II.21a). Ce temps d'établissement apparaît prohibitif pour une utilisation optimale de l'appareillage dans des cycles de mesure.

Pour minimiser la durée des cycles où s'effectuent les mesures du décrement logarithmique  $\delta$  et de la pseudo période  $P$ , le temps nécessaire à l'amplitude pour revenir à son niveau initial doit être suffisamment court.

Un asservissement de l'amplitude de l'oscillation apparaît donc indispensable pour améliorer les performances de l'ensemble. Le développement théorique de cet asservissement fait l'objet d'une étude particulière exposée au chapitre III.

L'élongation maximale de l'oscillation constituant la grandeur à asservir, une boucle de retour pour établir le signal d'erreur, est formée à partir d'un détecteur numérique d'extrémums associé à un circuit redresseur.

Le détecteur est présenté figure II.22.

Le signal  $V_x$  issu du capteur est redressé double alternance pour former le signal  $V_{in}$ . Celui-ci actionne un comparateur autorisant le passage d'impulsions issues d'un oscillateur astable.

Un compteur 8 bits prend en compte ces impulsions. Les sorties parallèles du compteur constituent les entrées d'un convertisseur numérique-analogique (CNA) fournissant une sortie de courant. Celui-ci est converti en une tension  $V_{out}$  qui est comparée au signal d'entrée  $V_{in}$ . Lorsque  $V_{in}$  tend à devenir inférieur à  $V_{out}$ , le comparateur commute et bloque l'arrivée des impulsions. La valeur du max est alors disponible sous forme numérique à la sortie du compteur et sous forme analogique à la sortie du convertisseur courant-tension.

Une impulsion de remise à zéro réinitialise la détection. Le CNA utilisé possède une résolution suffisante pour l'application envisagée. Les signaux du détecteur sont représentés figure II.23.

L'information numérique correspondant à la valeur des extrémums est présentée sur l'entrée de la chaîne d'acquisition numérique du calculateur.

Le signal  $\overline{h_1 + h_2}$  (cf fig. II.23.) synchronise l'acquisition en déclenchant une interruption prioritaire à chaque impulsion.

#### II.2.2.2. Commande de position du capteur de déplacement

Au cours des cycles de mesure du frottement intérieur, les phénomènes liés à la restauration, à la recristallisation, au recuit, au revenu, à la préprécipitation, à la précipitation, etc. peuvent conduire à une évolution irréversible de la position d'équilibre, il est donc nécessaire d'asservir la position du capteur à chaque nouvelle position d'équilibre.

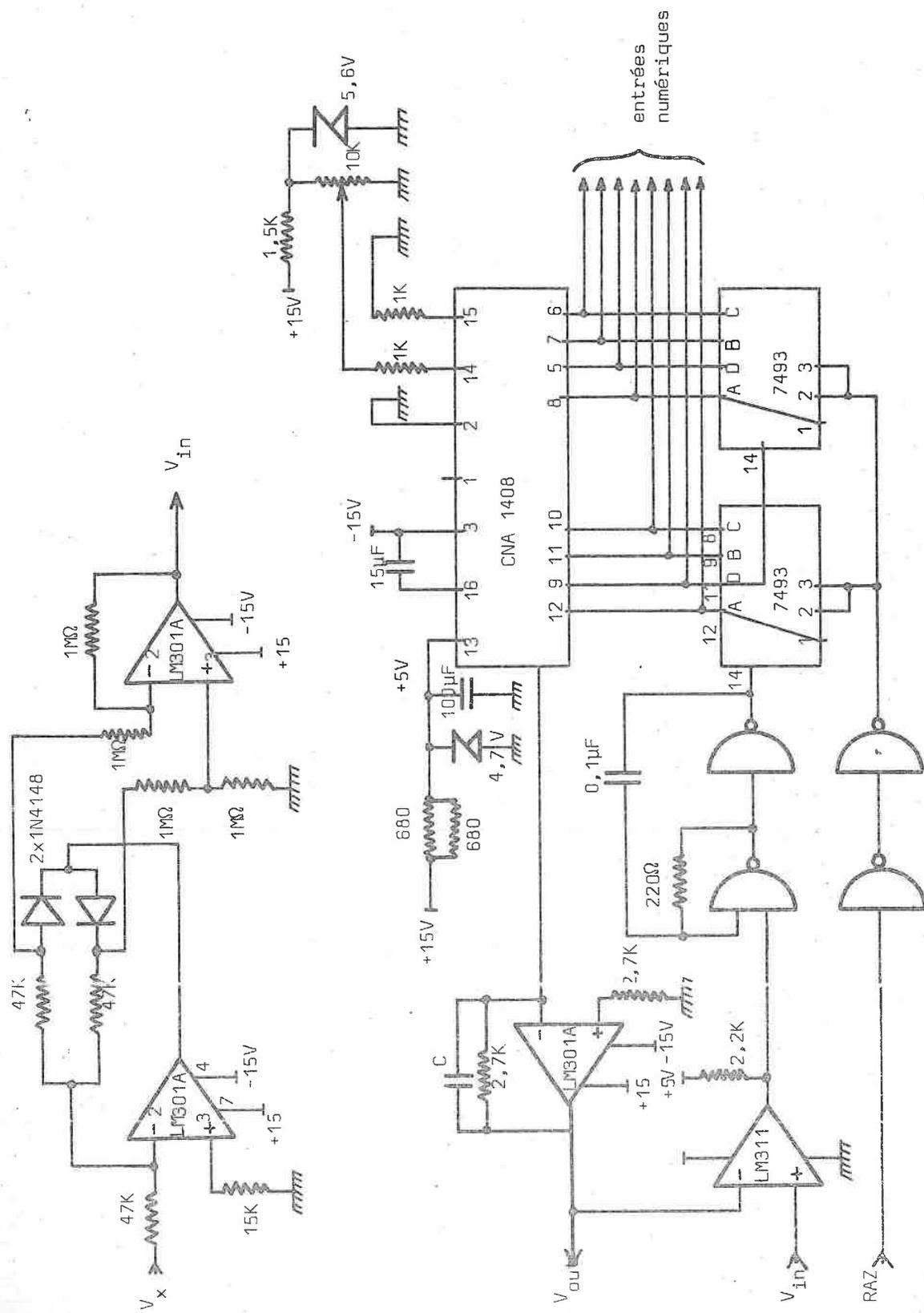


Fig.II.22. Détecteur d'extrêmes.

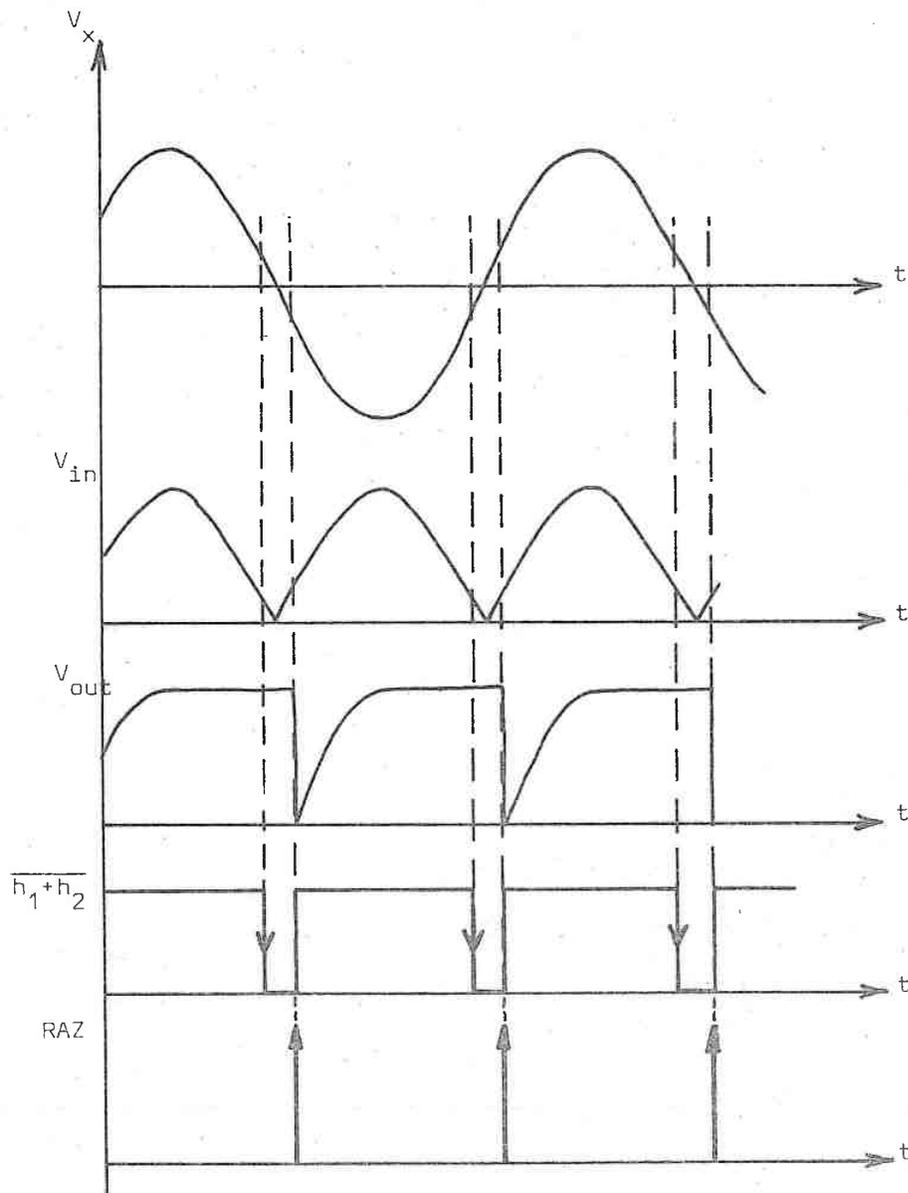


Fig.II.23. Signaux du détecteur d'extrémums.

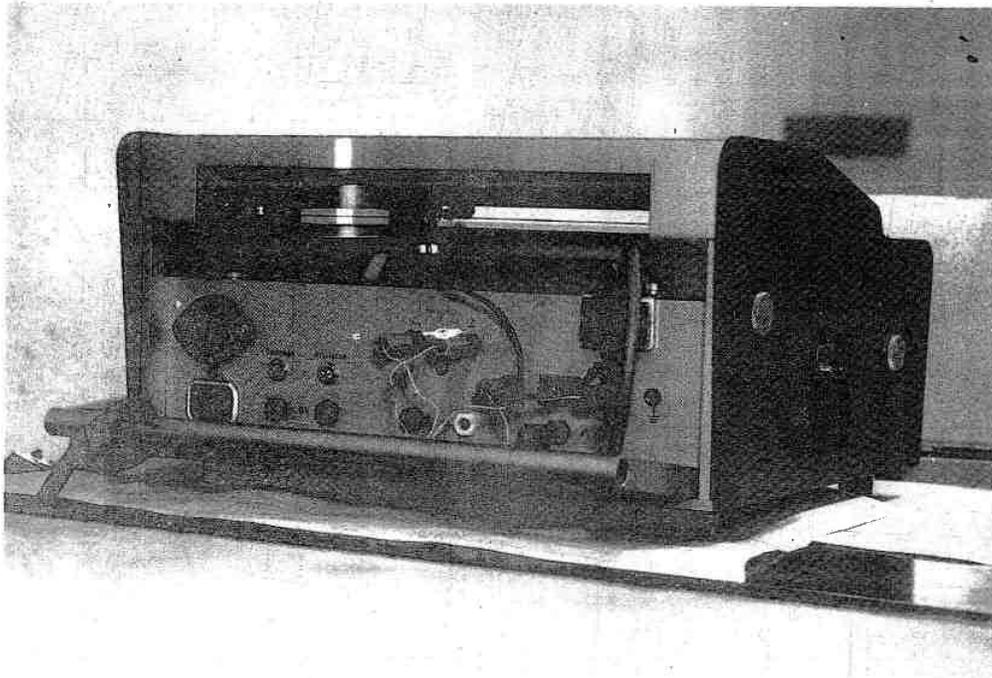


Fig.IJ.24. Equipage mécanique portant le capteur de déplacement.

Cette opération de recentrage est obtenue en plaçant le capteur sur un équipage mécanique mobile dont la position est asservie à la dérive du zéro mécanique. En pratique, le support mobile utilisé est celui d'un traceur de courbe dont la position est commandée par une tension (fig. II.24).

La commande assurant le déplacement du capteur est élaborée par le calculateur NOVA à partir des informations acquises sur le mouvement, et est envoyée sur le traceur par l'intermédiaire d'une sortie analogique.

La mesure de la dérive  $d$  est obtenue par l'intermédiaire du détecteur d'extrêmes qui fournit les grandeurs  $Y_{\max}$ ,  $Y_{\min}$  (fig. II.25.).

L'expression de  $d$  est alors :

$$d = Y_{\max} - Y_{\min}$$

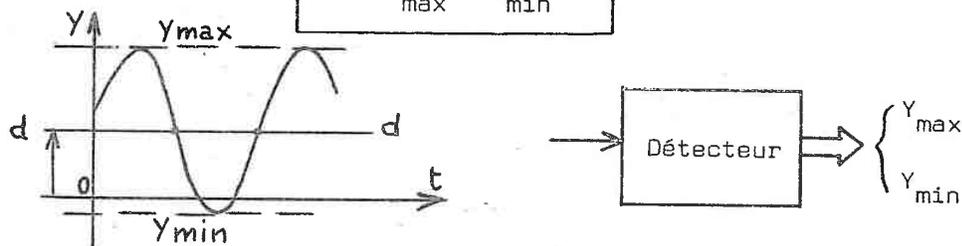


Fig. II.25. Mesure de la dérive  $d$ .

La position du capteur est corrigée à chaque fois que  $d$  dépasse un certain seuil fixant à l'avance.

### II.2.2.3. Commande de la température du four

Nous avons vu au chapitre I, que l'étude du comportement anélastique s'effectue en fonction de la température de l'échantillon. Il est donc important de pouvoir contrôler celle-ci.

Le dispositif de mesure et de contrôle des températures est déterminé en grande partie par les caractéristiques géométriques, mécaniques, et d'inertie thermique du four, de l'échantillon et du support d'échantillon.

L'appareillage, installé par Messieurs G.K. Hoang et J. Foct /7/,/9/, pour leurs travaux, que nous avons utilisé, est constitué par un ensemble programmeur-régulateur. Le programmeur délivre une consigne sous forme de rampe dont la pente et la durée sont variables.

Le régulateur comporte un amplificateur de puissance à thyristor qui fournit l'énergie électrique nécessaire à chauffer le four. Un correcteur proportionnel-intégré-dérivé (P.I.D.) élabore à partir du signal d'erreur, la commande de l'amplificateur. Ce dernier permet d'obtenir un comportement dynamique satisfaisant.

Des travaux sont actuellement effectués visant à accroître les performances de l'étage de contrôle et de mesure des températures par la conception de four de plus faible inertie thermique, par une évacuation plus efficace des calories et surtout l'utilisation d'algorithmes de commande optimale adaptés à notre système.

CONCLUSION

Les équipements que nous avons conçus et réalisés et que nous venons de décrire dans ce chapitre rendent effectifs la commande du pendule par ordinateur.

L'efficacité des organes de commande conduit à une maîtrise parfaite de l'amplitude de l'oscillation. Ceci rend possible certain type d'expériences irréalisables par les méthodes classiques de mesures (étude, au cours d'une même expérience, du frottement intérieur pour différentes amplitudes de déformation par exemple).

L'excellente précision obtenue dans la mesure du déplacement angulaire du pendule permet d'entreprendre l'estimation du décrétement logarithmique et de la pseudo période dans les meilleures conditions. Ceci fait l'objet du chapitre III.

CHAPITRE III

---

ETUDE DES ALGORITHMES DE COMMANDE

ET DE MESURE

# ETUDE DES ALGORITHMES DE COMMANDE ET DE MESURE

## INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous établissons dans une première partie, un modèle mathématique de notre système que nous appliquons ensuite à l'étude de la commande échantillonnée de l'amplitude de l'oscillation du pendule en boucle ouverte d'une part et en boucle fermée d'autre part (paragraphe II).

Nous avons montré au chapitre I, que mesurer les grandeurs ~~décroissement~~ <sup>décroissement</sup> logarithmique  $\delta$  et pseudo-période  $P$  revient en fait à identifier le système ~~pseudo~~ <sup>pendule</sup>-épreuve. Par l'emploi d'une méthode d'identification statistique des paramètres, nous procédons alors à l'estimation paramétrique de notre système. Le décroissement logarithmique  $\delta$  est déduit directement de cette estimation (paragraphe 3.2). A partir des mesures d'amplitudes (nécessaires au calcul de  $\delta$ ), nous déterminons aussi la pseudo-période  $P$ . L'emploi d'un algorithme spécialisé permet d'obtenir une excellente précision sur les mesures de  $P$  (paragraphe III.3).

Les valeurs de  $\delta$  et  $P$  mesurées sont définies pour une température  $T$  de l'épreuve étudiée. La tension du thermocouple utilisé pour la mesure de  $T$  est convertie en degré Celcius grâce à un algorithme décrit au paragraphe III.4.

Pour accroître l'efficacité de la mesure de  $\delta$ , nous adaptons les algorithmes de calcul à l'évolution du matériau (paragraphe IV). Ceci permet de modifier les cadences de mesures suivant les variations du frottement intérieur.

Pour déterminer l'efficacité et la précision des algorithmes de mesure, nous procédons d'abord à une étude théorique par simulation puis à divers essais réels avec pendule (paragraphe V).

### III.1. MODELISATION DU SYSTEME

Nous recherchons un modèle mathématique décrivant le système pendule-épreuve qui soit suffisamment simple et précis pour autoriser une identification aisée de ses paramètres d'une part, et l'élaboration d'un algorithme de commande en boucle fermée de l'amplitude de l'oscillation d'autre part.

### III.1.1. Représentation globale du système

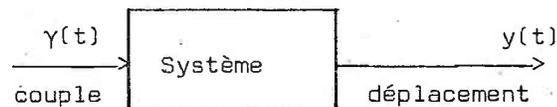


Fig. III.1. Représentation du système.

La fonction de transfert du système (fig. III.1.) s'écrit :

$$\frac{Y(p)}{\Gamma(p)} = \frac{\sum_{i=0}^m \alpha_i p^i}{\sum_{i=0}^n \beta_i p^i} \quad \text{ordre } n \text{ avec } n \geq m$$

où  $Y(p)$  et  $\Gamma(p)$  représentent les transformées de Laplace du déplacement  $y(t)$  et du couple  $\gamma(t)$ .

Les coefficients  $\alpha_i$  et  $\beta_i$  sont les paramètres du système. En général, on a :

$$\begin{aligned} \alpha_i &= f_i(T^\circ, y, t) \\ \beta_i &= g_i(T^\circ, y, t) \end{aligned}$$

Ces paramètres sont donc des fonctions des caractéristiques mécaniques et physiques de l'éprouvette étudiée, de sa température  $T^\circ$ , de l'amplitude de déformation  $y$  et du temps  $t$  (effet de vieillissement).

Ces fonctions sont dans la plupart des cas inconnues a priori. Le système ainsi décrit est non linéaire et non stationnaire.

### III.1.2. Représentation du système autour d'un point de fonctionnement

A température  $T$  constante, pour de petits mouvements  $y$  et pendant un intervalle de temps réduit, on se place dans des conditions expérimentales telles que la description du système faite en (I.3.2.) est applicable.

La fonction de transfert est alors assimilable à un système du 2<sup>o</sup> ordre stationnaire et linéaire à coefficients constants.

Celle-ci s'écrit sous la forme canonique :

$$\frac{Y(p)}{\Gamma(p)} = \frac{K'}{1 + \frac{2\xi}{\omega_0} p + \frac{p^2}{\omega_0^2}}$$

où  $K'$  représente le gain statique du système,  $\xi$  le facteur d'amortissement et  $\omega_0$  la pulsation propre.

Sous une autre forme, nous obtenons :

$$\frac{Y(p)}{\Gamma(p)} = \frac{K\omega}{(p+\lambda)^2 + \omega^2}$$

où  $\omega$  représente la pseudo-pulsation telle que :  $\omega^2 = \omega_0^2(1-\xi^2)$

$\lambda$  est défini par :  $\lambda = \xi\omega_0$

soit :  $\lambda = \frac{\delta}{P}$  avec  $\delta$  le décrément logarithmique et  $P$  la pseudo-période telle que  $P = \frac{2\pi}{\omega}$ .

### III.1.3. Modèle mathématique du système échantillonné

Le système est échantillonné avec une période  $\Delta T_e$  (fig. III.2.)

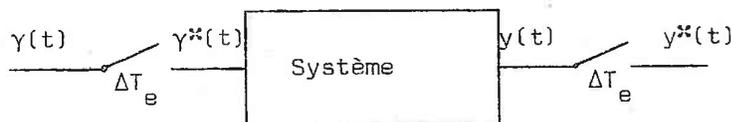


Fig. III.2. Echantillonnage du système.

La fonction de transfert échantillonnée  $G(z)$  du système s'écrit :

$$\frac{Y(z)}{\Gamma(z)} = G(z) = \frac{Kc \cdot z \sin \Delta T_e}{z^2 - 2cz \cos \omega \Delta T_e + c^2} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} z = e^{\rho \Delta T_e} \\ c = e^{-\lambda \Delta T_e} \end{cases}$$

$Y(z)$  et  $\Gamma(z)$  représentent les transformées en  $z$  de  $y(t)$  et de  $\gamma(t)$ ./17/.

Nous en déduisons la réponse du système aux instants d'échantillonnage décrite par l'équation récurrente suivante :

$$y(n) - 2c \cos \omega \Delta T_e y(n-1) - c^2 y(n-2) + Kc \sin \omega \Delta T_e \gamma(n-1)$$

$y(n)$  représente l'amplitude du déplacement en  $n^{\text{ième}}$  instant d'échantillonnage. Cette équation constitue le modèle mathématique de notre système.

### III.2. COMMANDE DE L'OSCILLATION DU PENDULE

A partir du modèle décrit précédemment, nous étudions la réponse en boucle ouverte du système, à des impulsions de courant envoyées dans les bobines puis afin d'asservir l'amplitude de l'oscillation, nous établissons une commande en boucle fermée.

#### III.2.1. Etude de la commande en boucle ouverte

Nous voulons déterminer le comportement transitoire de l'amplitude du mouvement du pendule, mis en auto-excitation accélérée, pour une variation en échelon de l'amplitude des impulsions de courant dans les bobines.

##### III.2.1.1. Schéma de la commande en boucle ouverte

Le schéma général de la commande en courant est donné figure III.3.

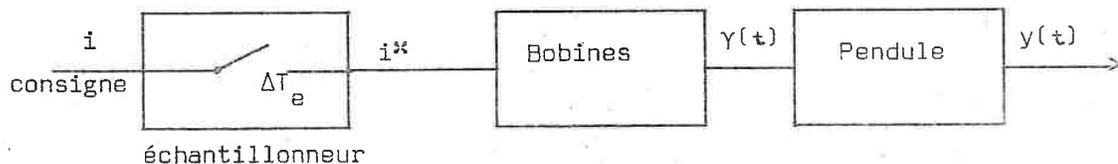


Fig. III.3. Commande en boucle ouverte.

A partir d'une consigne  $i$ , un échantillonneur transmet des impulsions de courant  $i^*$  dans des bobines. Celles-ci provoquent des impulsions de couples qui sont appliquées au pendule.

#### Caractéristiques de l'échantillonneur

Les impulsions de courant délivrées par l'échantillonneur sont synchronisées avec le passage par zéro de l'oscillation (cf II.2.2.1.).

La figure III.4. indique la forme des impulsions en régime accéléré.

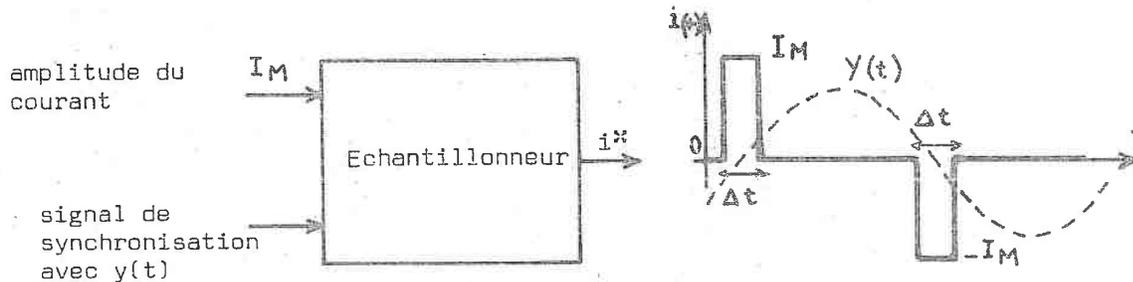


Fig. III.4. Echantillonnage du courant.

Les impulsions sont envoyées en phase avec le mouvement  $y(t)$ . L'amplitude  $I_M$  est imposée par une consigne et la durée  $\Delta t$  (fig. III.5) est le temps nécessaire à  $y(t)$  pour passer entre deux seuils  $+V$  et  $-V$  (cf II.2.2.1.).

$\Delta t$  est donc fonction de l'amplitude maximale  $A$  de l'oscillation.

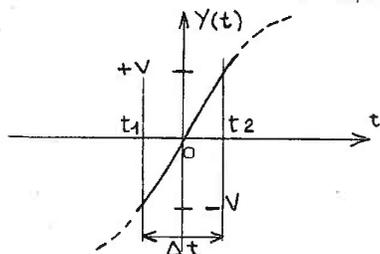


Fig. III.5. Définition de  $\Delta t$ .

En linéarisant  $y(t)$  au passage par zéro, nous obtenons :

$$y(t) \approx A \omega t$$

pour  $t = t_1$   $y(t_1) = -V = A\omega t_1$

et  $t = t_2$   $y(t_2) = +V = A\omega t_2$

d'où  $\Delta t = t_2 - t_1 = \frac{2V}{A\omega}$  où  $V$  est constant et  $\omega$  varie très peu.

Donc :  $\Delta t = \frac{k}{A}$  ( $k = \text{cste}$ )

$\Delta t$  est inversement proportionnel à l'amplitude  $A$ . La sortie du processus agit donc directement sur la commande comme le montre la figure III.6. et impose la période d'échantillonnage  $\Delta T_e$  telle que :

$$\Delta T_e = \frac{P}{2}$$

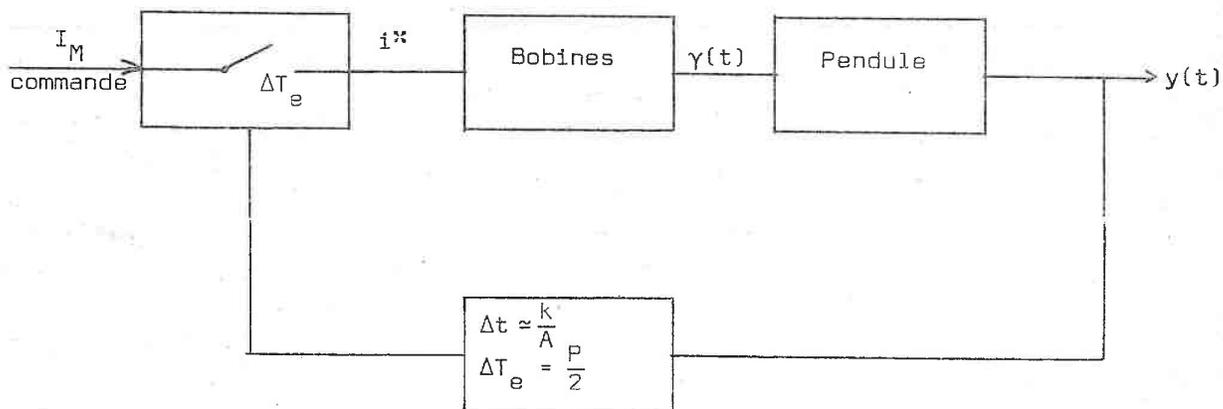


Fig. III.6. Action de la sortie sur la commande.

Nous obtenons ainsi un système échantillonné avec modulation de largeur des impulsions.

Le système peut néanmoins être simplifié en admettant les hypothèses suivantes :

- l'amplitude A de l'oscillation varie peu ce qui entraîne  $\Delta t$  constant
- les seuils +V et -V sont choisis petits devant A donc  $\Delta t$  est très petit devant la période d'échantillonnage.

Dans ces conditions, le système échantillonné réel peut être décrit par le modèle théorique établi en III.1.3.

### III.2.1.2. Calcul de la réponse indicielle du pendule

Nous calculons la réponse du mouvement du pendule lors d'une variation en échelon de la commande  $I_M$ .

En régime échantillonné, le pendule est décrit par :  $G(z)$  (cf III.1.3),

la période d'échantillonnage étant de :  $\Delta T_e = \frac{\pi}{\omega} = \frac{P}{2}$

Nous nous intéressons à l'amplitude du mouvement quand elle est extrême. C'est à dire aux instants  $t$ , tels que :

$$t = \frac{\Delta T_e}{2} + k \Delta T_e \quad k \in \mathbb{N}$$

Ces instants sont donc différents des instants d'échantillonnage où l'amplitude s'annule.

Nous obtenons la valeur de l'amplitude à ces instants par l'expression :

$$Y(z, m) = G(z, m) \times \Gamma(z)$$

où  $Y(z, m)$  représente la transformée en  $z$  modifiée de  $Y(z)$  /17/ et  $G(z, m)$  celle de  $G(z)$ .

Nous observons la sortie à  $t = \frac{\Delta T_e}{2} + k \Delta T_e$  donc  $m = \frac{1}{2}$

$G(z, m)$  s'exprime par :

$$G(z, m) = \frac{K \left[ z \sin(m\omega\Delta T_e) + e^{-\lambda\Delta T_e} \sin((1-m)\omega \Delta T_e) \right] e^{-\lambda m\Delta T_e}}{z^2 - 2z e^{-\lambda\Delta T_e} \cos \omega\Delta T_e + e^{-2\lambda\Delta T_e}}$$

or  $\omega\Delta T_e = \pi$  et  $m = \frac{1}{2}$ , d'où l'expression :

$$G\left(z, \frac{1}{2}\right) = \frac{K e^{-\lambda \frac{\Delta T_e}{2}}}{z + e^{-\lambda\Delta T_e}}$$

$G\left(z, \frac{1}{2}\right)$  est donc du 1<sup>er</sup> ordre

Nous en déduisons l'amplitude  $y(n, \frac{1}{2})$  de la sortie à ces instants d'observation :

$$Y(z, \frac{1}{2}) = \frac{K \cdot e^{-\lambda \frac{\Delta T_e}{2}}}{z + e^{-\lambda \Delta T_e}} \cdot \Gamma(z)$$

d'où

$$y(n, \frac{1}{2}) = K e^{\lambda \frac{\Delta T_e}{2}} \cdot y(n-1) - e^{-\lambda \Delta T_e} \cdot y(n-1, \frac{1}{2})$$

Les impulsions de couples sont provoquées par la force agissant sur les noyaux de fer doux lors du passage du courant dans les bobines.

Le couple est alors proportionnel au carré du courant, soit :

$$\gamma = \alpha i^2 \quad \text{où } \alpha \text{ représente un coefficient de couplage électromécanique.}$$

Le courant  $i$  est constitué d'une suite d'impulsions d'amplitude  $I_M$ . Au  $n^{\text{ième}}$  instant d'échantillonnage, celui-ci s'écrit :

$$|i(n)| = I_M$$

En régime auto-entretenu accéléré, le couple appliqué est du même signe que la dérivée  $\dot{y}(t)$  du mouvement (fig. III.7.).

D'où l'expression du couple à l'instant  $n$  :

$$\gamma(n) = \begin{cases} \alpha I_M^2 & \text{si } \dot{y}(n) > 0 \\ -\alpha I_M^2 & \text{si } \dot{y}(n) < 0 \end{cases}$$

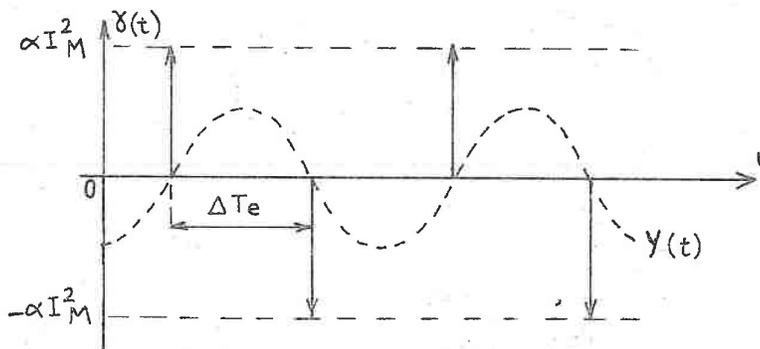


Fig. III.7. Impulsions de couples appliquées au pendule.

L'expression de  $y(n, \frac{1}{2})$  est alors décrite, en fonction de la commande  $I_M$ , par une suite récurrente alternée.

Celle-ci se décompose en deux autres suites  $y_{\max}(n, \frac{1}{2})$  et  $y_{\min}(n, \frac{1}{2})$  qui représentent respectivement le lieu des amplitudes maximales et minimales.

Soit, en supposant  $\gamma(0) > 0$  :

$$y_{\max}\left(n, \frac{1}{2}\right) = e^{-2\lambda\Delta T_e} y(n-2, \frac{1}{2}) + K\alpha I_M^2 \left( e^{\lambda \frac{\Delta T_e}{2}} + e^{-3\lambda \frac{\Delta T_e}{2}} \right) \quad \begin{array}{l} n \text{ impair} \\ n \geq 3 \end{array}$$

avec  $y(1, \frac{1}{2}) = K\alpha I_M^2 e^{-\lambda \frac{\Delta T_e}{2}}$

Cette relation représente une suite positive, croissante et qui converge vers la limite  $y_{\max}^{(\infty)}$  définie par :

$$y_{\max}^{(\infty)} = K\alpha I_M^2 \left( \frac{e^{-\lambda \frac{\Delta T_e}{2}} + e^{-3\lambda \frac{\Delta T_e}{2}}}{1 - e^{-2\lambda\Delta T_e}} \right) \quad \text{pour } \lambda \neq 0$$

or  $\lambda\Delta T_e \ll 1$ , d'où :

$$y_{\max}^{(\infty)} \approx \frac{K\alpha I_M^2}{\lambda\Delta T_e}$$

De même, nous avons :

$$y_{\min}\left(n, \frac{1}{2}\right) = e^{-2\lambda\Delta T_e} y(n-2, \frac{1}{2}) - K\alpha I_M^2 \left( e^{-\lambda \frac{\Delta T_e}{2}} + e^{-3\lambda \frac{\Delta T_e}{2}} \right) \quad \begin{array}{l} n \text{ pair} \\ n \geq 2 \end{array}$$

avec  $y(0, \frac{1}{2}) = 0$

Cette relation représente une suite positive, décroissante et qui converge vers la limite  $y_{\min}^{(\infty)}$  définie par :  $y_{\min}^{(\infty)} = -y_{\max}^{(\infty)}$

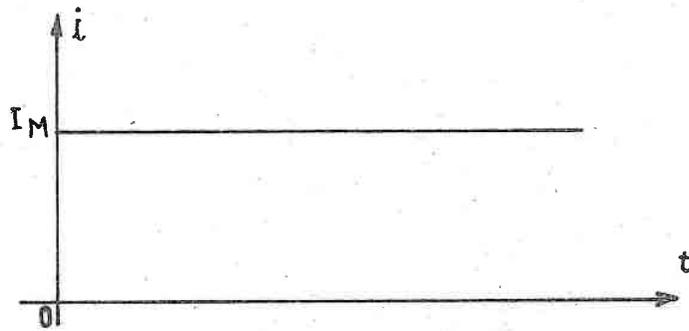
Le régime établi est donc déterminé par la commande et par les paramètres  $\lambda$  et  $K$  du système. Ce régime dépend directement de l'évolution du matériau. L'oscillation diverge si  $\lambda$  s'annule.

Nous donnons figure III.8. et figure III.9. l'allure théorique et expérimentale de la réponse indicielle du mouvement.

Cette étude montre d'une part que le modèle décrit de façon réaliste le comportement du pendule et d'autre part, que le système est commandable par l'intermédiaire du courant.

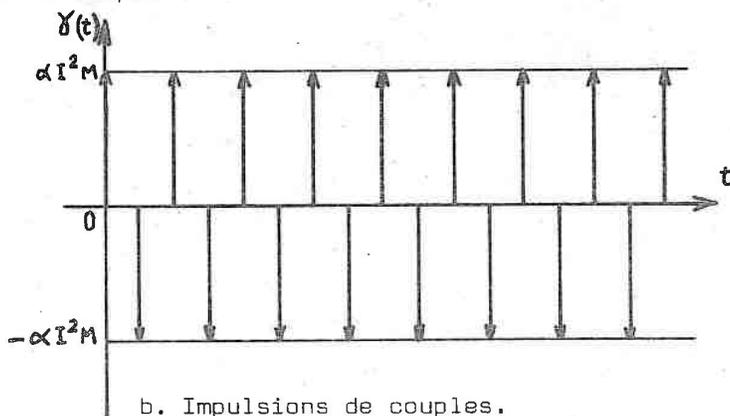
Nous voyons également apparaître la nécessité d'asservir l'oscillation pour obtenir une amplitude constante indépendante des modifications paramétriques du système. En effet, une référence d'amplitude doit être définie pour initialiser les mesures en oscillation libre.

courant



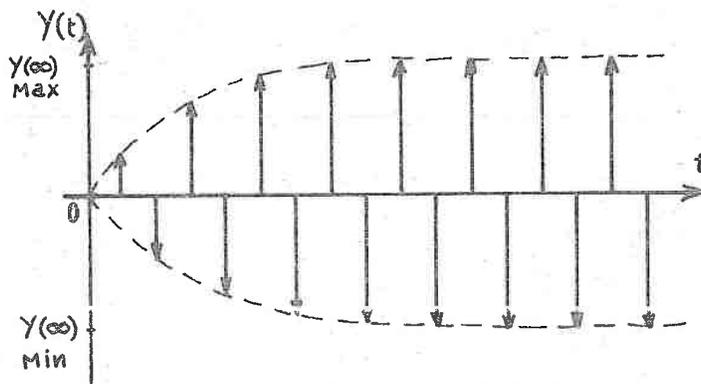
a. Echelon de commande.

couple



b. Impulsions de couples.

déplacement



c. Réponse indicielle du pendule.

Fig. III.8. Allure théorique de la réponse indicielle du modèle.

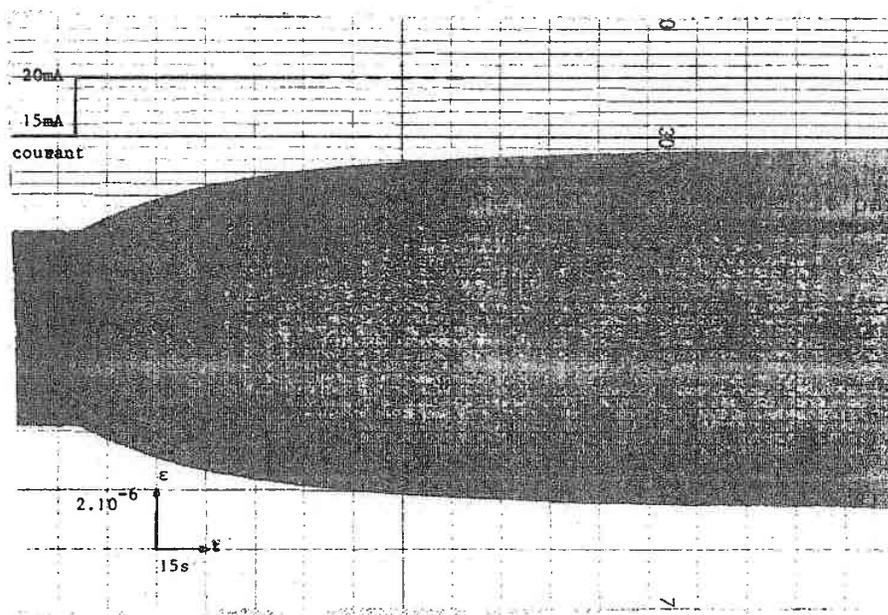
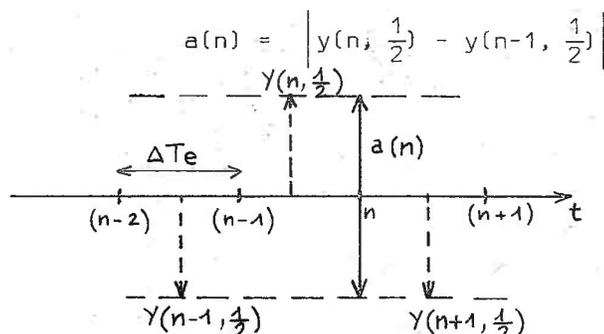


Fig.III.9. Réponse indicielle en boucle ouverte du pendule.

### III.2.2. Etude de la commande en boucle fermée

#### III.2.2.1. Asservissement de l'amplitude

La grandeur à asservir est l'amplitude crête à crête  $a(t)$  du déplacement  $y(t)$ . Aux instants d'échantillonnage  $n\Delta T_e$ , nous définissons une grandeur fictive  $a(n)$  figure III.10, représentant l'élongation totale du pendule, telle que :



$a(n)$  est indépendant d'un éventuel décalage de la position d'équilibre

Fig. III.10. Définition de l'élongation totale  $a(n)$ .

Le schéma de l'asservissement de  $a(t)$  est représenté figure III.11.

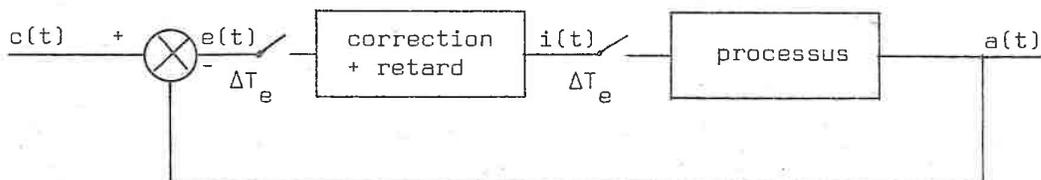


Fig. III.11. Asservissement de l'amplitude.

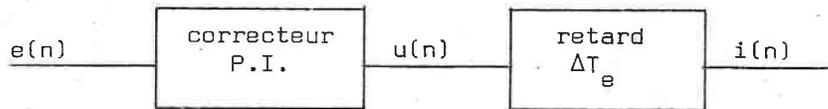
Soient :  $c(t)$  la consigne d'amplitude  
 $a(t)$  l'amplitude crête à crête du signal de sortie du processus  
 $e(t)$  le signal d'erreur défini par  $e(t) = c(t) - a(t)$   
 $i(t)$  la commande du processus (amplitude du courant dans les bobines).

Le correcteur, introduit dans la chaîne directe de l'asservissement, a pour but d'améliorer les performances du système (diminution du temps de réponse, suppression de l'erreur de position), /10/.

Le procédé même de mesure des extrêmes (II.2.2.1.) implique que la commande élaborée à l'instant d'échantillonnage  $n$ , ne sera pris en compte par le système qu'à l'instant suivant  $(n+1)$ , d'où l'existence d'un retard égal à une période d'échantillonnage dans la boucle directe.

### III.2.2.2. Algorithme de commande

Le correcteur numérique utilisé est du type proportionnel-intégral (P.I.). Au  $n^{\text{ième}}$  instant d'échantillonnage, nous avons (fig. III.12.) :



$e(n)$  : l'erreur

$u(n)$  : la sortie du correcteur

Fig. III.12. Schéma de la commande en boucle fermée.

$i(n)$  : la commande du processus.

$u(n)$  s'exprime par : 
$$u(n) = K_p \left( e(n) + \frac{1}{T_i} \left( \frac{e_0 + e_1}{2} + \dots + \frac{e(n-1) + e(n)}{2} \right) \Delta T_e \right)$$

ou 
$$u(n) = K_p e(n) + \frac{K_p \cdot \Delta T_e}{2 T_i} \left( (e_0 + e_1) + \dots + (e(n-1) + e(n)) \right)$$

avec :  $K_p$  : coefficient de proportionalité

$T_i$  : constante d'intégration

$\Delta T_e$  : période d'échantillonnage

$e_0, e_1, \dots, e(n)$  : erreur à l'instant 0, 1, ... n

Nous avons aussi : 
$$u(n-1) = K_p e(n-1) + \frac{K_p \Delta T_e}{2 T_i} \left( (e_0 + e_1) + \dots + (e(n-2) + e(n-1)) \right)$$

Formons la différence :  $u(n) - u(n-1)$

$$u(n) - u(n-1) = \Delta u(n) = K_p \left( e(n) - e(n-1) \right) + \frac{K_p \Delta T_e}{2 T_i} \left( e(n) + e(n-1) \right)$$

On pose :  $K_I = \frac{K_p \Delta T_e}{2 T_i}$  d'où 
$$\Delta u(n) = (K_p + K_I) e(n) + (K_I - K_p) e(n-1)$$

algorithme de calcul de la commande

Soit :  $\Delta i_n = i(n) - i(n-1)$

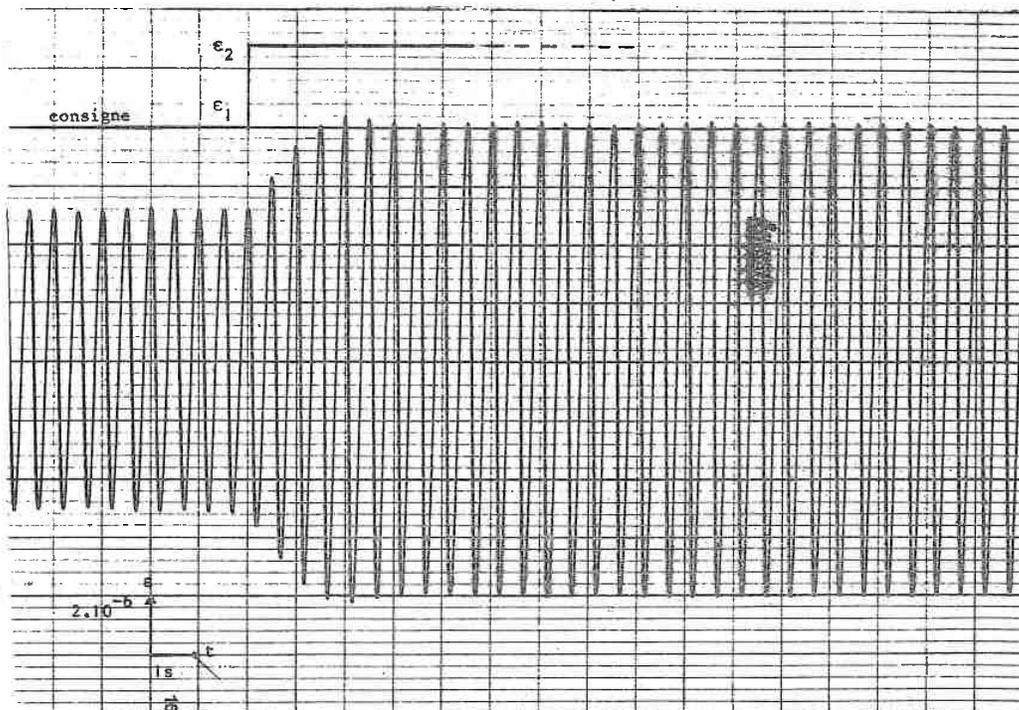
On sait que :  $\Delta i(n) = \Delta u(n-1)$

Pour le processus, la commande effective sera :

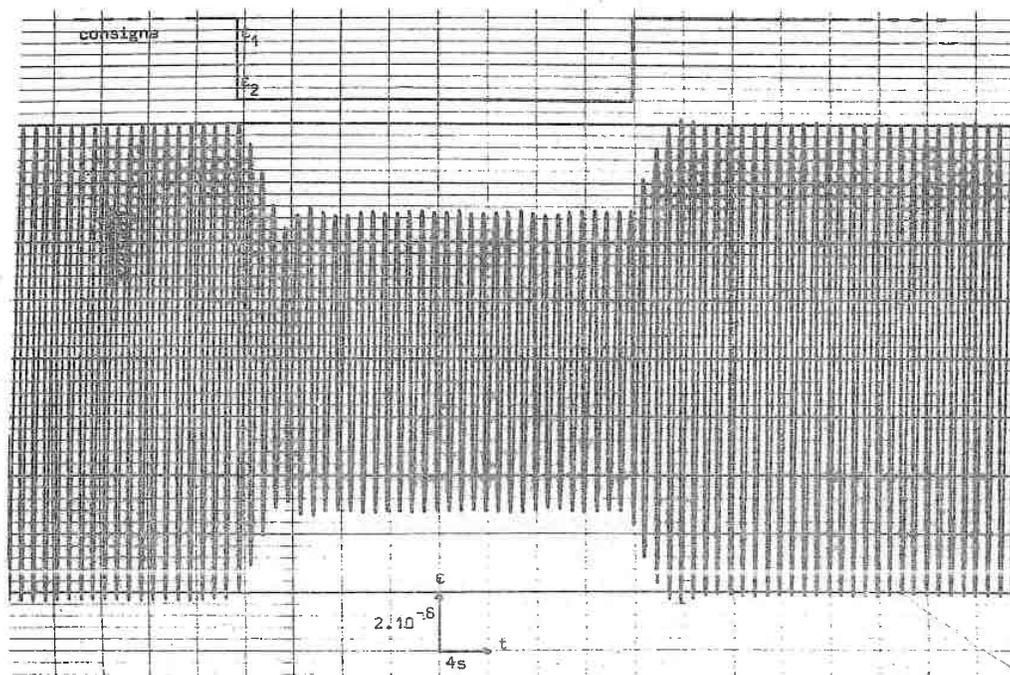
$$\Delta i(n) = (K_p + K_I) e(n-1) + (K_I - K_p) e(n-2)$$

Les paramètres (gain et constante de temps) qui définissent le processus lui-même varient sensiblement au cours d'une expérience.

En conséquence, le comportement du système en boucle fermée évoluera également. Les coefficients du correcteur doivent néanmoins garantir au système des performances



a. Réponse du pendule à un échelon d'accélération.



b. Réponse du pendule à un échelon de freinage suivi d'un échelon d'accélération.

Fig. III.14. Réponses indicielles du pendule en boucle fermée.

acceptables (stabilité, faible temps de montée).

#### Choix des coefficients du correcteur

Deux approches sont possibles pour obtenir ces derniers.

- modifier les coefficients en fonction des variations des paramètres du processus afin de présenter toujours des caractéristiques jugées optimales par l'utilisateur (système auto-adaptatif).

- trouver par voie expérimentale un compromis pour les coefficients assurant des performances suffisantes pour l'utilisateur.

La première solution paraît la plus séduisante mais elle demande une connaissance très poussée du processus nécessitant des calculs longs et complexes.

Pratiquement, nous avons opté pour la deuxième solution - un réglage donnant satisfaction, a été obtenu expérimentalement pour les coefficients  $K_p$  et  $K_I$ .

Soit :  $K_p = 5$      $K_I = 0,1$

Celui-ci s'est avéré efficace et a été utilisé sans modification au cours de nos essais.

#### III.2.2.3. Organigramme de la commande du processus en boucle fermée

La commande calculée à partir de l'algorithme donnant  $u(n)$  est appliquée au processus soit pour accélérer le mouvement, soit pour le freiner. Si l'erreur est négative, la sortie est supérieure à la consigne, le mouvement doit être freiné pour diminuer l'écart, et accéléré si l'erreur est positive.

Ceci est traduit par l'organigramme de la figure III.13. définissant le programme REGUL qui réalise l'asservissement.

Différents enregistrements illustrent le fonctionnement en boucle fermée et montrent les performances obtenues.

La figure III.14a. indique la réponse indicielle du pendule en boucle fermée. Nous pouvons constater que le régime permanent est atteint en un temps très court (moins de 5 périodes du signal, soit 5 secondes).

La figure III.14b. représente la réponse à un échelon de freinage suivi d'un échelon d'accélération. Ceci démontre l'efficacité de la commande utilisée et son aptitude à définir un niveau de référence constant pour l'oscillation.

## PROGRAMME REGUL

initialisation

Entrée de données sur la console :  
 - consigne C  
 - coefficients du correcteur  $K_P, K_I$   
 - commande initiale  $\mu_0$

mise en oscillation

commande en boucle ouverte  
 accélération du mouvement

l'amplitude est-elle  
 suffisante ?

NON

OUI

passage en boucle  
fermée

initialisation :  
 $n = 0, e(0) = 0, \Delta\mu(0) = 0$

Mesure de  $y(-1, 1/2)$  sur  
 entrée numérique par  
 synchronisation externe

Retour du moniteur temps réel  
 Attente de l'interruption suivante

⚡ Interruption externe

- mesure de  $y(n, 1/2)$   
 sur entrée numérique

- calcul de  $a(n)$

 $n \rightarrow n+1$ 

calcul de l'erreur  
 $e(n) = c(n) - a(n)$

calcul de la commande  $u(n)$   
 $u(n) = (K_P + K_I)e(n) + (K_I - K_P)e(n-1)$   
 $u(n) = u(n-1) + \Delta(n)$

NON  $e(n) \geq 0$  OUI

freinage

accélération

application de  $u(n)$   
 sur les sorties numériques

sauvegarde de  $e(n), u(n), y(n, 1/2)$

Fig.III.13. Organigramme de la commande d'amplitude en boucle fermée.

### III.3. MESURE DES PARAMETRES DU SYSTEME

D'après les remarques faites au paragraphe I.3.2., la mesure des grandeurs anélastiques (frottement intérieur et défaut de module élastique) revient à effectuer l'identification de la fonction de transfert du système mécanique pendule-éprouvette.

Le modèle mathématique choisi(III.1.3.) décrit le comportement du système autour d'un point de fonctionnement. A ce point correspond des valeurs particulières des paramètres du modèle.

La technique expérimentale employée consiste à modifier le point de fonctionnement par rapport à la température et au temps (variation  $T^\circ = f(t)$ ).

Pour rendre compte efficacement des variations des paramètres, le modèle doit être mis à jour au fur et à mesure de leur évolution. La méthode d'identification devra donc opérer en temps réel.

Le résultat global de l'identification donnera la variation des paramètres en fonction du point de fonctionnement (spectre de frottement intérieur et variation relative du module).

La méthode employée pour l'identification utilise les principes d'estimation statistique des paramètres. /14/, /15/.

#### III.3.1. Estimation statistique des paramètres

Le processus peut être décrit par la figure III.15.

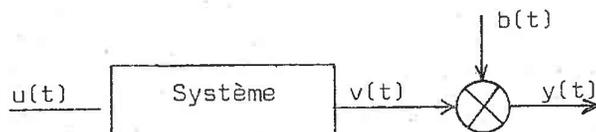


Fig.III.15. Représentation d'un système bruité.

$$\text{On a : } y(t) = v(t) + b(t)$$

Les mesures effectuées à la sortie  $y(t)$  du système sont la superposition de grandeurs déterministes  $v(t)$ , fonctions des paramètres du système et de l'entrée, et d'un bruit aléatoire  $b(t)$ .

Ce bruit représente tous les phénomènes non expliqués par le modèle mathématique du système : bruit de mesure, bruit de structure (imprécision sur le modèle, non linéarité), etc.

Le modèle utilisé est supposé linéaire par rapport aux paramètres et s'écrit :

$$\frac{V(z)}{U(z)} = \frac{N(z^{-1})}{D(z^{-1})}$$

$$\text{On a : } Y(z) = V(z) + B(z)$$

On en déduit :  $D(z^{-1})Y(z) = N(z^{-1})U(z) + E(z)$  avec  $E(z) = D(z^{-1})B(z)$

L'expression de  $y(n)$ , mesure de la sortie à l'instant  $n$ , s'écrit :

$$y(n) = - \sum_{i=1}^p \alpha_i y(n-i) + \sum_{j=0}^q \beta_j u(n-j) + e(n) \quad (\text{III.3.1.})$$

avec  $e(n) = b(n) + \sum_{i=1}^p \alpha_i b(n-i)$   $p$  représente l'ordre du système  $p \geq q$

$e(n)$  représente un bruit généralisé appelé résidus.

### III.3.1.1. Signification physique des résidus

Soit  $\hat{y}(n)$ , la sortie à l'instant  $n$  estimée par le modèle à partir des mesures précédentes et des commandes.

$$\text{On a : } \hat{y}(n) = - \alpha_1 y(n-1) \dots - \alpha_p y(n-p) + \beta_0 u(n) + \dots + \beta_q u(n-q)$$

La mesure  $y(n)$  de la sortie au même instant est donné par l'équation III.3.1.

On en déduit :

$$y(n) - \hat{y}(n) = e(n)$$

Ce résultat montre que les résidus représentent l'erreur de prédiction du modèle. On en déduit le schéma suivant (fig.III.16.)

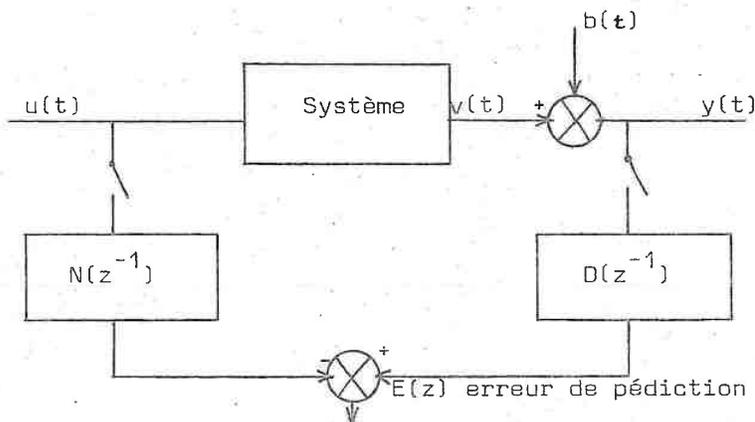


Fig.III.16. Erreur de prédiction du modèle.

### III.3.1.2. Estimation des moindres carrés

On effectue  $N$  mesures de la sortie. On peut alors écrire l'équation (III.3.1.)  $(N-p)$  fois, soit :

$$\begin{bmatrix} y(N) \\ \vdots \\ y(p+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -y(N-1) \dots -y(N-p) & u(N) \dots u(N-q) \\ \vdots \\ -y(p) \dots -y(1) \dots & u(p+1) \dots u(p+1-q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \vdots \\ \alpha_p \\ \beta_0 \\ \vdots \\ \beta_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e(N) \\ \vdots \\ e(p+1) \end{bmatrix}$$

Ce système s'écrit sous forme matricielle :

$$\underline{Y} = \Phi \underline{\theta} + \underline{E} \quad \text{avec } \underline{Y} \text{ vecteur observation}$$

$$\underline{\theta} \text{ vecteur paramètre inconnu}$$

$$\underline{E} \text{ vecteur erreur}$$

$$\Phi \text{ matrice d'information.}$$

L'estimateur des moindres carrés minimalise le critère obtenu par addition des carrés des erreurs de prédiction.

Celui-ci s'écrit :

$$C = \underline{E}^T \underline{E} = \sum_{k=p+1}^N e^2(k)$$

$$C = (\underline{Y} - \Phi \underline{\theta})^T (\underline{Y} - \Phi \underline{\theta})$$

$$= \underline{Y}^T \underline{Y} - 2 \underline{Y}^T \Phi \underline{\theta} + \underline{\theta}^T \Phi^T \Phi \underline{\theta}$$

La condition nécessaire pour que C soit minimum est :

$$\frac{\partial C}{\partial \underline{\theta}} = -2 \Phi^T \underline{Y} + 2 \Phi^T \Phi \underline{\theta} = 0$$

Une estimation  $\hat{\underline{\theta}}$  de  $\underline{\theta}$  est donnée par la solution de cette équation, soit :

$$\hat{\underline{\theta}} = (\Phi^T \Phi)^{-1} \cdot \Phi^T \cdot \underline{Y}$$

### III.3.1.3. Propriétés statistiques de l'estimateur

L'estimateur est non biaisé si :  $E.M(\hat{\underline{\theta}}) = \underline{\theta}$

avec E.M. : opérateur espérance mathématique.

La valeur moyenne des estimations converge vers la valeur vraie des paramètres.

$$\text{On a : } E.M(\hat{\underline{\theta}}) = E.M\left[(\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T \underline{Y}\right]$$

$$= E.M\left[(\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T (\Phi \underline{\theta} + \underline{E})\right]$$

$$= E.M(\underline{\theta}) + E.M\left[(\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T \underline{E}\right]$$

$$E.M(\hat{\underline{\theta}}) = \underline{\theta} + E.M\left[(\Phi^T \Phi)^{-1} \cdot \Phi^T \underline{E}\right]$$

Cette expression montre que l'estimateur des moindres carrés est biaisé car  $\underline{E}$  est corrélé avec  $\Phi$ .

Pour obtenir une estimation non biaisée, il faut que  $\underline{E}$  soit non corrélé et centré.

$$E.M(\underline{E}) = 0.$$

Ce résultat peut être obtenu par filtrage numérique des résidus corrélés de façon à obtenir pour résidus un bruit blanc. (méthode des moindres carrés généralisés /14/, /15/, /16/.

### III.3.1.4. Critère de choix de l'estimateur

En plus de l'efficacité, ces algorithmes d'estimations doivent être, pour notre application, suffisamment simples pour permettre une programmation en langage machine (assembleur) sur petit calculateur industriel en ligne avec le processus et suffisamment rapide pour autoriser une identification en temps réel.

Ces différentes contraintes ne nous permettent pas d'appliquer les puissantes méthodes d'estimations telle que celle des moindres carrés généralisés ou celle du maximum de vraisemblance /14/ dont la mise en oeuvre nécessite l'utilisation d'un disque couplé au calculateur.

Par contre, la méthode des moindres carrés concilie ces diverses exigences et peut être retenue à condition que le biais de l'estimation soit négligeable.

Les résultats de la simulation théorique de notre processus (III.5.1.) employant la méthode des moindres carrés montrent que l'estimation fournit de bons résultats quand le niveau de bruit superposé au signal analysé reste faible (rapport  $\frac{\text{bruit}}{\text{signal}} < \text{quelques } \%$ ). Le biais est alors négligeable.

Or l'étude faite en III.5.2., à partir de résultats expérimentaux, indique que le rapport bruit sur signal dans notre cas reste inférieur à 1 %.

En conséquence, l'application de la méthode des moindres carrés à notre processus constitue une solution réaliste à notre problème et doit conduire à une bonne précision sur les paramètres.

Donc, compte-tenu des conditions expérimentales (faible bruit) et matérielles (taille mémoire restreinte et programmation en assembleur), la méthode des moindres carrés constitue, dans notre cas, un excellent compromis efficacité-simplicité-rapidité.

### III.3.2. Mesure du décrétement logarithmique $\delta$

Soient N mesures échantillonnées à la cadence  $\Delta T_e$  (0,1s).

Ces mesures sont effectuées en décroissance libre par suppression de la commande.

Le signal analysé possédant une composante continue (cf II.2.1.1.), la valeur moyenne  $m_0$  du signal doit être retranchée à chaque échantillon  $y(n)$ .  $m_0$  s'obtient par l'expression :

$$m_0 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n)$$

L'évolution du signal de sortie en fonction du temps représente donc la réponse impulsionnelle du système.

D'après le modèle défini en III.1.3., la réponse impulsionnelle est représentée au  $n^{\text{ième}}$  instant d'échantillonnage par l'équation :

$$y(n) = 2c \cos \omega \Delta T_e y(n-1) - c^2 (y(n-2))$$

pour  $n > 1$

Le couple  $\gamma(t)$  étant une impulsion de Dirac telle que :  $\gamma(t) \begin{cases} = 1 & t = 0 \\ = 0 & t > 0 \end{cases}$

D'après III.3.1., nous pouvons écrire :

$$y(n) = 2c \cos \omega \Delta T_e y(n-1) - c^2 y(n-2) + e(n)$$

Cette équation n'est pas linéaire par rapport aux paramètres  $c$  et  $\omega$ . On choisit alors un modèle linéaire de la forme :

$$y(n) = \alpha_1 y(n-1) + \alpha_2 y(n-2) + e(n)$$

La méthode des moindres carrés fournit l'estimateur  $\hat{\underline{\theta}} = \begin{pmatrix} \hat{\alpha}_1 \\ \hat{\alpha}_2 \end{pmatrix}$

On en déduit les relations :

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= 2e^{-\lambda \Delta T_e} \cos \omega \Delta T_e & c &= e^{-\lambda \Delta T_e} \\ \alpha_2 &= -e^{-2\lambda \Delta T_e} & \lambda &= \frac{\delta}{P} \end{aligned}$$

### III.3.2.1. Sensibilité du vecteur paramètre par rapport à $\lambda$

Le vecteur sensibilité s'écrit :

$$\frac{\partial \underline{\theta}}{\partial \lambda} \begin{cases} \frac{\partial \alpha_1}{\partial \lambda} \\ \frac{\partial \alpha_2}{\partial \lambda} \end{cases}$$

$$\text{On a : } \frac{\partial \alpha_1}{\partial \lambda} = -\Delta T_e \alpha_1 \quad \text{d'où} \quad \frac{\Delta \alpha_1}{\alpha_1} = -\Delta T_e \Delta \lambda$$

$$\frac{\partial \alpha_2}{\partial \lambda} = -2\Delta T_e \alpha_2 \quad \text{d'où} \quad \frac{\Delta \alpha_2}{\alpha_2} = -2\Delta T_e \Delta \lambda$$

Il en résulte que  $\underline{\theta}$  est d'autant plus sensible aux variations  $\Delta \lambda$  de  $\lambda$  que la période d'échantillonnage  $\Delta T_e$  est grande et il apparaît également que  $\alpha_2$  est deux fois plus sensible que  $\alpha_1$ .

### III.3.2.2. Conséquences

Afin d'accroître la sensibilité des paramètres par rapport à  $\lambda$  et par conséquent la précision de la mesure, la période d'échantillonnage est augmentée artificiellement en posant :

$$\Delta T'_e = k \Delta T_e \quad \text{avec } k \in \mathbb{N} \text{ (ensemble des entiers naturels)}$$

Le choix du décalage  $k$  est précisé au paragraphe III.4.

Soit  $y(m)$ , la valeur de la sortie à l'instant  $m\Delta T'_e$ .

Nous obtenons alors :

$$y(m) = \alpha_1 y(m-1) + \alpha_2 y(m-2) + e(m)$$

Ceci est illustré par le schéma figure III.17.

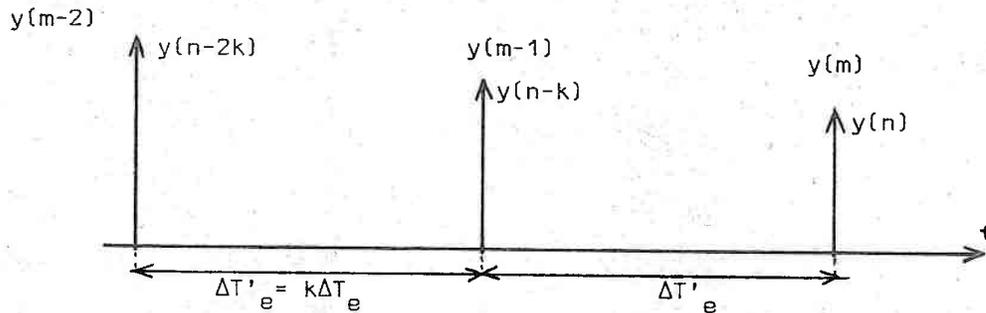


Fig. III.17. Échantillons décalés de  $\Delta T'_e$ .

Les échantillons  $y(m-2)$ ,  $y(m-1)$  sont décalés de  $\Delta T'_e = k\Delta T_e$ .

L'initialisation s'effectue en posant :  $y(m-2) = y(0)$

En procédant ensuite par décalage successif de  $\Delta = \Delta T_e$ , on obtient  $(M+1)$  équations.

Soit :

$$\begin{aligned} y(m) &= \alpha_1 y(m-1) + \alpha_2 y(m-2) + e(m) \\ y(m+\Delta) &= \alpha_1 y(m-1+\Delta) + \alpha_2 y(m-2+\Delta) + e(m+\Delta) \\ \vdots & \\ y(m+i\Delta) &= \alpha_1 y(m-1+i\Delta) + \alpha_2 y(m-2+i\Delta) + e(m+i\Delta) \\ \vdots & \\ y(m+M\Delta) &= \alpha_1 y(m-1+M\Delta) + \alpha_2 y(m-2+M\Delta) + e(m+M\Delta) \end{aligned}$$

Le schéma de la figure III.18. montre la position des échantillons du  $i^{\text{ème}}$  décalage.

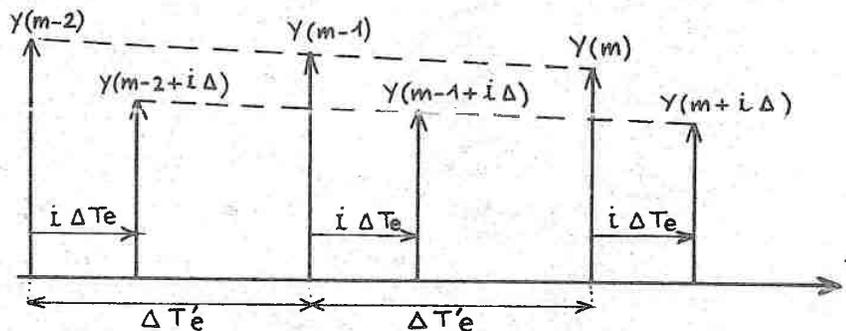


Fig. III.18. Positions des échantillons au  $i^{\text{ème}}$  décalage.

Pour  $M=k$ , on peut remarquer que :

$$y(m+k\Delta) = y(m+1)$$

$$y(m-1+k\Delta) = y(m)$$

$$y(m-2+k\Delta) = y(m-1)$$

Nous pouvons alors écrire, sous forme matricielle : avec les mêmes définitions que précédemment (III.3.1.2.)

$$\underline{Y} = \Phi \underline{\Theta} + \underline{E}$$

d'où l'estimateur :

$$\underline{\hat{\Theta}} = (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T \underline{Y} \quad \text{avec } \underline{\hat{\Theta}} = \begin{cases} \hat{\alpha}_1 \\ \hat{\alpha}_2 \end{cases}$$

Nous obtenons alors :

$$\hat{\alpha}_1 = 2e^{-\lambda \Delta T'_e} \cos \omega \Delta T'_e$$

$$\hat{\alpha}_2 = -e^{-2\lambda \Delta T'_e}$$

$\hat{\alpha}_2$  ne dépend pas explicitement de  $\omega$  et est davantage sensible à  $\lambda$  que  $\hat{\alpha}_1$ .  
Nous en déduisons donc directement  $\lambda$ .

Nous obtenons :

$$\lambda = -\frac{1}{2\Delta T'_e} \text{Log } \hat{\alpha}_2 \quad \text{or } \Delta T'_e = k\Delta T_e$$

$$\text{et } \lambda = \frac{\delta}{P}$$

Connaissant  $\lambda$ , la pseudo période  $P$  ( $P=2\pi/\omega$ ) peut être calculée à partir de  $\hat{\alpha}_1$ .  
Mais sa détermination se révèle peu précise ( $\hat{\alpha}_1$  peut s'annuler pour  $\omega \Delta T'_e \approx \frac{\pi}{2} + k\pi$ ).

Une méthode plus précise est proposée au paragraphe suivant (III.3.3.)

Connaissant  $P$ , on obtient le décrement  $\delta$  par :

$$\delta = \frac{P}{2k\Delta T_e} \text{Log } \hat{\alpha}_2$$

Nous présentons au paragraphe III.5., les résultats obtenus dans l'estimation de  $\delta$  à l'aide de la méthode décrite. La précision obtenue sur les mesures montrent la validité de l'estimateur.

### III.3.3. Mesure de la pseudo période P

La mesure de  $P$  doit s'effectuer simultanément avec la mesure du décrement logarithmique  $\delta$  afin d'opérer dans des conditions expérimentales identiques de température et d'amplitude.

Les méthodes couramment utilisées pour la mesure de période procèdent par comptage d'impulsions provenant d'une base de temps. La mesure se fait en

général sur plusieurs périodes du signal inconnu pour obtenir une moyenne et améliorer la précision.

Ces méthodes permettent des mesures très précises mais afin d'obtenir une combinaison optimale entre résolution, précision et vitesse de mesure, l'appareil doit être programmable.

La mesure du décrétement  $\delta$  nécessite la mémorisation d'un nombre important d'échantillons provenant du signal. Une méthode calquée sur les précédentes et utilisant les échantillons mémorisés a été adoptée. Celle-ci permet de se passer de l'emploi d'un périodemètre programmable et offre une précision sur la mesure comparable aux méthodes procédant par comptage.

#### III.3.3.1. Principe et algorithme de mesure

Le principe consiste à calculer par interpolation linéaire, l'instant correspondant au passage du signal par sa valeur moyenne. On détermine ainsi le temps écoulé pendant  $\alpha$  périodes du signal.

Plusieurs mesures sont effectuées pour obtenir une moyenne.

La base de temps définissant la période d'échantillonnage du signal est l'horloge temps réel du calculateur constituée par un oscillateur programmable à quartz de précision. Ceci confère à la base de temps une excellente précision et l'incertitude introduite par celle-ci est tout à fait négligeable par rapport aux autres sources d'erreurs.

#### Calcul de P

Le signal est échantillonné à la cadence  $\Delta T$ .

$y(n)$  représente la valeur du signal au  $n^{\text{ième}}$  instant d'échantillonnage.

Soit  $m_0$ , la valeur moyenne du signal, on a :

$$m_0 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) \quad N : \text{nombre total d'échantillons.}$$

Soient  $y(n)$  et  $y(n+1)$  deux valeurs successives telles que :

$$y(n) \leq m_0 < y(n+1)$$

Soient  $y(n+1)$  et  $y(n+1+1)$  espacées de  $1\Delta T_e$  des précédentes et vérifiant :

$$y(n+1) \leq m_0 < y(n+1+1)$$

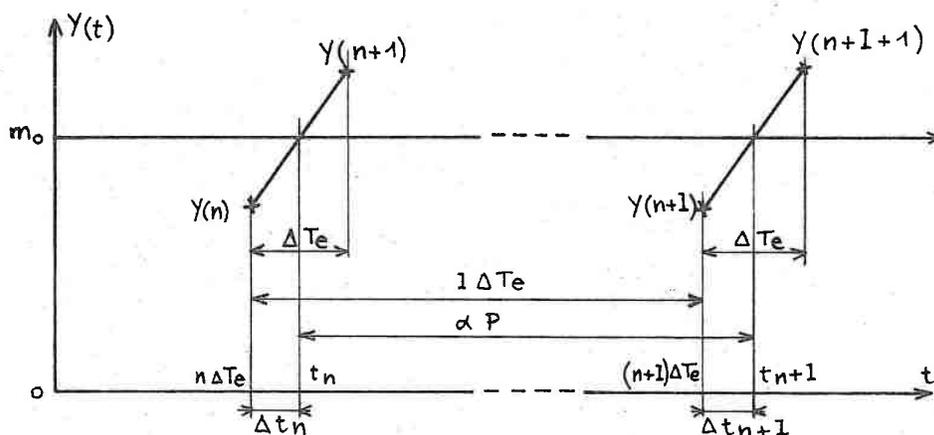


Fig. III.19. Principe du calcul de P.

Soient  $t_n$  et  $t_{n+1}$ , les instants correspondant au passage du signal par sa valeur moyenne calculés par interpolation linéaire (fig. III.19).

$$\text{On a : } \Delta t_n = t_n - n\Delta T_e = \left( \frac{m_0 - y(n)}{y(n+1) - y(n)} \right) \Delta T_e$$

$$\text{et } \Delta t_{n+1} = t_{n+1} - (n+1)\Delta T_e = \left( \frac{m_0 - y(n+1)}{y(n+1+1) - y(n+1)} \right) \Delta T_e$$

On obtient pour la pseudo période :

$$\alpha P = 1\Delta T_e + \Delta t_{n+1} - \Delta t_n$$

$$\text{d'où } P = \frac{1\Delta T_e + \Delta t_{n+1} - \Delta t_n}{\alpha}$$

En faisant une moyenne sur  $\alpha'$  mesures, on a :

$$P = \frac{1}{\alpha'} \sum_{i=1}^{\alpha'} P_i \quad \text{avec } P_i = \frac{1_i \Delta T_e + (\Delta t_{n+1} - \Delta t_n)_i}{\alpha}$$

Si  $\alpha = \alpha'$ , on obtient :

$$P = \frac{1}{\alpha} \sum_{i=1}^{\alpha} \left( 1_i \Delta T_e + (\Delta t_{n+1} - \Delta t_n)_i \right)$$

P est calculé par le programme PERIO d'après l'organigramme de la figure III.20.

### III.3.3.2. Précision de la méthode

Les facteurs qui limitent la précision de la mesure sont essentiellement dûs aux erreurs commises sur la détermination de  $\Delta t_n$  et  $\Delta t_{n+1}$ . Elles proviennent de bruits superposés au signal, des erreurs de quantification du

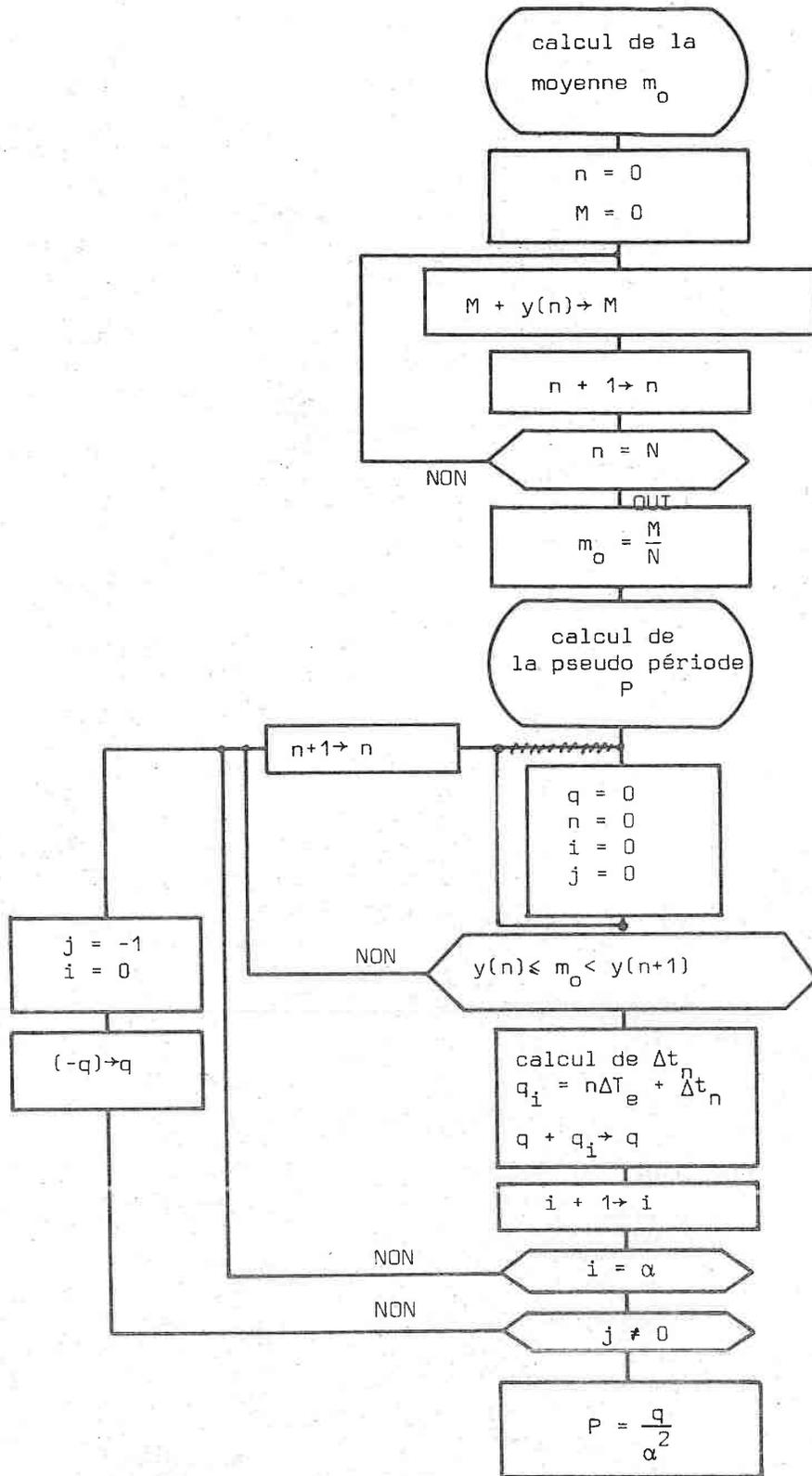


Fig.III.20. Organigramme du calcul de la pseudo période.

convertisseur AD, des erreurs de linéarisation, etc. L'ensemble de ces incertitudes forme l'erreur de déclenchement.

Le convertisseur analogique-numérique introduit une erreur absolue sur  $\Delta t_n$  de quelques  $10^{-4}$  s. Le bruit superposé au signal limite la précision à environ  $10^{-3}$  s (pour un rapport signal/bruit  $\approx 40$  db).

En effectuant une mesure sur  $\alpha$  périodes, la précision sur P s'exprime par :

$$\Delta P = \pm \frac{\text{erreur de déclenchement}}{\alpha}$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{Exemple : } P = 1\text{s} \\ \alpha = 20 \\ \text{erreur} = 10^{-3} \end{array} \right\} P = (1 \pm 5 \cdot 10^{-5})\text{s}$$

La précision est encore augmentée en moyennant les mesures. Suivant le nombre de mesures, on obtient facilement une précision :  $\Delta P \leq 10^{-5}$  s.

Les résultats théoriques et expérimentaux exposés en III.5.3. montrent que cette méthode nous permet de déterminer la pseudo période avec une excellente précision qui est supérieure ou égale à celle obtenue avec les périodemètres les plus performants tout en nous dispensant de ce coûteux investissement.

#### III.3.4. Mesure de la température T - Algorithmes de conversion en degré Celcius

Cet algorithme a pour fonction de convertir la tension V délivrée par le thermocouple en degré Celcius. La loi de conversion en degré Celcius de la tension apparaissant aux bornes d'un thermocouple de type Ni-Cr-Ni allié ne varie pas linéairement.

Cette loi s'exprime par :  $T = f(V)$       V : tension en mV  
T : température en degré

Une approximation de cette fonction est obtenue en faisant passer un polynôme par p points de la caractéristique du thermocouple fournie par le constructeur sous forme de table. Les coefficients de ce polynôme sont déterminés par une méthode de moindres carrés. L'ordre du polynôme est fonction de la précision demandée.

En utilisant la forme de Horner, le polynôme s'écrit :

$$T = (..(a_n V + a_{n-1})V + \dots a_1) V + a_0 \quad \text{ordre } n$$

##### III.3.4.1. Température positive

La compensation de soudure froide s'effectue à la température de la glace fondante. La conversion concerne l'intervalle de tension (0,+10mV) soit en

degré (0, + 246°C).

Le calcul du polynôme utilise 20 points espacés de 0,5 mV.

Nous augmentons l'ordre jusqu'à obtenir une précision suffisante. Le polynôme retenu est d'ordre 6.

$$T_+ = (...(a_6 V + a_5) V + ... + a_1) V + a_0$$

Les coefficients s'écrivent :

$$\begin{aligned} a_6 &= 2,398 \cdot 10^{-4} \\ a_5 &= -7,381 \cdot 10^{-3} \\ a_4 &= 8,095 \cdot 10^{-2} \\ a_3 &= -0,362 \\ a_2 &= 0,511 \\ a_1 &= 24,641 \\ a_0 &= 5,645 \cdot 10^{-2} \end{aligned}$$

La conversion est obtenue avec une précision meilleure que 0,3 %.

#### III.3.4.2. Température négative

On se limite à l'intervalle (0, -5,75 mV) soit (0, -200°C).

Le polynôme retenu est d'ordre 5. L'erreur relative introduite reste inférieure à 0,3 %.

Celui-ci s'écrit :

$$T_- = (...(b_5 V + b_4) V + ... + b_1) V + b_0$$

Les coefficients du polynôme sont définis par :

$$\begin{aligned} b_5 &= 1,666 \cdot 10^{-2} \\ b_4 &= -1,538 \\ b_3 &= 0,659 \\ b_2 &= -0,430 \\ b_1 &= 26,205 \\ b_0 &= -2,108 \cdot 10^{-2} \end{aligned}$$

Afin d'accroître la précision, plusieurs mesures successives de V sont effectuées pour former une moyenne.

Le sous-programme DEGRE fait ensuite la conversion de la tension moyenne V en degrés Celsius.

#### III.4. ADAPTATION DES ALGORITHMES A L'EVOLUTION DU MATERIAU

La précision de la mesure du décrement logarithmique  $\delta$  dépend directement de la vitesse avec laquelle l'amplitude de l'oscillation décroît.

Pour un amortissement important, une mesure précise de  $\delta$  ne nécessite pas beaucoup de points. Ceci entraîne une réduction de la durée des mesures.

Par contre, pour un amortissement faible, la détermination de  $\delta$  exige un nombre plus élevé de points et donc une durée des mesures plus longue pour obtenir une précision suffisante.

Dans les parties du spectre de frottement intérieur situées en dehors du pic,  $\delta$  reste petit et évolue peu. Un nombre restreint de points suffit pour décrire le phénomène (faible cadence de mesure).

Par contre dans la région du pic,  $\delta$  augmente et diminue rapidement. Une bonne description du phénomène nécessite un nombre de points plus grand (augmentation de la cadence de mesure).

Le nombre  $N$  d'échantillons mesurés doit donc être adapté en fonction de l'évolution du décrétement  $\delta$ . En augmentant  $N$  lorsque  $\delta$  est petit, on améliore ainsi la précision des mesures et de ce fait la cadence des mesures diminue. En diminuant  $N$  lorsque  $\delta$  augmente, cela permet d'augmenter la cadence des mesures tout en conservant une bonne précision.

#### III.4.1. Variation de $N$

Deux bornes limitent la variation de  $N$ . L'une fixant le nombre d'échantillons minimum  $N_{\min}$  pour conserver une précision correcte dans les calculs de la pseudo période  $P$  et du décrétement  $\delta$ .

L'autre fixant le nombre d'échantillons maximum  $N_{\max}$ , afin que la taille de la mémoire utilisée et le temps de calcul demeurent dans des limites raisonnables.

Les valeurs  $N_{\max}$  et  $N_{\min}$  sont définies au début de l'expérience et tiennent compte des contraintes ci-dessus et des caractéristiques du matériau étudié.

Entre ces deux extrêmes, nous imposons à  $N$  une loi de variation linéaire en fonction de  $\delta$ .

La figure III.21 représente la fonction  $N = f(\delta)$

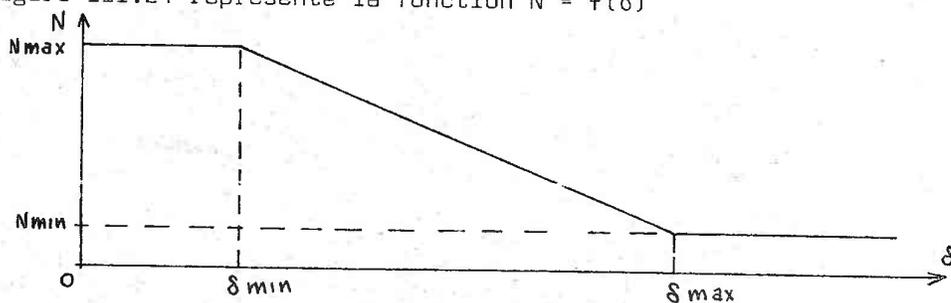


Fig. III.21. Variation de  $N$  en fonction de  $\delta$ .

Aux bornes  $N_{\min}$  et  $N_{\max}$  correspondent les seuils  $\delta_{\max}$  et  $\delta_{\min}$ . Ces derniers sont choisis par l'utilisateur d'après les connaissances dont il dispose sur le comportement de l'échantillon étudié. Ceux-ci peuvent éventuellement être réajustés en

cours d'expérience.

En pratique, nous avons souvent adopté lors de nos essais

$$\begin{array}{ll} \delta_{\min} = 1,5 \cdot 10^{-3} & N_{\min} = 150 \\ \delta_{\max} = 15 \cdot 10^{-3} & N_{\max} = 500 \end{array}$$

Calcul de N

Soit  $\delta_{i-1}$ , la valeur du décrement obtenu lors du cycle de mesure précédent (i-1)

Pour le cycle i, le nombre d'échantillons  $N_i$  s'exprime par :

$$\delta_{i-1} \leq \delta_{\min} \quad , \quad N_i = N_{\max}$$

$$\delta_{i-1} \geq \delta_{\max} \quad , \quad N_i = N_{\min}$$

$$\delta_{\min} < \delta_{i-1} < \delta_{\max} \quad , \quad N_i = \text{P.E.} \left\{ \frac{N_{\max} - N_{\min}}{\delta_{\min} - \delta_{\max}} (\delta_{i-1} - \delta_{\max}) + N_{\min} \right\}$$

P.E. désigne la partie entière.

Dans une étape ultérieure, nous prévoyons d'optimiser la valeur de N en fonction des caractéristiques mesurées, des maxima d'erreur acceptables et des vitesses de montée en température.

### III.4.2. Adaptation des algorithmes

#### Modification de l'algorithme de calcul de $\delta$

Les modifications portent sur le nombre (M+1) d'équations traitées par le programme et le décalage k entre les échantillons  $y(m-2+n\Delta)$ ,  $y(m-1+n\Delta)$  et  $y(m+n\Delta)$  avec  $n \in \{0, M\}$ .

Pour le cycle i, les paramètres  $(M+1)_i$  et  $k_i$  s'obtiennent par :

$$\begin{array}{l} (M+1)_i = \text{P.E.} \frac{N_i}{3} \\ k_i = \text{P.E.} \frac{N_i}{3} \end{array}$$

#### Modification de l'algorithme de calcul de la pseudo période P

La modification porte sur le paramètre  $\alpha$  (nombre de période contenu dans l'intervalle de mesure).

Soit  $P_{i-1}$ , la valeur de la pseudo période au cours du cycle de mesure précédent (i-1)

Pour le cycle i,  $\alpha$  prend la valeur :

$$\alpha_i = \text{P.E.} \frac{N_i \Delta T_e}{2P_{i-1}}$$

### III.4.3. Organigramme d'un cycle de mesure

Le déroulement d'un cycle de mesures, compte-tenu de l'adaptation des algorithmes est représenté sur l'organigramme de la figure III.22.

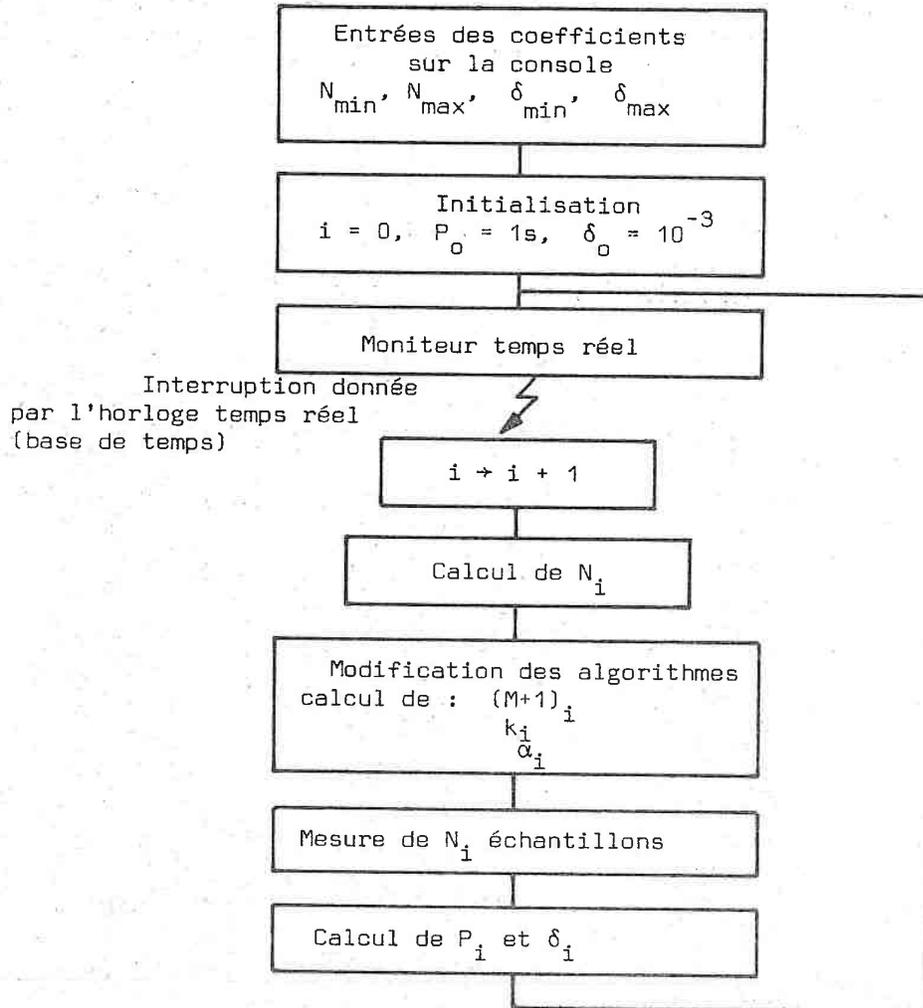


Fig. III.22. Déroulement d'un cycle de mesures.

### III.5. TEST DES ALGORITHMES PAR SIMULATION ET MESURES REELLES AVEC PENDULE

Nous étudions dans un premier temps le comportement des algorithmes de mesures sur le plan théorique pur. Ceci nous permet de juger la validité et la précision de l'estimation paramétrique. Nous procédons ensuite à des mesures réelles sur le processus pour évaluer la précision expérimentale obtenue sur  $\delta$  et  $P$  et définir le niveau de bruit propre au système.

### III.5.1. Simulation

Soit  $v(t)$ , la fonction représentant le mouvement théorique du pendule mis en oscillation libre. On a :

$$v(t) = A e^{-\delta t/P} \sin(2\pi \frac{t}{P} + \theta) \quad \text{avec} \quad \begin{array}{l} A : \text{amplitude} \\ \delta : \text{décrément logarithmique} \\ P : \text{pseudo période} \\ \theta : \text{déphasage.} \end{array}$$

Soient  $N$  valeurs successives de  $v(t)$  définies aux instants  $t = n \Delta T_e$  avec :  $n \in \{0, 1, \dots, N-1\}$

$\Delta T_e$  : période d'échantillonnage.

A l'instant  $n$ , on a : 
$$v(n) = A e^{-\frac{\delta}{P} n \Delta T_e} \sin \frac{2\pi}{P} n \Delta T_e + \theta$$

Un bruit  $b(n)$  est additionné au signal  $v(n)$  pour former le signal de sortie  $y(n)$ , soit :

$$y(n) = v(n) + b(n)$$

Le problème consiste à identifier les paramètres  $\delta$  et  $P$  à partir des  $y(n)$  en utilisant les méthodes décrites précédemment.

#### III.5.1.1. Caractéristique du bruit

$b(n)$  s'obtient par un programme qui génère des séquences de nombres entiers pseudo aléatoires centrés autour de zéro.

L'étendue et donc l'écart type  $\sigma_b$  du bruit est ajustée suivant le niveau de bruit désiré.

Nous définissons celui-ci par le rapport bruit sur signal  $r$  tel que :

$$r = \frac{\sigma_b}{\sigma_y} \quad \begin{array}{l} \sigma_b : \text{écart type du bruit additionné en sortie} \\ \sigma_y : \text{écart type de la sortie du processus.} \end{array}$$

#### III.5.1.2. Résultats de la simulation

Afin de juger de la précision et des performances sur le plan numérique des algorithmes utilisés, des essais sont effectués sur un système non bruité ( $r=0$ ).

Nous étudions ensuite l'influence du niveau de bruit sur l'identification ( $r \approx 1\%$ ,  $5\%$ ) de façon à reproduire des conditions proches de la réalité.

Les tableaux suivants présentent les résultats obtenus :

Tableau I

Valeurs théoriques :

$\delta = 10^{-3}$	$N = 400$
$P = 1 \text{ s}$	$\Delta T_e = 0,1 \text{ s}$
	$\theta = \frac{\pi}{4}$

$r = \frac{\sigma_b}{\sigma_y} (\%)$	$\hat{\delta}$ estimé	$\hat{P}$ estimé (s)	écart $\frac{\Delta\delta}{\delta} (\%)$	écart $\frac{\Delta P}{P} (\%)$
0	$1,000012 \cdot 10^{-3}$	1,000000	0,001	0
1,1	$1,0059 \cdot 10^{-3}$	1,000046	0,6	0,004
4,9	$1,036 \cdot 10^{-3}$	1,00016	3,6	0,016

Tableau II

Valeurs théoriques :

$\delta = 10^{-2}$	$N = 200$
$P = 1 \text{ s}$	$\Delta T_e = 0,1 \text{ s}$
	$\theta = \frac{\pi}{4}$

$r \%$	$\hat{\delta}$ estimé	$\hat{P}$ estimé (s)	écart $\frac{\Delta\delta}{\delta} (\%)$	écart $\frac{\Delta P}{P} (\%)$
0	$1,000014 \cdot 10^{-2}$	1,000002	0,001	$2 \cdot 10^{-4}$
1	$0,9960 \cdot 10^{-2}$	1,000095	0,4	0,009
5,1	$1,018 \cdot 10^{-2}$	1,00032	1,8	0,032

De l'examen de ces deux tableaux, il ressort que :

- lorsque le bruit est nul, les paramètres sont obtenus avec une très grande précision. Les erreurs propres aux méthodes employées apparaissent donc tout à fait négligeables. Ceci prouve l'efficacité de celles-ci.
- un niveau de bruit faible ( $r \leq 1 \%$ ), l'estimation des paramètres  $\delta$  et  $P$  s'effectue avec une bonne précision.
- Dès que le bruit devient plus important, la précision diminue ; la méthode d'estimation apparaît alors moins efficace.

### III.5.2. Comparaison de la réponse expérimentale et de la réponse simulée par le modèle

Afin de vérifier l'efficacité de la méthode d'estimation et de définir le niveau de bruit superposé au signal du mouvement du pendule, nous avons effectué une simulation de la réponse du système à l'aide du modèle théorique.

La comparaison avec la réponse expérimentale fournit l'erreur de prédiction (donc le bruit).

Le signal de sortie du système est échantillonné avec une période  $\Delta T_e = 0,1s$ . Les points expérimentaux ainsi obtenus sont rangés en mémoire puis traités numériquement (nombre total de points :  $N = 300$ ).

Le modèle théorique s'écrit :

$$y(m+n\Delta) = \alpha_1 y(m-1+n\Delta) + \alpha_2 y(m-2+n\Delta) \quad n \in \{0, M\}$$

et  $y(m-2) = y(0)$

L'estimation des moindres carrés fournit les paramètres suivants :

$$\begin{cases} \alpha_1 = -0,4147 \\ \alpha_2 = -0,8652 \end{cases} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} P = 0,756973 \text{ S} \\ m_0 = 4,91325 \text{ V} \\ k = 93 \text{ d'où } \Delta T'_e = k\Delta T_e = 9,3 \text{ s} \end{cases}$$

on en déduit :  $\delta = 5,891 \cdot 10^{-3}$

La réponse simulée  $\hat{y}(m+n\Delta)$  à l'aide du modèle est représentée figure III.23. de même que l'erreur de prédiction définie par :

$$e(m+n\Delta) = \underset{\text{mesuré}}{y(m+n\Delta)} - \underset{\text{calculé}}{\hat{y}(m+n\Delta)}$$

Le nombre  $(M+1)$  de points  $y(m+n\Delta)$  simulés est choisi égal à  $(M+1) = 100$

Le faible écart entre valeurs expérimentales et estimées ne permet pas de les distinguer sur une même figure.

#### Etude statistique des résultats

L'étude porte sur 100 points successifs

Nous obtenons pour les résidus

moyenne  $m_e = 0,0020 \text{ V}$   
écart-type  $\sigma_e = 0,00138 \text{ V}$

L'erreur de prédiction du modèle se révèle donc peu importante.

Pour les valeurs estimées de la sortie, nous avons :

moyenne  $m_y = -0,0305 \text{ V}$   
écart-type  $\sigma_y = 1,535 \text{ V}$

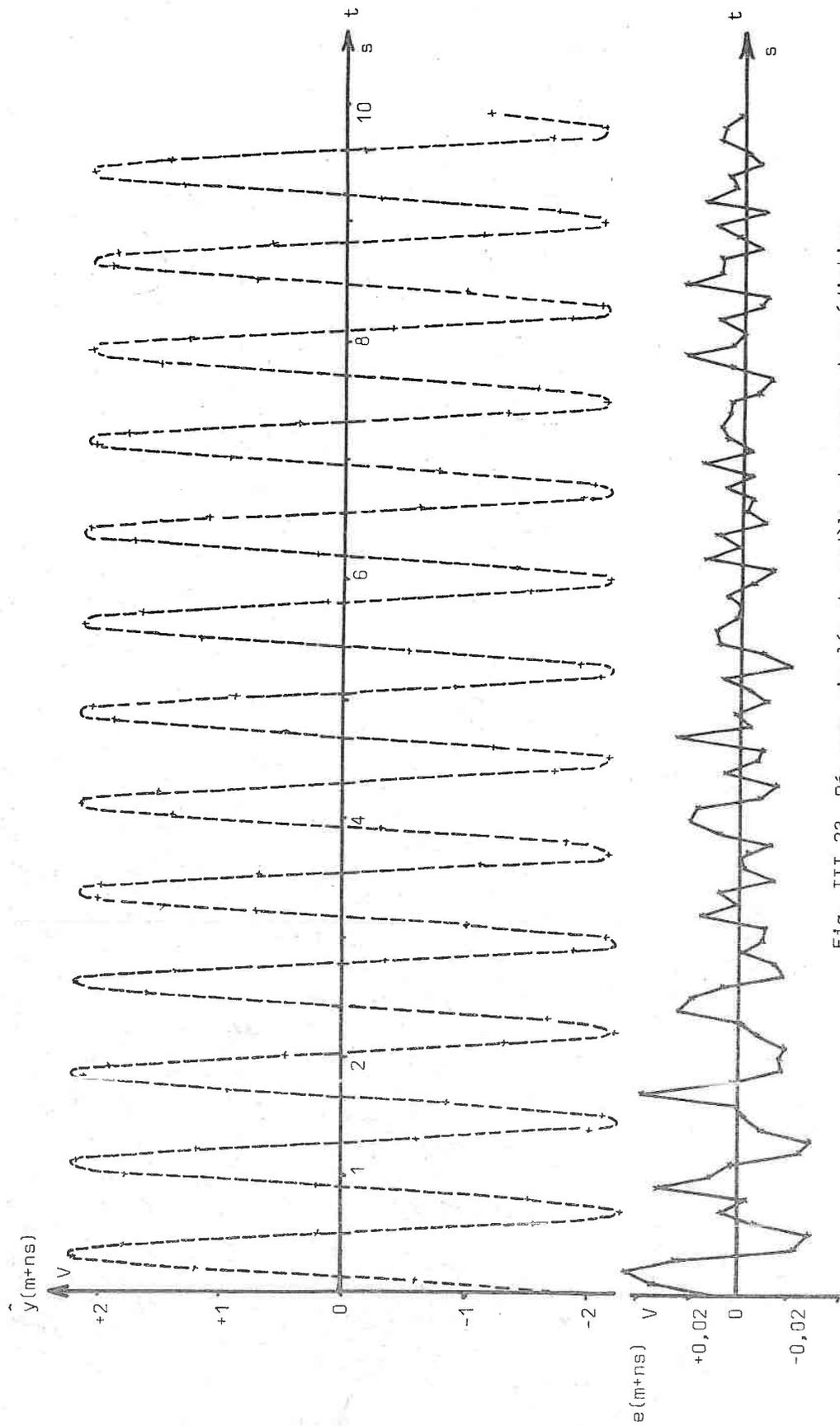


Fig. III.23. Réponse simulée du modèle et erreur de prédiction.

Ceci nous permet de former le rapport  $r = \frac{\text{bruit}}{\text{signal}}$  défini par :

$$r = \frac{\sigma_b}{\sigma_y} = 0,009 \text{ soit } 0,9 \%$$

Les mesures expérimentales effectuées sur le processus apparaissent donc faiblement bruitées ( $\leq 1 \%$ ).

Or, l'étude théorique faite en III.5.1. a montré que l'on obtient une bonne précision dans l'estimation des paramètres pour un tel niveau de bruit.

La faible erreur de prédiction que nous avons obtenue ici confirme bien ces résultats théoriques.

Ceci démontre l'aptitude des algorithmes de mesures à opérer efficacement dans les conditions expérimentales propres à notre système.

### III.5.3. Etude de la dispersion des mesures : précision

Nous avons effectué des mesures successives de  $\delta$  et de P sur différents échantillons fer carbone, placés à température constante et sous vide primaire.

Les caractéristiques de dispersions moyenne et écart type obtenus d'après les mesures acquises permettent d'évaluer la précision avec laquelle on mesure les paramètres  $\delta$  et P.

Ces mesures se décomposent en trois séries correspondant chacune à un niveau différent de frottement interne.

Les mesures et les résultats obtenus sont portés dans les tableaux ci-dessous.

Tableau 1

Conditions expérimentales : température de l'échantillon  $T^\circ = 37^\circ \pm 0,5^\circ\text{C}$   
 nombre de points considérés  $N = 150$

Mesures		Résultats		
P(s)	$\delta(10^{-3})$		P(s)	$\delta(10^{-3})$
+ .758994	13.897	moyenne :  écart-type	$m_P = 0,758967$  $\sigma_P = 1,1 \cdot 10^{-5}$	$m_\delta = 13,901$  $\sigma_\delta = 0,021$
+ .758961	13.921			
+ .758944	13.891			
+ .758963	13.896			
+ .758973	13.899			
+ .758967	13.886			
+ .758963	13.952			
+ .758965	13.879			
+ .758978	13.901			
+ .758963	13.896			

Tableau 2

Conditions expérimentales : température de l'échantillon  $T^\circ = 20,5^\circ\text{C} \pm 0,5^\circ\text{C}$   
 nombre de points considérés  $N = 400$

Mesures		Résultats		
P(s)	$\delta(10^{-3})$		P(s)	$\delta(10^{-3})$
+ .759017	+3.443	moyenne	$m_P = 0,759021$	$m_\delta = 3,460$
+ .759021	+3.457			
+ .759025	+3.468	écart-type	$\sigma_P = 1,5 \cdot 10^{-5}$	$\sigma_\delta = 0,016$
+ .759022	+3.462			
+ .759012	+3.492			
+ .759013	+3.457			
+ .759023	+3.463			
+ .759029	+3.442			
+ .759023	+3.441			
+ .759028	+3.471			

Tableau 3

Conditions expérimentales : température de l'échantillon  $T^\circ = -85^\circ\text{C} \pm 1^\circ\text{C}$   
 nombre de points considérés  $N = 500$

Mesures		Résultats		
P(s)	$\delta(10^{-3})$		P(s)	$\delta(10^{-3})$
1.020661	+ .325	moyenne	$m_P = 1,020671$	$m_\delta = 0,343$
1.020678	+ .349			
1.020688	+ .342	écart-type	$\sigma_P = 1,1 \cdot 10^{-5}$	$\sigma_\delta = 0,011$
1.020663	+ .332			
1.020667	+ .338			
1.020683	+ .344			
1.020656	+ .355			
1.020662	+ .340			
1.020681	+ .347			
1.020666	+ .361			

#### Remarques et conclusions de l'expérience

Les dispersions observées sur les résultats proviennent essentiellement de deux sources :

- de l'appareillage et des algorithmes de calcul (dérives, bruits divers...)
- du processus (perturbations extérieures, variation de température, effet de vieillissement, parasites ...). Celle-ci est la plus importante.

De l'examen des résultats, il ressort que :

- les mesures de P apparaissent très peu perturbées
- les divers bruits existants influent d'avantage sur le paramètre  $\delta$  et d'autant plus que celui-ci est petit.

Ceci est mis en évidence en considérant le rapport écart type sur moyenne  $\frac{\sigma}{m}$  caractérisant la dispersion. Ce dernier fournissant une évaluation de la précision relative, on obtient :

N	$\delta$ moyen	$(\frac{\sigma}{m})_{\delta} \%$	P moyen (s)	$(\frac{\sigma}{m})_P \%$
150	$13,9 \cdot 10^{-3}$	0,15	0,758967	$1,45 \cdot 10^{-3}$
400	$3,468 \cdot 10^{-3}$	0,46	0,759021	$1,97 \cdot 10^{-3}$
500	$0,343 \cdot 10^{-3}$	3,1	1,020671	$1,07 \cdot 10^{-3}$

On peut écrire que :

- la précision relative de la pseudo-période,  $\frac{\Delta P}{P}$ , dépend peu de N et du niveau de frottement interne. On peut estimer celle-ci à :

$$\frac{\Delta P}{P} \leq 2 \cdot 10^{-5} \quad \text{avec } 150 \leq N \leq 500$$

- la précision obtenue sur le décrément  $\delta$ , dépend directement du niveau de frottement interne. Elle augmente si  $\delta$  augmente et diminue si  $\delta$  diminue. Dans le dernier cas, la chute de précision peut être freinée en augmentant le nombre N de points et la durée de la mesure.

### CONCLUSION

Ce chapitre, consacré à l'étude des algorithmes de mesure et de commande, a montré que l'utilisation d'une méthode simple d'estimation statistique des paramètres (moindres carrés) permet d'identifier efficacement le modèle de représentation du système et d'obtenir des mesures précises sur le décrément  $\delta$ . Grâce à un algorithme original, nous déterminons la pseudo-période P avec une très grande précision comparable à celle obtenue avec les meilleurs périodèmes.

De plus, ce modèle de représentation décrit avec réalisme le comportement du pendule en boucle ouverte. L'insertion d'un correcteur numérique dans la commande échantillonnée en boucle fermée conduit à de très bonnes performances dans le contrôle de l'amplitude de l'oscillation.

## CHAPITRE IV

---

### DESCRIPTION DU LOGICIEL

## DESCRIPTION DU LOGICIEL

### INTRODUCTION

Le logiciel destiné à piloter l'installation comprend d'une part les programmes qui matérialisent les algorithmes de commande, de mesure et de régulation définis au chapitre III, qui traitent et gèrent les diverses informations venant du processus et d'autre part un système d'exploitation nécessaire au fonctionnement en temps réel de l'ensemble.

Dans une première partie, nous présentons ce système d'exploitation temps réel qui assure la mise en oeuvre, la gestion et la synchronisation de nos programmes et le traitement des interruptions venant du processus.

Puis, dans une deuxième partie, nous définissons chacun des programmes conçus pour automatiser l'installation.

Enfin, nous décrivons sur un organigramme général, le déroulement de ces divers programmes au cours d'un cycle de mesure du frottement intérieur.

#### IV.1. PRESENTATION DU SYSTEME D'EXPLOITATION TEMPS REEL

##### IV.1.1. Le Moniteur temps réel

Le système d'exploitation temps réel RTOS (real time operating system) fourni par DATA GENERAL CORPORATION /19/ est un ensemble de programmes généraux assurant :

- la prise en charge et le traitement des interruptions internes au calculateur et en provenance du processus
- la gestion des différents programmes de traitement de l'utilisateur en tenant compte de leurs priorités respectives
- la synchronisation et la communication entre ces différents programmes.

Ce moniteur est entièrement résidant en mémoire et permet l'exécution en mode parallèle des divers programmes (tâches) de l'utilisateur (fonctionnement en mode multitâche).

#### IV.1.2. Concept de tâche sous RTOS

Une tâche est un programme auquel l'utilisateur a affecté un numéro d'identification (de 1 à 255) et un niveau de priorité (0 à 255), la priorité la plus grande étant 0).

Le système RTOS prend en charge l'exécution et le suivi des tâches. Le moniteur détermine alors parmi toutes les tâches en attente celle à qui le contrôle doit être donné.

#### Définition des états des tâches sous RTOS

Quatre états sont possibles :

- . Etat d'"exécution" : la tâche s'exécute sous le contrôle de l'unité centrale.
- . Etat "prêt" : la tâche est prête pour l'exécution mais n'a pas le contrôle de l'unité centrale (existence d'autre tâche de priorité supérieure à l'état "prêt" ou d'"exécution").
- . Etat "suspendu" : la tâche est en attente d'un événement extérieur, d'un ordre système, ou attend la fin d'une opération d'entrée-sortie.
- . Etat "dormant" : la tâche n'a pas été initialisée, elle est alors ignorée par le système ou encore son exécution étant terminée, elle est alors inhibée.

#### IV.1.3. Gestion des tâches par RTOS

Pour obtenir un fonctionnement en mode multitâche, le moniteur place toutes les tâches activées dans l'état "prêt" dans une file d'attente. Cette file d'attente est organisée de façon hiérarchique suivant les priorités. A chaque fois que le contrôle revient au moniteur (opération d'entrée-sortie, exécution d'appels système) celui-ci consulte la file d'attente et place la tâche de plus haute priorité (en tête de la file) de l'état "prêt" à l'état d'"exécution". Quand toutes les tâches ont été exécutées et se trouvent dans l'état "dormant", le système suspend son activité et se place en état d'inhibition.

#### IV.1.4. Organisation du système

##### Liaison avec le système

Les liaisons de communications entre le système, les programmes utilisateurs, l'unité centrale et les périphériques sont représentées sur la figure IV.1.

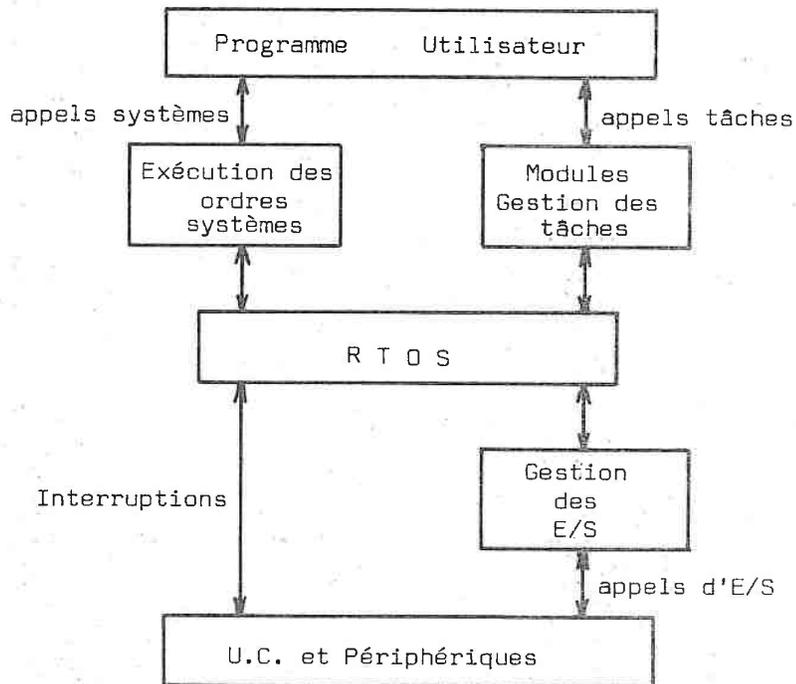


Fig. IV.1. Organisation du système d'exploitation.

L'utilisateur communique avec le système RTOS par des appels propres au système ou des appels propres aux tâches. Les liaisons entre le système et les divers périphériques se font par interruptions prioritaires ou par opérations d'entrées-sorties.

##### Organisation en mémoire

Le système occupe en mémoire trois zones distinctes (fig. IV.2.).

- la première zone (16 premiers mots en page zéro) est utilisée comme zone de communication pour permettre l'accès aux deux autres zones.

- la deuxième zone ( $\approx 220$  mots à partir de l'adresse octale 400) contient des indications sur le programme utilisateur, et la gestion des tâches.

- la troisième zone (située à la fin des programmes utilisateurs  $\approx 2,5$  K mots) contient les modules de gestion des tâches, des entrées-sorties, des interruptions, etc. Le restant de la mémoire peut être occupé par les programmes utilisateurs.

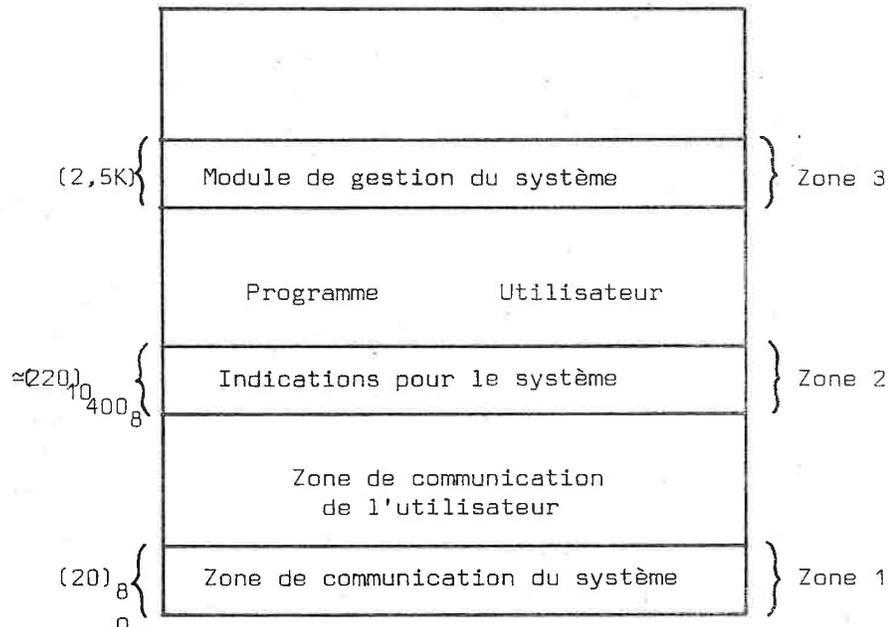


Fig. IV.2. Occupation de la mémoire.

#### IV.2. AFFECTATION DES TACHES

Afin de bénéficier des possibilités et des facilités offertes par le système RTOS, pour le traitement des interruptions, des opérations d'entrées-sorties et pour l'exécution des programmes en mode multitâche, nous avons conçu tous nos programmes sous forme de tâche.

Chaque tâche réalise une fonction spécifique nécessaire à la conduite, en temps réel, de notre installation.

##### IV.2.1. Définition de chaque tâche

Nous avons attribué à chacune des tâches un nom symbolique d'identification défini dans le tableau suivant :

Nom symbolique du programme	Niveau de priorité
MANIP	0
DISPA(I et II)	10
REGUL	20
AQUIS	30
QNUM	40
EDITE	50

#### IV.2.1.1. Tâches d'initialisation (MANIP, DISPA) .....

Ces deux tâches ont pour but d'initialiser d'une part le système RTOS (MANIP) et d'autre part les variables pour toutes les autres tâches (DISPA).

##### Définition du programme MANIP

Cette tâche : - initialise le système RTOS et les coupleurs des organes d'entrée-sortie, l'horloge temps réel.  
- crée l'environnement multitâche  
- met les autres tâches dans l'état "prêt".

##### Définition du programme DISPA I

Cette tâche est activée en réponse à une action effectuée sur les entrées interruptives. Celles-ci autorisent la déclaration de données définissant le plan d'expérience à effectuer. Les données sont composées sur le téléimprimeur en mode conversationnel.

Elles définissent : - la consigne d'amplitude de l'oscillation du pendule (REGUL)  
- les coefficients du correcteur P.I. (proportional integral) de la régulation d'amplitude (REGUL)  
- l'intervalle dans lequel sera déterminé le nombre d'échantillons nécessaires au calcul du décrétement logarithmique en fonction et son évolution (AQUIS, QNUM).  
- la durée entre deux cycles de mesure (AQUIS).

Cette tâche effectue également une commande de l'oscillation du pendule en boucle ouverte qui est utilisée pour démarrer l'oscillation.

#### IV.2.1.2. Tâches à déroulement périodique (REGUL, AQUIS, QNUM, EDITE) .....

Elles réalisent toutes les fonctions de : mesures, commande, régulation, base de temps calcul, impression des résultats.

En conséquence, elles matérialisent les algorithmes de régulation d'amplitude de l'oscillation, d'asservissement de position du capteur décrit dans les chapitres précédents et de calcul des paramètres décrétement logarithmique, pseudo-période et température. De même, par l'intermédiaire de l'horloge temps-réel, elles assument le déroulement normal d'un cycle de mesures suivant l'organigramme figure IV.3.

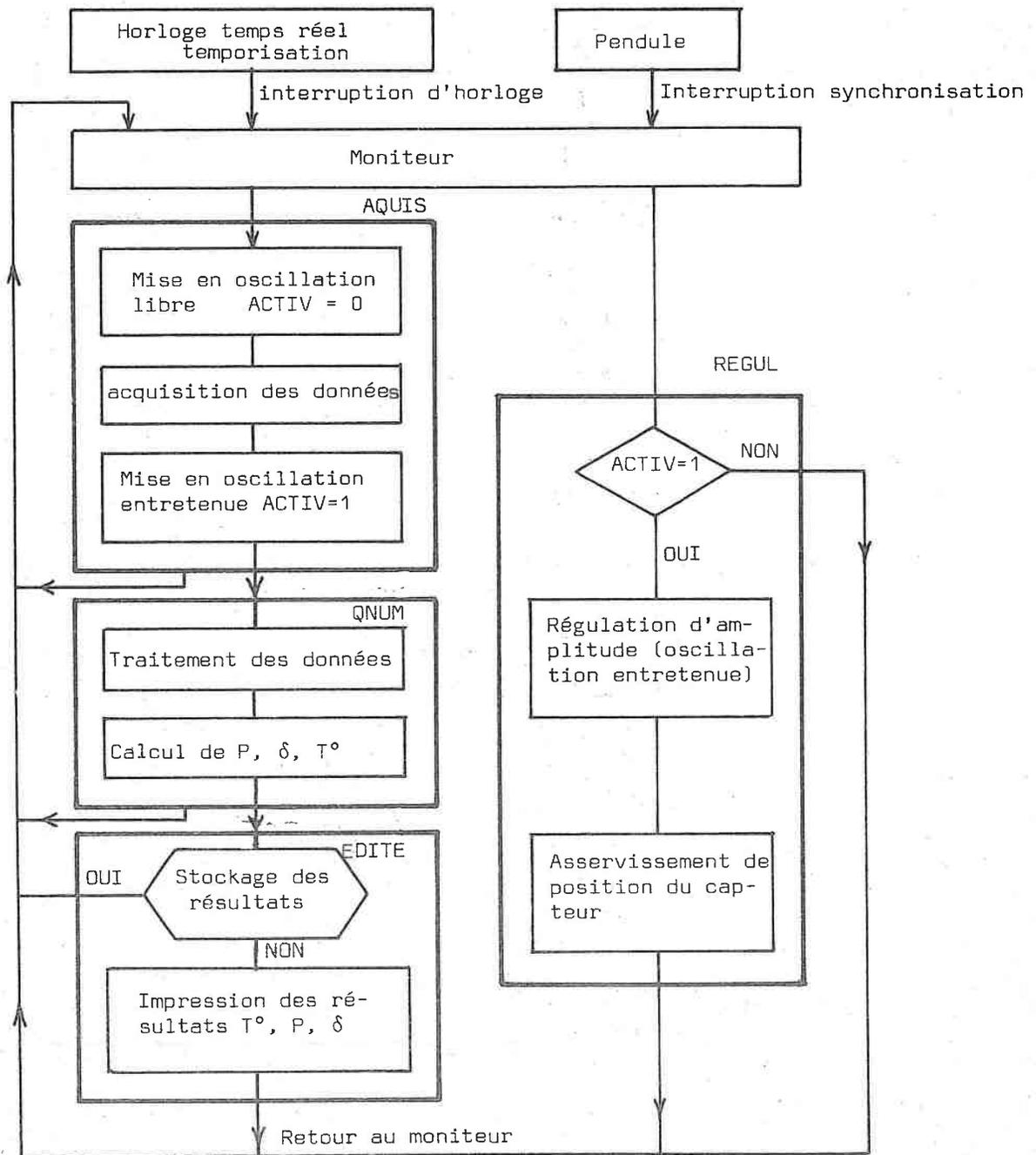


Fig. IV.3. Organigramme d'un cycle de mesures.

Le fonctionnement en mode multitâche permet un déroulement en parallèle de la plupart des opérations ci-dessus. Ceci entraîne donc une diminution de la durée du cycle de mesures autorisant ainsi la mesure d'un plus grand nombre de points dans le même temps par rapport à un déroulement sériel.

### Définition du programme REGUL

Cette tâche prend en charge la régulation de l'amplitude de l'oscillation et l'asservissement de position du capteur.

Elle est synchronisée par les impulsions émises par la chaîne de mesure à chaque demi période de l'oscillation. Ces impulsions envoient des interruptions au moniteur temps réel (par l'intermédiaire des entrées numériques) qui répond en activant la tâche REGUL. Celle-ci assure ou non (suivant l'état de l'indicateur ACTIV commandé par AQUIS) un contrôle en boucle fermée de l'oscillation à chaque demi période conformément à l'organigramme décrit figure IV.3. et un asservissement de position du capteur.

L'indicateur ACTIV est défini par :

ACTIV = 1 régulation d'amplitude (oscillation entretenue)

ACTIV = 0 ancienne régulation (oscillation libre).

### Définition du programme AQUIS

Cette tâche assure l'acquisition par échantillonnage des signaux :

- de déplacement du pendule
- de la température de l'échantillon.

Elle est mise en oeuvre et passe donc de l'état "suspendu" à l'état d'"exécution" lors de l'émission d'une interruption par l'horloge temps réel après une temporisation programmée. La durée de cette attente ayant été définie lors de l'initialisation par l'intermédiaire de DISPA I.

Elle réalise séquentiellement les opérations suivantes :

- la mise à zéro de l'indicateur ACTIV (oscillation libre)
- la mesure du temps au début du cycle (en heure, minute, seconde)
- l'acquisition en millivolt de la température de l'éprouvette au début du cycle
- l'acquisition de N échantillons du signal de déplacement du pendule (période d'échantillonnage 0,1 s)
- l'acquisition en millivolt de la température de l'éprouvette à la fin du cycle
- la mise à 1 de l'indicateur ACTIV (oscillations entretenues)
- initialise la temporisation.

Tous les échantillons sont stockés en mémoire au fur et à mesure de leur acquisition.

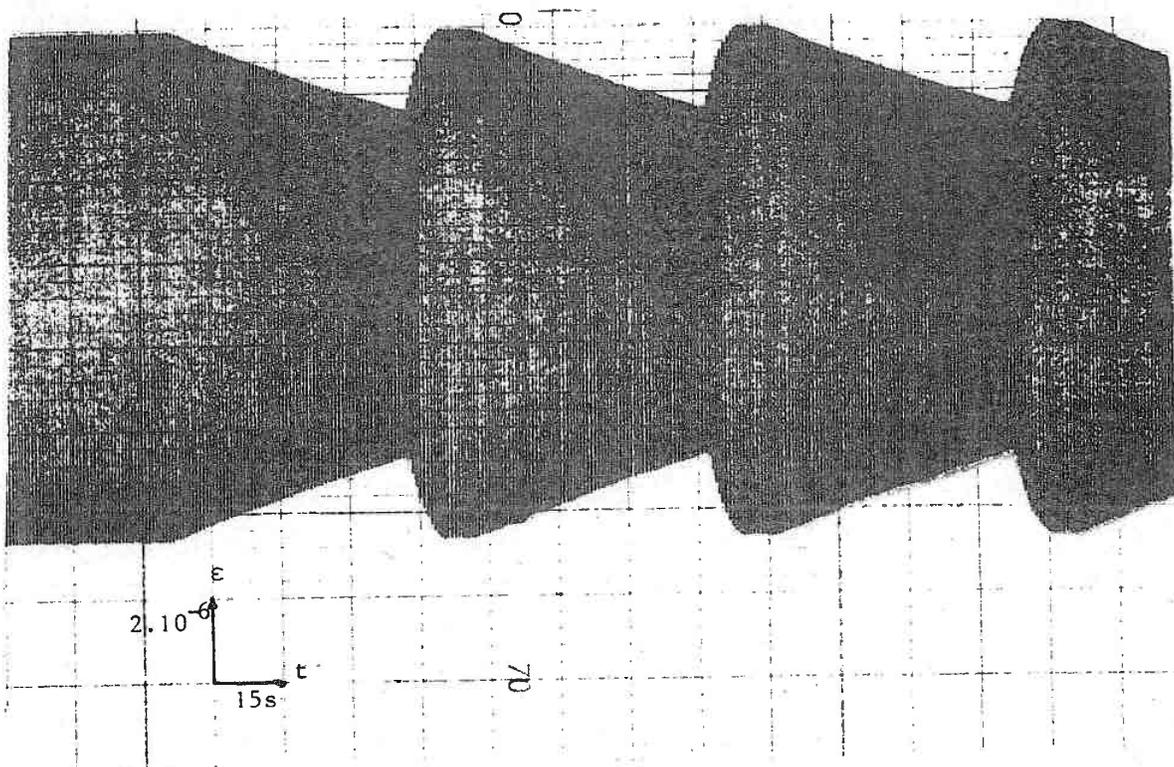


Fig. IV.4. Evolution de l'amplitude du pendule au cours d'un cycle de mesures.

Les deux programmes REGUL et AQUIS que nous venons de voir commandent donc le déroulement de cycles d'acquisition des données permettant la mesure des paramètres décroissements logarithmiques, pseudo-période et température.

Nous présentons sur la figure IV.4. l'évolution imposée par les programmes à l'amplitude du pendule pendant la durée d'un cycle de mesure. Sur cet enregistrement, nous distinguons clairement les différentes phases liées à la commande de l'amplitude de l'oscillation : asservissement et maintien de celle-ci à son niveau de référence, puis passage en oscillation libre déclenchant l'acquisition des données.

La figure IV.5. détaille en fonction du temps, le déroulement d'un cycle d'acquisition.

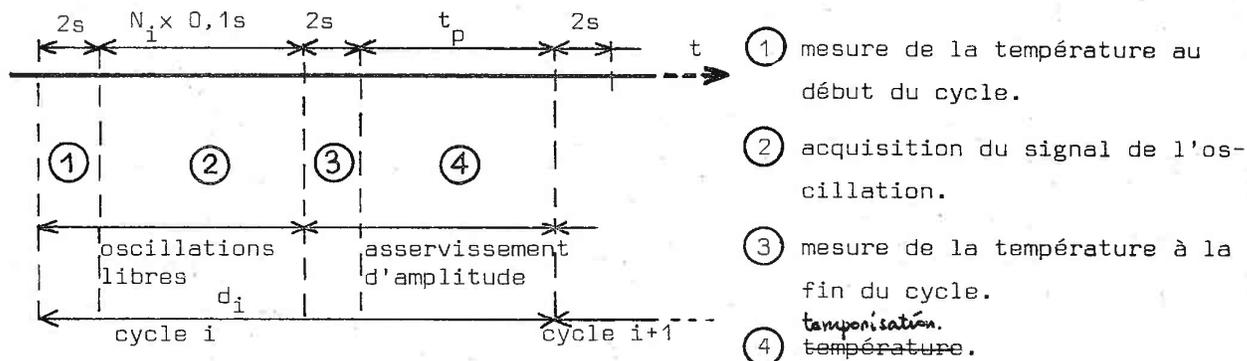


Fig. IV.5. Durée d'un cycle d'acquisition.

La tâche Régul asservit l'amplitude de l'oscillation pendant la durée  $t_p$  de la temporisation.

$t_p$  est choisi par l'utilisateur pour optimiser la durée maximale du cycle en fonction de l'expérience effectuée.

$N_i$  qui est fonction de l'évolution du décrétement (cf III.3.2.) impose de ce fait la durée du déroulement de la tâche AQUIS.

Par conséquent,  $N_i$  détermine la cadence à laquelle s'effectuent les mesures.

La durée  $d_i$  du cycle  $i$  s'exprime par :

$$d_i = (0,1 \times N_i + t_p + 4) \text{ secondes}$$

Après acquisition des données (fin de AQUIS), le moniteur active le programme de traitements numériques QNUM.

#### Définition du programme QNUM

Cette tâche réalise le traitement des données et les calculs numériques nécessaires à l'estimation paramétrique. Elle est activée directement après acquisition des données par AQUIS.

Elle accomplit séquentiellement les opérations suivantes :

- mise à l'échelle
- conversions entier-flottant et inversement
- calcul de valeur moyenne
- calcul de la pseudo période  $P$  de l'oscillation du pendule
- calcul du décrétement logarithmique
- calcul de la température  $T^\circ$  en degré Celcius (conversion  $mV-^\circ C$ )
- calcul de la nouvelle valeur du nombre  $N_i$  d'échantillons pour le cycle

suisant (i+1) en fonction du décrement logarithmique estimé.  $N_i$  sera pris en compte par AQUIS au cycle suivant.

Après calcul de  $\delta$ , P et  $T^\circ$ , un programme de gestion et d'édition est exécuté (EDITE).

#### Définition du programme EDITE

Cette tâche effectue le rangement des résultats en mémoire et l'édition sur le téléimprimeur. Elle est activée directement après calculs des divers paramètres par QNUM.

Un certain nombre de points expérimentaux peuvent être mémorisés (50 maximum) par le programme EDITE. Un point expérimental étant défini par :

- le temps (heure, minute, seconde)
- la température au début de la mesure
- la température à la fin de la mesure
- la pseudo-période P
- le décrement logarithmique  $\delta$ .

Le nombre de points à stocker est imposé par l'utilisateur lors de la déclaration des données (DISPA). Après mise en mémoire du dernier point, le programme imprime sur le téléimprimeur, avec mise en page, les valeurs enregistrées (fig. IV.6.).

#### MESURES:

HR MN SD	TEMPERATURE (DEG)		PERIODE (SD)	DECREMENT LOG. (*1E3)
	DEB.	FIN.		
+ .23.53.	+40.8	+41.5	+ .756677	15.928
+ .24.27.	+42.0	+42.9	+ .756912	15.697
+ .25.+1.	+42.9	+43.8	+ .757150	15.825
+ .25.35.	+44.1	+45.0	+ .757297	15.842
+ .26.+8.	+45.5	+46.0	+ .757510	15.850
+ .26.42.	+46.0	+47.0	+ .757705	15.614
+ .27.16.	+47.5	+48.1	+ .758072	14.622
+ .27.50.	+48.4	+49.1	+ .758335	13.428
+ .28.25.	+49.1	+50.3	+ .758348	13.816
+ .29.+3.	+50.5	+51.0	+ .758751	12.598
+ .30.18.	+52.0	+52.5	+ .758889	12.310
+ .30.56.	+52.8	+53.6	+ .759123	11.212
+ .31.35.	+53.6	+54.9	+ .759338	10.456
+ .32.16.	+55.1	+55.7	+ .759471	+9.990
+ .32.57.	+56.6	+57.0	+ .759743	+9.072
+ .33.40.	+57.9	+58.6	+ .759921	+8.291
+ .34.24.	+59.0	+59.8	+ .760001	+7.844
+ .35.+8.	+60.3	+61.3	+ .760177	+7.641
+ .35.54.	+61.7	+62.7	+ .760339	+7.160
+ .36.40.	+63.2	+64.5	+ .760527	+6.179
+ .37.27.	+64.5	+65.8	+ .760690	+5.666
+ .38.15.	+66.3	+67.3	+ .760813	+5.500
+ .39.+3.	+68.1	+68.9	+ .761096	+4.702
+ .39.52.	+69.7	+70.5	+ .761248	+4.302

Fig. IV.6. Edition des résultats.

#### IV.2.1.3. Tâche de contrôle

Le programme DISPA II centralise les ordres donnés par l'utilisateur au calculateur afin de modifier le déroulement des opérations. Pour sa mise en oeuvre, l'utilisateur génère une interruption externe en actionnant l'un des commutateurs des entrées interruptives. En réponse à cette action, le moniteur temps réel active la tâche DISPA II (fig. IV.7.).

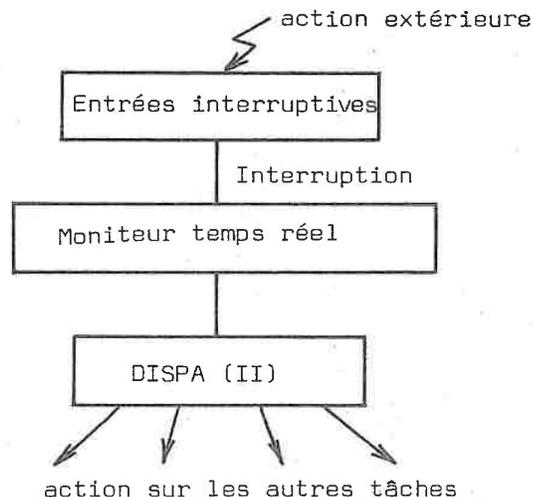


Fig. IV.7. Contrôle des autres tâches par le programme DISPA II.

Le programme questionne alors l'utilisateur (en mode conversationnel) sur son intention en émettant le caractère "?" sur le téléimprimeur. L'utilisateur répond en frappant sur le clavier de la télécype le caractère associé à l'action envisagée. Après identification du caractère, le programme autorise l'exécution de l'action demandée. Les principales actions possibles sont :

- l'arrêt ou le début des mesures (positionnement d'un sémaphore dans la tâche AQUIS).
- autorisation de passage en régulation d'amplitude (positionnement d'un sémaphore dans la tâche REGUL)
- examen et modification du contenu de certains registres mémoires.

#### IV.2.2. Communication entre les tâches

Les liaisons de communications entre les différentes tâches sont résumées sur la figure IV.8.

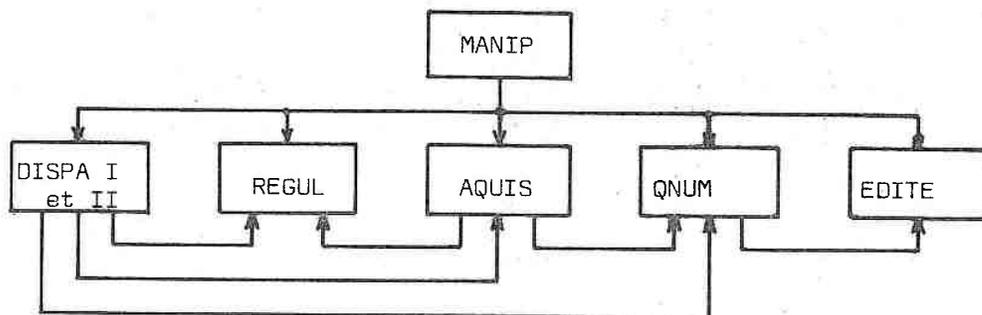


Fig. IV.8. Communication inter tâches.

### IV.3. DIAGRAMME GENERAL

Nous avons représenté, sur un même diagramme, le déroulement et l'entraî-  
nement des différentes tâches en fonction du temps et des niveaux de priorités.  
Les figures IV.9. et IV.10 montrent clairement le déroulement en parallèles des  
programmes (mode de fonctionnement multi-tâche).

Les cycles de mesures sont déclenchés en réponse à des interruptions de  
l'horloge temps réel.

#### Initialisation - Cycle normal de mesures

Le cycle décrit comporte les phases suivantes :

- acquisition des données
- calcul des paramètres et asservissement d'amplitude
- édition des résultats.

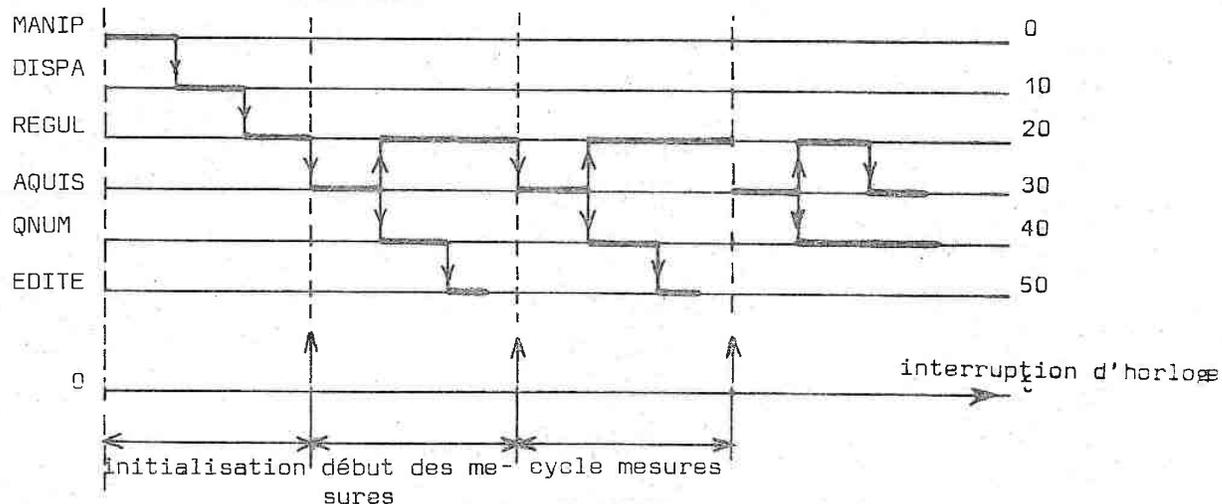


Fig. IV.9. Cycle normal de mesures.

### Cycles de mesures avec stockage des résultats puis édition

Les résultats sont rangés en mémoire, puis édités après un certain nombre de cycles de mesures.

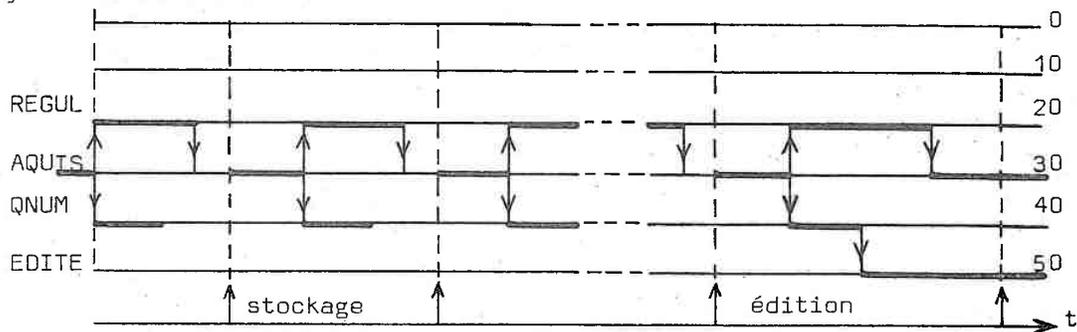


Fig. IV.10. Cycle avec rangement mémoire des résultats.

#### IV.4. OCCUPATION DE LA MEMOIRE PAR LE LOGICIEL

L'ensemble des programmes nécessaires à la conduite de notre installation comprend :

- les tâches utilisateurs ( $\approx 6$  K)
- une bibliothèque de sous-programmes utilitaires  
programme de gestions des entrées-sorties industrielles } 1,6 K
- un interpréteur point-flottant (1,7 K)
- le système de gestion RTOS (2,7 K)

Cet ensemble occupe environ 12K mots de mémoire.

La partie non occupée par les programmes ( $\approx 4$  K) est employée comme mémoire annexe pour le stockage des points expérimentaux.

#### CONCLUSION

Nous avons présenté, dans ce chapitre, le logiciel qui assure un contrôle en temps réel de l'installation et permet le déroulement cyclique des mesures de frottement intérieur.

En réalisant les divers programmes décrits, nous nous sommes efforcées de rendre ceux-ci le plus modulaire possible (sous-programmes relogeables et réentrants) en vue d'une utilisation éventuelle dans d'autres applications d'une part et d'autre part de pouvoir adapter facilement la composition du logiciel en fonction d'expériences de types nouveaux.

De plus, en concevant ces programmes, nous avons eu le souci de rendre simple l'utilisation de l'installation en vue d'en faciliter au maximum l'exploitation.

CHAPITRE V

---

RESULTATS EXPERIMENTAUX

## RESULTATS EXPERIMENTAUX

Des phénomènes étudiés par frottement intérieur, l'effet Snoek est très certainement le mieux connu. Ce sont donc des échantillons conduisant à des relaxations anélastiques par effet Snoek que nous avons choisis d'utiliser pour illustrer et pour éprouver les possibilités qu'offre la commande du pendule par ordinateur.

Sans être achevée dans les moindres détails, l'interprétation de l'effet Snoek est exposée dans de nombreux ouvrages, aussi n'en rapporterons-nous, en annexe C, qu'un exposé phénoménologique /24/ relativement succinct.

Dans ce chapitre, nous donnerons d'abord quelques détails sur la préparation des échantillons et les conditions expérimentales, ensuite nous présentons les résultats obtenus et nous les confronterons aux valeurs déjà obtenues ailleurs. En conclusion, nous discuterons des avantages offerts par l'automatisation réalisée et des horizons qu'elle peut ouvrir.

### V.1. PREPARATION DES ECHANTILLONS ET CONDITIONS EXPERIMENTALES

Nous avons étudié les effets anélastiques dans les cas suivants :

- Azote en solution interstitielle dans le fer  $\alpha$  (échantillon et expérience 1).
- Carbone " " " "  $\alpha$  ( " " 2).
- Azote et carbone " " " "  $\alpha$  ( " " 3).

#### V.1.1. Préparation des échantillons

Les échantillons sont élaborés à partir de fer de fusion de zone (échantillon 1) ou de fer ARMCO (échantillons 2 et 3) qui est tréfilé puis coupé pour former des éprouvettes filiformes de deux millimètres de diamètre et de 60 mm de long. Celles-ci subissent un recuit de 48 h à 700°C sous hydrogène et sont ensuite trempées.

La préparation de l'échantillon 1 se termine par une mise en solution d'azote pendant 4 heures suivie d'une nouvelle trempe. Ce traitement s'effectue en présence de méthane, dans le cas de l'échantillon 3, pour obtenir un composé fer-azote carbone.



### V.1.2. Conditions expérimentales

Nous fixons l'amplitude maximale de déformation à  $\epsilon_M = 8,5 \cdot 10^{-6}$ . La fréquence d'oscillation imposée par l'inertie du volant et le couple de rappel de l'éprouvette se situe au voisinage de 1,4 Hz. La température varie linéairement en fonction du temps dans l'intervalle (-196°C (température de l'azote liquide) + 120°C) avec un accroissement de 90°C par heure.

Les expériences se déroulent sous une faible pression d'hélium destinée à favoriser les échanges thermiques entre four et éprouvette.

### V.1.3. Mesures anélastiques à température variable

Comme nous l'avons indiqué dans l'annexe C, la variation du temps de relaxation sur la température autorise le tracé d'un spectre de frottement intérieur à fréquence imposée et à des températures différentes. Au prix de quelques redits, revenons sur les implications de cette méthode qui est adoptée ici. A posteriori, nous vérifierons que la valeur du maximum de l'intensité de relaxation n'est que de quelques pourcents ce qui interdit de distinguer pour l'instant expérimentalement  $\tau_c$  et  $\tau_\sigma / 20$  que nous assimilons à  $\tau$ . L'étude de la diffusion atomique montre que le temps de relaxation  $\tau$  est proportionnel à la durée du saut atomique et par conséquent à l'inverse du coefficient de diffusion  $D$  qui intervient dans les équations de la diffusion macroscopique. En fonction de la température,  $D$  suit une loi d'Arrhenius,  $\tau$  varie comme  $\tau_0 \exp\left(\frac{E}{RT}\right)$  (Annexe C). Lorsque la température s'élève,  $\tau$  diminue et la fréquence des sauts atomiques croît.

A température constante, le tracé d'un spectre de frottement intérieur s'effectue pour des fréquences différentes. Du point de vue théorique, cette méthode n'est guère critiquable, dans la réalité, les possibilités technologiques de faire varier de façon continue la fréquence dans un domaine étendu sont très restreintes et en définitive, on réalise les mesures à fréquence imposée en faisant varier la caractéristique  $\tau$  relative au matériau par des variations de température.

Du point de vue des matériaux étudiés, ces variations de températures comportent le risque de transformations structurales irréversibles. Parmi les phénomènes les mieux connus qui sont étudiés par frottement intérieur, l'effet Snoek est un de ceux qui se "recuit" le moins vite ce qui est un facteur supplémentaire favorable au choix effectué. Nous vérifierons cependant le caractère irréversible du phénomène.

## V.2. RESULTATS EXPERIMENTAUX

Les mesures effectuées sur les différents échantillons ont permis de tracer des courbes de variation de  $Q^{-1}$  et de  $P$  avec la température.

Ces courbes sont représentées par les figures V.1 (exp. 1), V.2 (exp. 2) et V.3. (exp. 3). Les conditions expérimentales relatives à chaque expérience (échantillon, vitesse de montée en température, amplitude de déformation) sont précisées dans les légendes.

Deux expériences complémentaires ont été effectuées, où nous avons vérifié l'influence des cycles thermiques sur le comportement anélastique (exp. 4) figure 5.4. et l'influence de l'amplitude de déformation (exp. 5) figure V.5. en présence de dislocations obtenues par écrouissage (1 tour). De l'examen des différentes courbes, il ressort des différences avec les profils théoriques. Il existe un fond continu sur lequel se détache la courbe  $\delta = f(T)$ . La pseudo période  $P$  varie quasi-linéairement avec la température en dehors de l'intervalle où se situe le pic.

## V.3. DISCUSSION

En définitive, les mesures expérimentales se traduisent pour un échantillon donné par deux courbes  $Q^{-1}(T)$  et  $P(T)$ . Examinons comment les deux courbes peuvent en partie ou en totalité traduire le comportement anélastique du matériau et comment les valeurs obtenues se situent par rapport aux expériences traditionnelles.

Précédemment (chapitre I), nous avons montré qu'à une sollicitation périodique :

$$\sigma = \sigma_0 e^{j\omega t}, \text{ la réponse anélastique est : } \epsilon = \epsilon_0 e^{j(\omega t - \phi)} \text{ avec } \epsilon = J^* \sigma$$

Les parties réelles et imaginaires de la complaisance complexe sont :

$$J^*(\omega\tau) = J_1(\omega\tau) + j J_2(\omega\tau)$$

$$\text{avec } J_1(\omega\tau) = J_U \left( 1 + \frac{\Delta}{1 + (\omega\tau)^2} \right) \quad \Delta = \frac{J_R - J_U}{J_U}$$

$$J_2(\omega\tau) = J_U \frac{\Delta \omega\tau}{1 + \omega^2 \tau^2}$$

Ces variations se révèlent identiques à celles des composantes complexes des constantes diélectriques dans l'étude des relaxations diélectriques (équations de Debye).

Compte-tenu de la valeur mesurée ici pour l'intensité de relaxation (frottement intérieur) qui est de quelques  $10^{-2}$  ; nous avons :

$$\operatorname{tg} \phi = \frac{J_2}{J_1} \approx \Delta \frac{\omega \tau}{1 + \omega^2 \tau^2} \quad (\text{V.3.1.})$$

$$|J^*| = \{J_1^2 + J_2^2\}^{1/2} \approx J_1(\omega \tau) \quad (\text{V.3.2.})$$

Si la traduction expérimentale de l'équation (V.3.1.) est immédiate : courbe  $Q^{-1}(T)$  l'équation (V.3.2.) n'est qu'en partie obtenue expérimentalement grâce à la mesure de la période. La discussion de chacune de ces courbes fait l'objet des deux premiers paragraphes qui suivent, un dernier paragraphe est réservé à la signification physique de mesures complémentaires effectuées.

#### V.3.1. Exploitation des courbes $Q^{-1}(T)$

Expérimentalement la valeur de  $\phi$ , identique au frottement intérieur,  $Q^{-1}$  est accessible par la mesure du décrétement logarithmique  $\delta$  et se traduit par les courbes  $Q^{-1}(T)$ . La valeur  $\omega \tau = 1$  qui correspond au maximum de la courbe  $Q^{-1}$  inspire une représentation de  $Q^{-1}$  en fonction de  $\operatorname{Log}(\omega \tau)$  et donc en fonction de  $\frac{1}{T}$  ( $T$  = température absolue). Cette opération de symétrisation des pics de relaxation en raison de l'absence de modèle indiscutable permettant de soustraire numériquement la montée du fond continu, n'a pas été effectuée ici.

L'application d'un champ magnétique de quelques dizaines d'Oersteds permettra dans les prochaines mesures une très forte réduction de ce frottement parasite dû au glissement des parois de Bloch. Une fois réalisée, mais de façon approximative, la soustraction du fond continu, une courbe  $Q^{-1}(T)$  nous fournit quatre paramètres :

- l'intensité de relaxation maximale  $Q^{-1}_M = \frac{\Delta}{2}$
- la température du maximum  $T_M$
- les températures  $T_{-1/2}$  et  $T_{+1/2}$  à mi-hauteur.

##### V.3.1.1. Exploitation des valeurs de $T_m$

La théorie de la diffusion atomique /24/ permet de montrer que le coefficient  $D$  de diffusion est fonction du paramètre  $a$  du réseau et du temps de relaxation  $\tau$ , soit :

$$D = \frac{a^2}{36 \tau} \quad \text{avec} \quad \tau = \frac{1}{\omega} = \frac{P(T_M)}{2\pi}$$

La connaissance de la fréquence  $\omega$  au pic et du paramètre  $a$  de la ferrite ( $a=2,86\text{\AA}$ ) permet de calculer les valeurs de  $D$  relatives au carbone et à l'azote. Des expériences 1 et 2 (figures V.1, et V.2,) nous tirons ;

	$T_M$	$P(T_M)$	$\tau$	$D$
Azote (Exp.1)	23,5°C	0,7230 s	0,1151 s	$1,977 \cdot 10^{-16} \text{ cm}^2 \cdot \text{s}^{-1}$
Carbone(Exp.2)	38,5°C	0,76615s	0,1219s	$1,865 \cdot 10^{-16} \text{ cm}^2 \cdot \text{s}^{-1}$

Ces valeurs directes de  $D$  sont malheureusement difficilement comparables aux valeurs déjà publiées.

Nous pouvons par contre comparer la température du pic  $T_M$  obtenus expérimentalement avec d'autres valeurs connues.

A la fréquence de 1 Hz, les solutions solides diluées d'azote et de carbone dans le fer  $\alpha$  donnent lieu à un pic de frottement intérieur à des températures respectivement égales à 20°C et 36°C / 1 /.

Soit  $T_1$  la température du pic à la fréquence  $\omega_1 = \frac{2\pi}{P_1}$

et  $T_2$  " " " "  $\omega_2 = \frac{2\pi}{P_2}$

Au pic, nous avons  $\omega\tau = 1$ , d'où :

$$\left( \frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1} \right) = \frac{k}{E} \text{Log} \frac{P_2}{P_1}$$

$k$  : constante de Boltzman

$$k = 8,64 \cdot 10^{-5} \text{ eV}^\circ\text{K}^{-1}$$

$E$  : énergie d'activation.

Les énergies d'activations pour la diffusion du carbone et de l'azote dans le fer sont d'après R. De Batist /23/ et Nowick et Berry :

$$E_C = 0,83 \text{ eV} \text{ et } E_N = 0,80 \text{ eV} \text{ d'une part.}$$

$$\text{et } E_C = 0,835 \text{ eV} \text{ et } E_N = 0,796 \text{ eV} \text{ d'autre part.}$$

En prenant pour hypothèse ces résultats connus et la période expérimentale  $P_1$ , la température  $T_1$  théorique correspondant au pic observé s'exprime par :

	E	P <sub>2</sub>	T <sub>2</sub>	P <sub>1</sub>	T <sub>1</sub> théorique
Azote	E <sub>N</sub> = 0,80 eV	1 s	20°C	0,7230 s	23°C
Carbone	E <sub>C</sub> = 0,83 eV	1 s	36°C	0,76615 s	38,6°C

Nos mesures sont en bon accord avec les résultats publiés.

### V.3.1.2. Exploitation de la largeur des pics

Si  $T_{-1/2}$  et  $T_{+1/2}$  désignent les températures correspondant à une valeur de  $Q^{-1}$  égale à la moitié du maximum, nous pouvons déduire de la courbe  $Q^{-1} = \phi(T)$  l'énergie d'activation E par la relation :

$$E = \frac{k}{\frac{1}{T_{-1/2}} - \frac{1}{T_{+1/2}}} \text{Log} \frac{2 + \sqrt{3}}{2 - \sqrt{3}}$$

Nous obtenons les énergies d'activation E<sub>N</sub> et E<sub>C</sub> pour le carbone et l'azote d'après les courbes figures V.1. et V.2. (avec correction de fond continu)/

	T <sub>-1/2</sub>	T <sub>+1/2</sub>	E
Azote	11°C	38°C	E <sub>N</sub> = 0,74 eV
Carbone	25°C	52,5°C	E <sub>C</sub> = 0,80 eV

On remarque que les valeurs sont assez proches de celles discutées précédemment.

Cet accord entre les valeurs de l'énergie d'activation garantie la qualité de notre dispositif. En effet, un dispositif imparfait dû à une imprécision sur la valeur de  $Q^{-1}$  et à des gradients thermiques trop importants sur l'échantillon conduit à un élargissement du pic et par conséquent à des valeurs très faibles de l'énergie d'activation déduite de l'écart  $\left( \frac{1}{T_{-1/2}} - \frac{1}{T_{+1/2}} \right)$

### V.3.2. Exploitation de la courbe P(T)

La courbe P(T) comme nous allons le montrer fournit de fructueuses indications sur la variation de la partie réelle de la complaisance complexe J\*. Dans la plupart des cas, la mesure de la période ou de la fréquence du pendule a

a été négligée par les expérimentateurs. Ce paragraphe montre le parti que l'on peut tirer de mesures précises avec un fréquencesmètre ou comme dans le cas présent grâce à l'horloge temps réel de l'ordinateur.

La période  $P$  considérée à tort comme invariable au cours d'une expérience à inertie constante et à température variable est mesurée ici avec une précision absolue de  $2 \cdot 10^{-5}$ . Pour un échantillon élastique, la période varie comme l'inverse de la racine carrée de la constante de rappel, c'est à dire comme  $(J l d^{-4})^{1/2}$  où  $J$  est la complaisance élastique,  $l$  la longueur de l'échantillon et  $d$  son diamètre.

Si le comportement de l'échantillon est anélastique, on peut en première approximation remplacer  $J$  par  $|J^*|/8/$ . Lorsque la température varie  $|J^*|$ ,  $l$  et  $d$  varient.

Si la dilatation thermique est isotrope :  $\frac{dl}{dt} = \frac{dd}{dt} = \frac{d\Lambda}{dt} / 8/$ , où  $\Lambda$  désigne une longueur.

$|J^*|$  est fonction de la température par l'intermédiaire de deux grandeurs :  $J_u$  et  $\omega\tau$ . On peut donc écrire :

$$\frac{dP}{P} = -\frac{3}{2} \frac{d\Lambda}{\Lambda} + \frac{1}{2} \frac{dJ_u}{J_u} + \frac{1}{2} \frac{d \left( 1 + \frac{\Delta}{1 + \tau^2 \omega^2} \right)}{1 + \frac{\Delta}{1 + \tau^2 \omega^2}}$$

L'équation précédente montre que la variation de  $P$  avec  $T$  tient à deux types de phénomènes.

a) Les variations dimensionnelles de l'échantillon avec la température et la variation de la complaisance non relaxée. Ces deux grandeurs sont liées au potentiel de liaison de l'atome métallique et ne dépendent qu'assez peu [21] des atomes interstitiels en solution. Les courbes obtenues expérimentalement montrent, loin de la relaxation où  $\omega\tau = 1$ , le caractère croissant des courbes  $P(T)$  et par conséquent la prépondérance des variations de  $J_u$  sur les dilatations.

b) La variation du terme  $\left( 1 + \frac{\Delta}{2} \right)$  est d'origine purement anélastique. Pour  $\omega\tau$  sensiblement différent de 1, typiquement inférieur à 0,1 ou supérieur à 10, la variation de ce terme devient négligeable. Entre ces deux extrêmes, la variation totale est de  $\Delta$ . En ajustant deux droites à la courbe  $P(T)$  pour  $\omega\tau < 0,1$  et pour  $\omega\tau > 10$ , on peut constater la différence d'ordonnée à l'origine (fig. V.6.). Nous obtenons alors :

$$\frac{\Delta P}{P} = \frac{1}{2} \Delta \quad \text{d'où } Q^{-1}_{\max} = \frac{\Delta P}{P}$$

$$\text{or } Q^{-1}_{\max} = \frac{\Delta}{2}$$

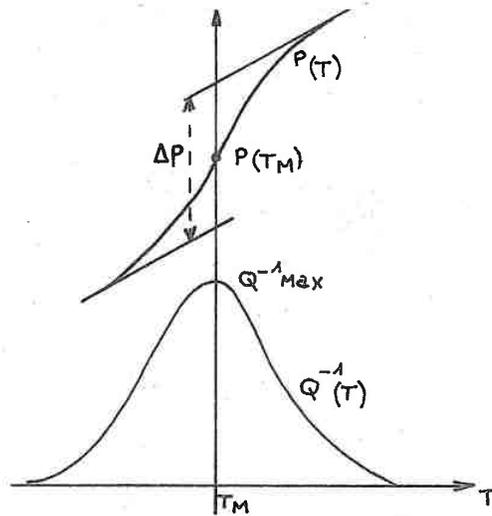


Fig. V.6. Relation entre  $Q^{-1}_{\max}$  et  $\frac{\Delta P}{P}$ .

Cette technique permet donc une mesure de l'intensité de relaxation.

Pour chacune des mesures précédentes, nous avons comparé la valeur  $Q^{-1}_{\max}$  mesurée sur la courbe  $Q^{-1}(\tau)$  à la valeur  $\frac{\Delta P}{P}$  déduite de la variation de période :

Echantillon	$Q^{-1}_{\max} = \frac{\delta_{\max}}{\pi}$	$\frac{\Delta P}{P}$
Exp. I Fer-Azote	$4,62 \cdot 10^{-3}$	$4,01 \cdot 10^{-3}$
Exp. II Fer-Carbone	$4,04 \cdot 10^{-3}$	$3,92 \cdot 10^{-3}$
Exp. III Fer-Carbone Azote	$5,03 \cdot 10^{-3}$	$6,87 \cdot 10^{-3}$

La cohérence des mesures effectuées démontre la validité déjà connue du modèle anélastique pour décrire l'effet Snoek et pour notre dispositif une précision tout à fait satisfaisante permettant d'identifier par une seule expérience un mécanisme de relaxation anélastique. Dans le cas de l'échantillon III contenant du carbone et de l'azote, l'étalement du "décrochement" de la courbe  $P(\tau)$  est cohérent avec l'étalement du maximum de la courbe  $Q^{-1}(\tau)$ . Dans ce cas, la relation n'est pas vérifiée car deux phénomènes de relaxation interfèrent largement. Les courbes  $Q^{-1}(\tau)$  et  $P(\tau)$  représentent alors les résultantes de ces deux mécanismes.

### V.3.3. Significations physiques d'expériences complémentaires

La signification physique du paramètre  $\Delta$  mesurée précédemment n'a pas été abordée, il est bon cependant d'indiquer que ce paramètre est directement relié au nombre de "dipôles élastiques" susceptible de relaxer, c'est à dire à la concentration en carbone ou en azote. La texture des échantillons qui n'a pas été déterminée ne permet pas de faire un calcul absolu des concentrations en azote et en carbone,

il faut rappeler en effet qu'un allongement suivant l'axe {111} n'entraînerait pas de relaxation pour un échantillon monocristallin.

Si l'analyse théorique de  $\Delta$  n'a pas été reprise, nous avons cependant (fig.V.3.) pu montrer que la méthode permet de détecter le carbone et l'azote à l'état dissous dans la ferrite. Ce dosage très important pour les applications serait tout à fait possible avec notre installation après étalonnage.

Nous avons également mesuré le "degré d'irréversibilité" du pic de Snoek (fig. V.4.). Après trois montées successives en température (fig.V.7.) on enregistre des chutes de l'intensité de relaxation sur les courbes  $Q^{-1}(T)$  corrélées avec des sauts de périodes.

	$Q^{-1}_{\max}$	$\frac{\Delta P}{P}$
1ère montée (exp.4.1)	$4,62 \cdot 10^{-3}$	$4,01 \cdot 10^{-3}$
2ème montée (exp.4.2)	$2,16 \cdot 10^{-3}$	$2,08 \cdot 10^{-3}$
3ème montée (exp 4.3)	$1,43 \cdot 10^{-3}$	imprécis

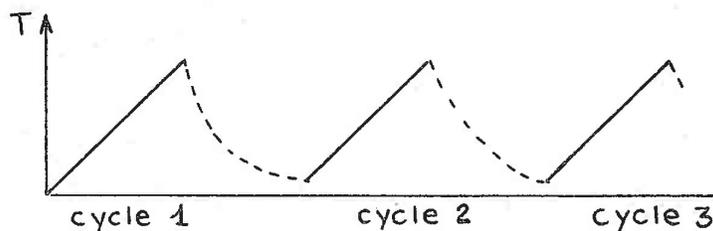


Fig. V.7. Cycle de température.

Cette irréversibilité est due à une précipitation du carbone quelques dizaines de degrés au-dessus de la température ambiante. Ce phénomène démontre la nécessité de mesures effectuées rapidement et confirme le bien fondé d'une commande en temps réel.

Enfin, nous avons vérifié (fig. V.5.) qu'une variation du simple au triple de l'amplitude de déformation n'introduit pas de modification notable du pic de Snoek. On soupçonne cependant la possibilité d'un pic de Snoek-Koster vers 120°C /2/, /6/, /8/.

Nous reproduisons figure V.8. l'allure du signal de déplacement du pendule obtenu lors des mesures effectuées à deux amplitudes différentes au cours d'une même expérience.

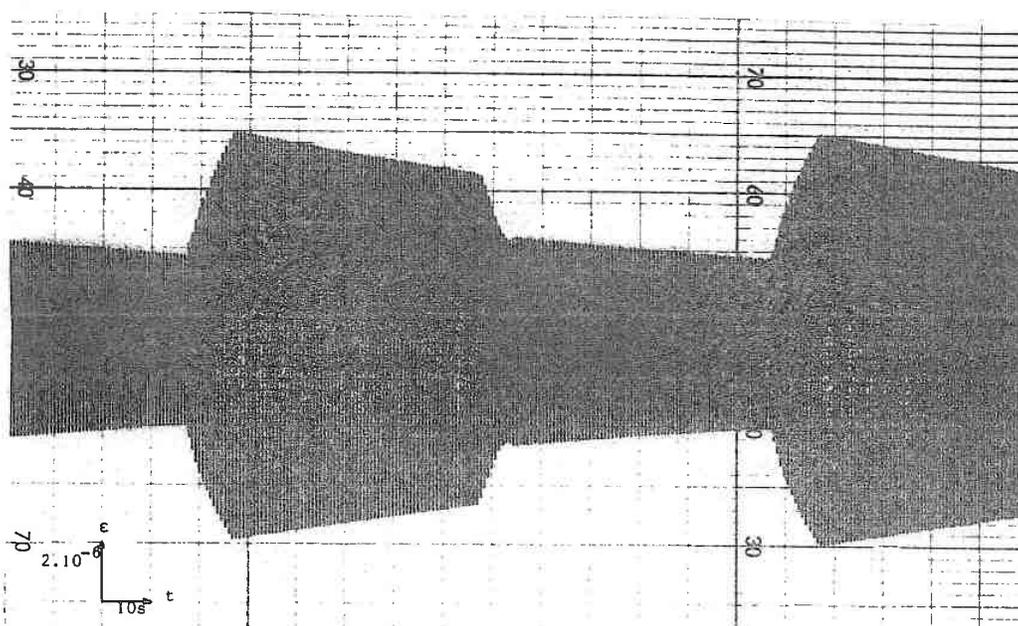
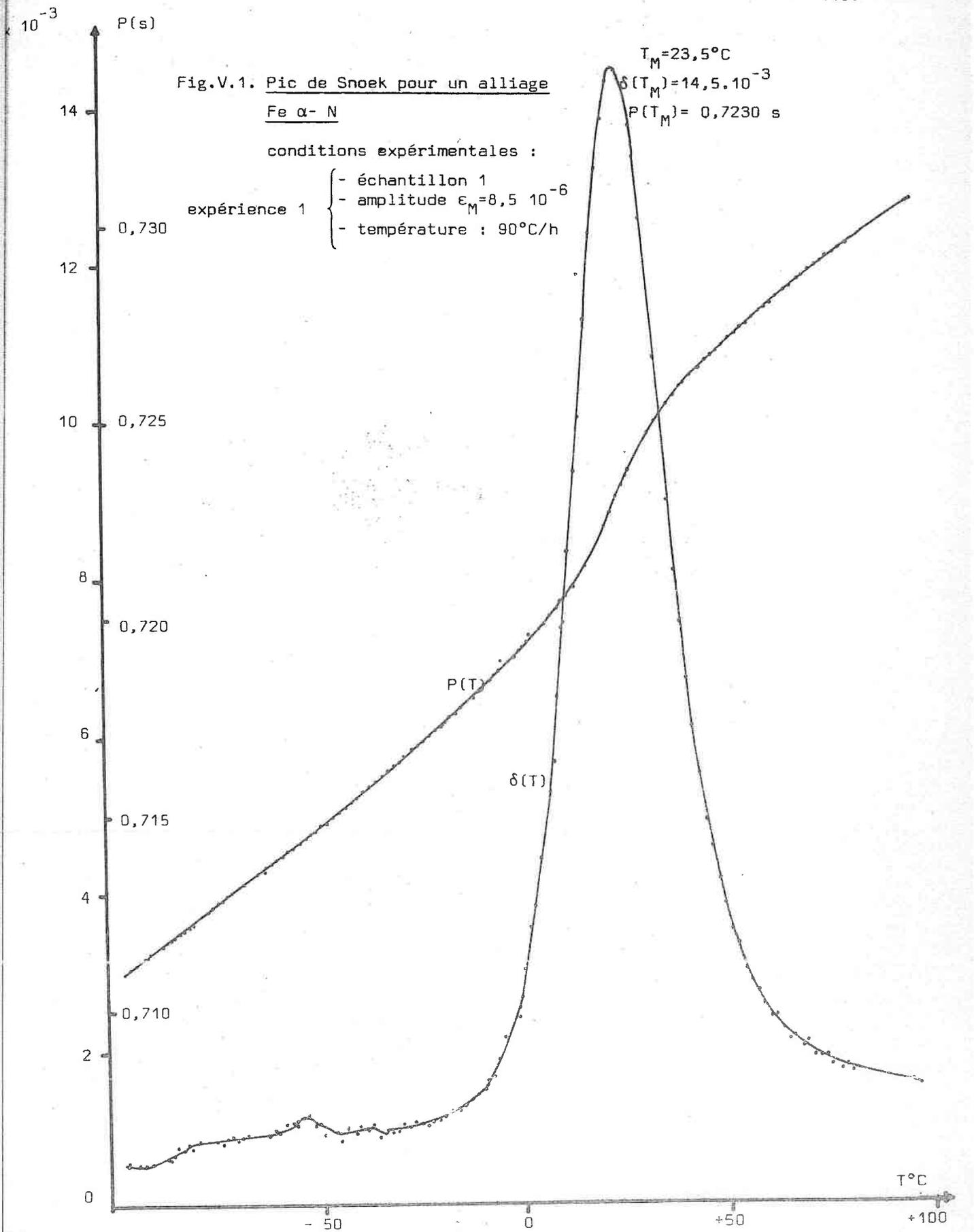


Fig.V.8. Mesures du décroissement à 2 amplitudes différentes.

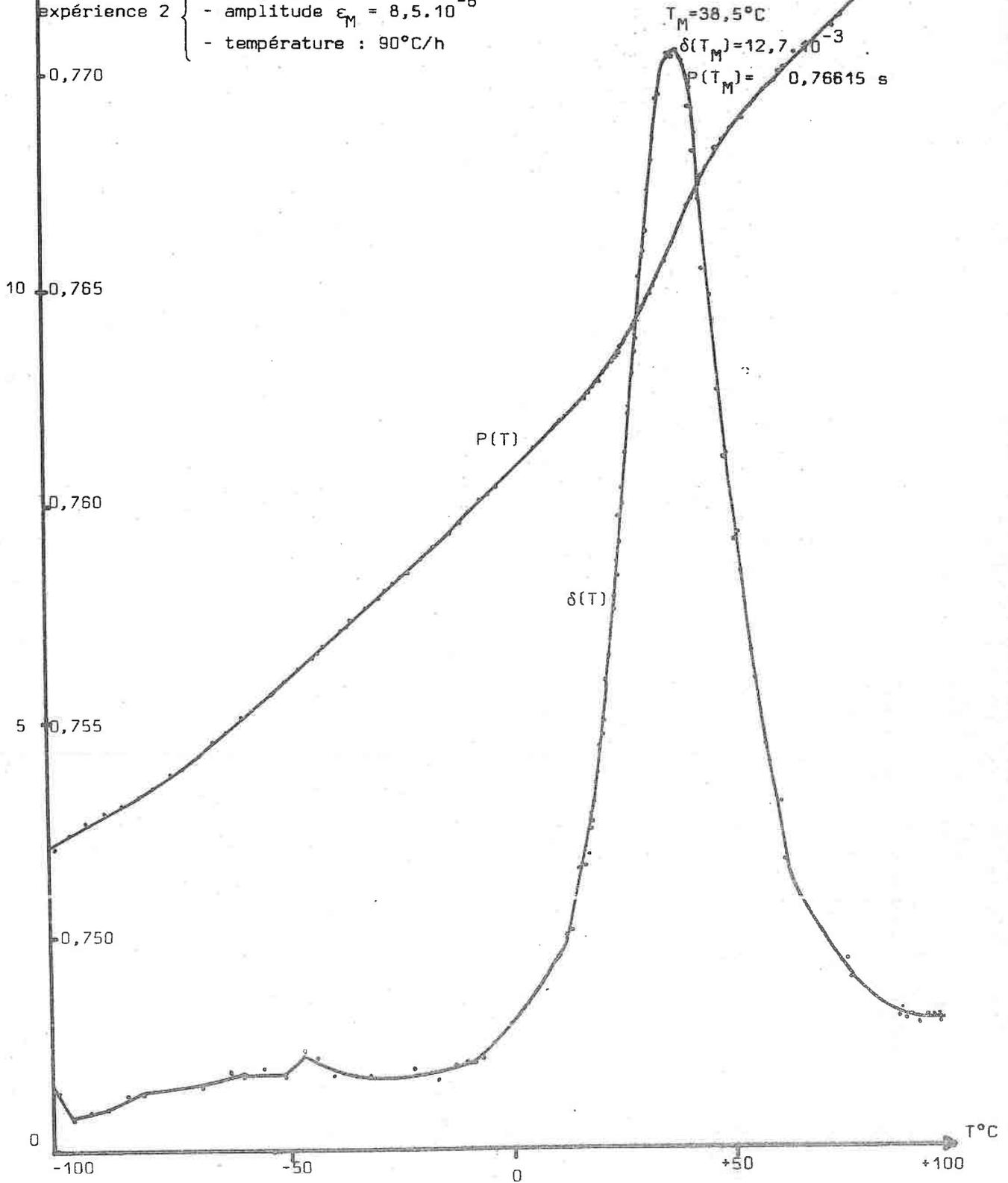


15  
 $\delta \times 10^{-3}$  P(s)

Fig.V.2. Pic de Snoek pour un alliage Fe<sub>90</sub> - C.

Conditions expérimentales :

- expérience 2 {  
 - échantillon 2  
 - amplitude  $\epsilon_M = 8,5 \cdot 10^{-6}$   
 - température : 90°C/h



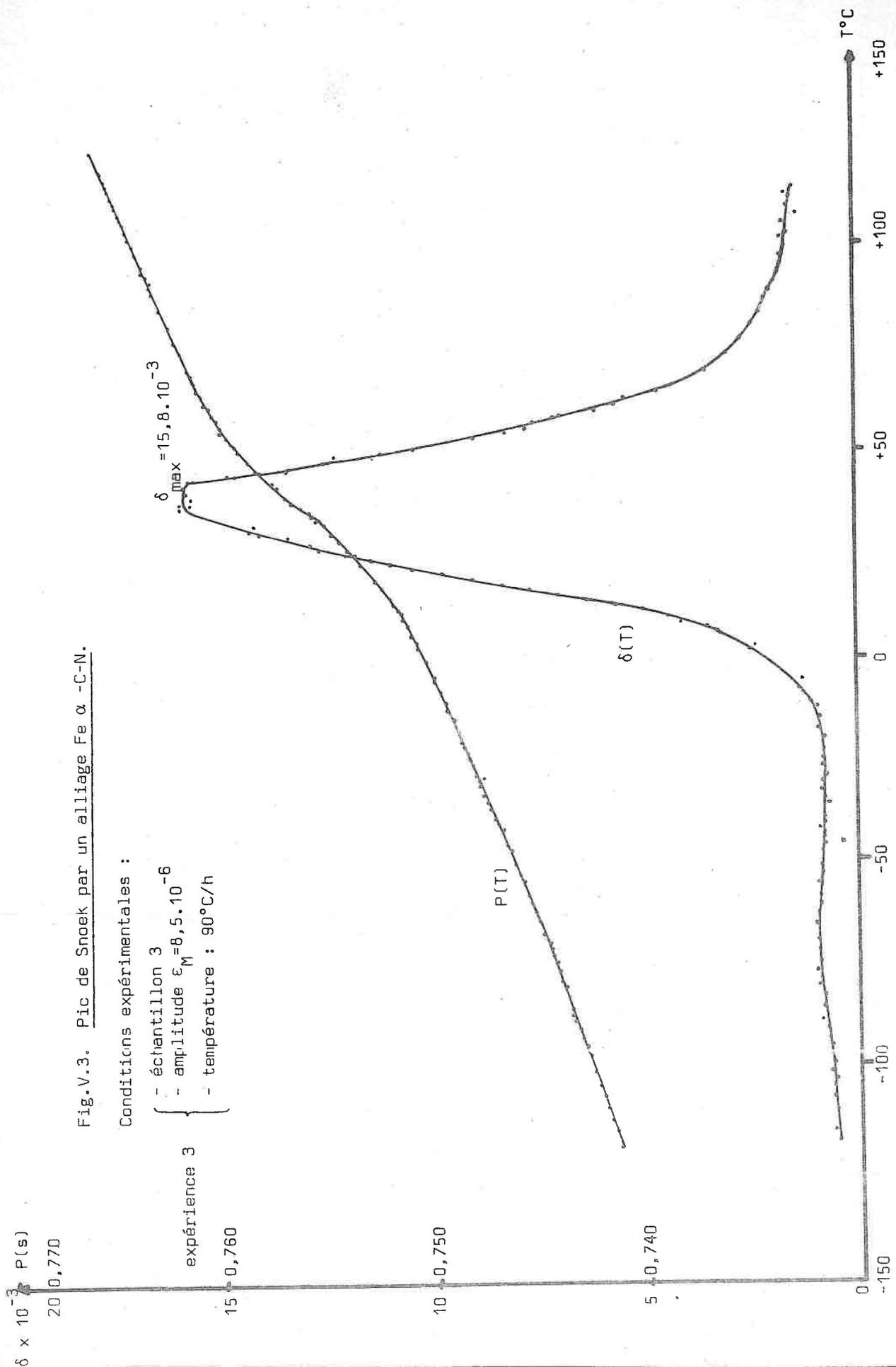


Fig.V.3. Pic de Snoek par un alliage Fe  $\alpha$  -C-N.

Conditions expérimentales :

- échantillon 3
- amplitude  $\epsilon_M = 8,5 \cdot 10^{-6}$
- température : 90°C/h

expérience 3

$\delta \times 10^{-3} P(s)$   
20 0,770

15 0,760

10 0,750

5 0,740

0 -150

-100

-50

0

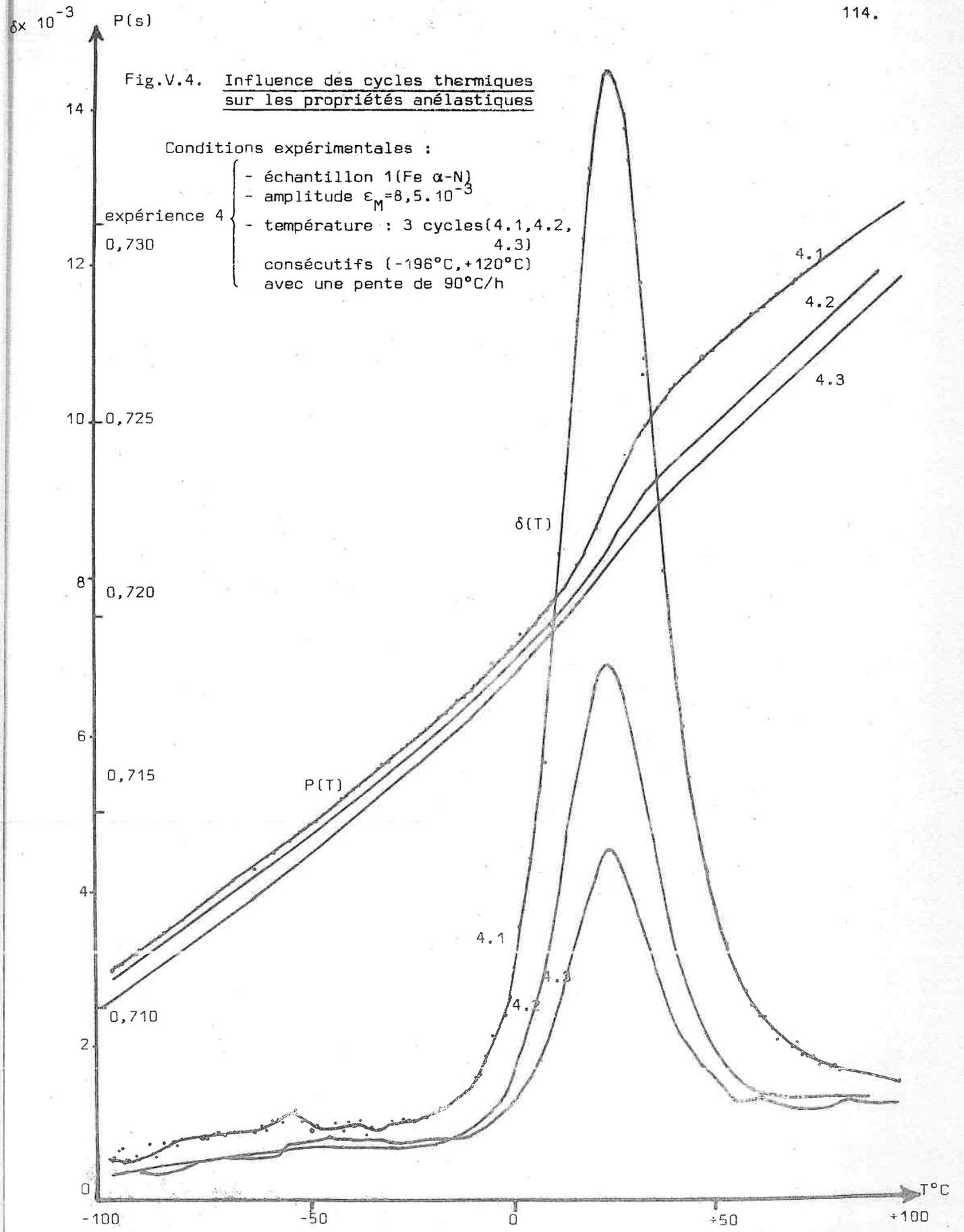
+50

+100

+150

Fig.V.4. Influence des cycles thermiques sur les propriétés anélastiques

Conditions expérimentales :  
- échantillon 1 (Fe  $\alpha$ -N)  
- amplitude  $\epsilon_M = 8,5 \cdot 10^{-3}$   
- température : 3 cycles (4.1, 4.2, 4.3)  
consécutifs (-196°C, +120°C)  
avec une pente de 90°C/h



$\delta \times 10^{-3}$   
P(s)  
14  
12  
10  
8  
6  
4  
2  
0

0,730  
0,725  
0,720  
0,715  
0,710

$T^{\circ}C$   
-100 -50 0 +50 +100

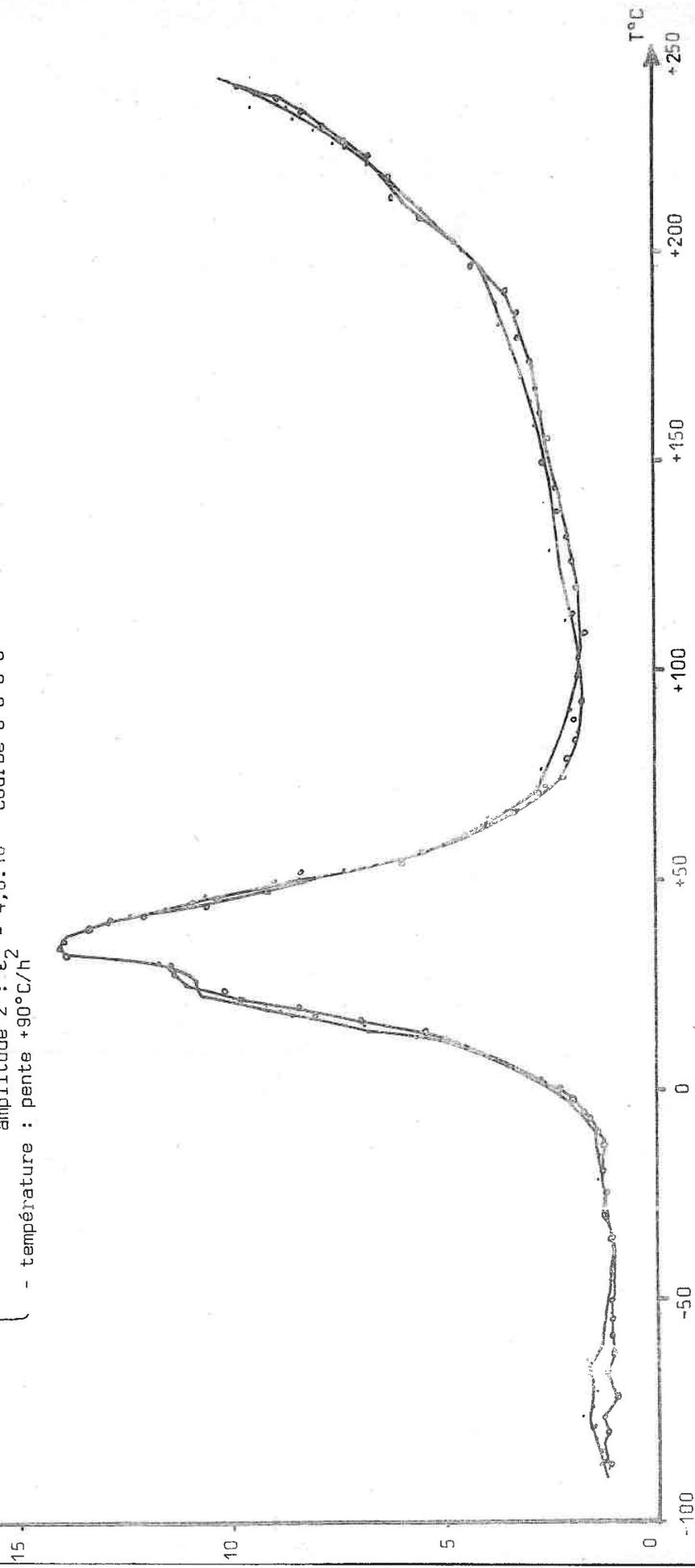
$\Delta \delta \times 10^{-3}$

Fig.V.5. Influence de l'amplitude sur le frottement intérieur

Conditions expérimentales :

- échantillon 3 (Fe + C + N) écrouis
- amplitude : amplitude 1 :  $\epsilon_1 = 1,5 \cdot 10^{-5}$  courbe .....  
amplitude 2 :  $\epsilon_2 = 4,6 \cdot 10^{-6}$  courbe 0-0-0-0
- température : pente  $+90^\circ\text{C}/\text{h}$

Expérience 5



#### V.4. CONCLUSION

La commande numérique du pendule par ordinateur fonctionnant en temps réel a permis dans l'étude du pic de Snoek :

- de vérifier la validité du modèle anélastique, en particulier par la corrélation entre les courbes  $P(T)$  et  $Q^{-1}(T)$ .

- de mesurer des énergies d'activations pour la diffusion du carbone et de l'azote dans la ferrite.

- d'aborder les possibilités de dosage automatique du carbone et de l'azote dans la ferrite.

- en outre cette automatisation permet d'étudier les phénomènes de précipitation et l'influence de l'amplitude de déformation. L'influence de l'amplitude peut en particulier être déterminée sur un échantillon unique au cours d'une seule montée en température.

- l'extension des possibilités de mémoires de l'ordinateur doit nous permettre de faire prochainement un calcul immédiat des différents paramètres examinés et de comparer les courbes expérimentales aux courbes théoriques.

Ce dispositif déjà tout à fait satisfaisant au niveau de la précision deviendra un instrument de recherches appliquée et fondamentale très fructueux.

## CONCLUSIONS

L'incorporation d'un calculateur fonctionnant en temps réel dans une chaîne de mesure du frottement intérieur a permis, par les possibilités d'acquisition et de commande ainsi offertes, d'améliorer les mesures effectuées sur le processus et de faciliter le pilotage de l'installation par l'intermédiaire d'organes adaptés à la commande numérique.

L'aptitude du modèle mathématique choisi a conduit d'une part à une meilleure exploitation de l'information contenue dans le signal de déplacement du pendule et d'autre part à une précision accrue dans la mesure du décrement logarithmique par l'utilisation de méthode statistique d'estimation de paramètres.

De plus, la mise au point d'un algorithme spécial pour la mesure de la pseudo période permet d'évaluer cette dernière avec une très grande précision. Nous obtenons ainsi une meilleure connaissance du processus. Le logiciel implanté (programmes de traitement des données et de commande de l'installation) et plus particulièrement les programmes d'adaptation des algorithmes à l'évolution du matériau rendent l'installation encore plus apte à suivre fidèlement les modifications structurelles de l'échantillon étudié. Nous réalisons ainsi un déroulement de l'expérience en boucle fermée par rapport à l'évolution du matériau. Les résultats expérimentaux que nous avons obtenus montrent l'efficacité de l'installation dans la mesure du frottement intérieur et du module élastique avec précision et fidélité. Les possibilités de l'ensemble représentent donc un réel progrès dans l'étude des phénomènes anélastiques.

Les possibilités, liées à la programmation, de concevoir des expériences originales et le développement de certaines applications de type industriel, comme l'étude de phénomènes de fatigue ou de dosage d'impureté, avec des microprocesseurs offrent de nombreuses perspectives et laissent entrevoir des nouvelles voies de recherche.

Certaines modifications apportées au dispositif expérimentale, en vue d'établir une commande optimale de la température et d'obtenir une variation possible de la fréquence propre du pendule en cours d'expérience et l'emploi de techniques de dépouillement numérique encore plus performantes, nous permettront, dans un avenir proche, d'élaborer un outil d'une très grande puissance pour l'étude des phénomènes anélastiques.

ANNEXE A

---

EQUIPEMENTS REALISES POUR LE CALCULATEUR NOVA 2

## EQUIPEMENTS REALISES POUR LE CALCULATEUR NOVA 2

### A.1. INTRODUCTION

La connexion de périphériques, réalisés par l'utilisateur, sur le bus d'entrées/sorties du calculateur nécessite que ces derniers présentent une structure conforme à l'architecture de base employée par le constructeur pour ses périphériques.

Cette structure comporte essentiellement :

#### A.1.1. Les bascules d'états

Quatre bascules de type D déterminent l'état du périphérique. Les noms et les fonctions de celles-ci apparaissent dans le tableau suivant.

NOM	FONCTION
BUSY	périphérique occupé
DONE	opération terminée
INT REQ (interrupt request)	demande d'interruption
INT DIS (interrupt disable)	masquage d'interruption

Les bascules BUSY et DONE renseignent le processeur sur l'activité du périphérique (état inhibé, prêt, occupé, opération terminée, ...)

La bascule INT REQ indique au processeur que le périphérique demande à être servi (demande d'interruption).

La bascule INT DIS permet au processeur d'ignorer les demandes d'interruption venant du périphérique.

#### A.1.2. Un circuit de codage et de décodage d'adresse (sur 6 bits)

Ceci réalise l'adressage d'un périphérique par le processeur, et de déterminer le code adresse de celui qui a émis une interruption.

## A.2. REALISATION D'UNE CHAINE D'ENTREES/SORTIES NUMERIQUES

La chaîne d'entrées/sorties numériques, que nous avons réalisée, assure l'acquisition de grandeurs numériques issues du processus et les transmet pour traitement au calculateur NOVA 2.

Elle délivre à partir des données issues du calculateur des commandes tout ou rien destinées au processus.

### A.2.1. Description et caractéristiques de la chaîne

Celle-ci comprend :

- un module composé . d'une ligne d'entrées numériques de 16 bits parallèles (niveaux TTL) mémorisables dans un registre et un signal d'interruption prioritaire, ce qui permet une synchronisation externe.
- . de deux lignes de sorties numériques de 16 bits parallèles (niveaux TTL) mémorisables dans un registre et un signal "prêt" associé à chaque ligne indiquant que l'information est présente sur la sortie correspondante.

- un coupleur qui comporte les bascules d'états et les circuits d'adressage faisant l'interface avec le bus d'entrées-sorties en vue de la commande et du contrôle du périphérique par le calculateur.

Le code adresse choisi est 41. Le niveau de priorité est associé au bit 7 du registre des priorités. Le mnémonique associé à ce code est DIO (digital input-output).

### A.2.2. Schémas de principe et réalisation

Les schémas de principe des différentes parties de la chaîne sont représentés figures A.1, A.2, A.3. Nous ne donnons pas la définition et la fonction des signaux de commande et de contrôle qui figurent sur les schémas et qui sont propres au calculateur (cf notice du constructeur /18/).

L'ensemble a été réalisé à l'aide de circuits logiques TTL et est représenté figure A.4.

### A.2.3. Sous-programmes de commandes

Des sous-programmes écrits en assembleur permettent d'inclure l'ensemble sous le contrôle du moniteur temps réel RTOS. Celui-ci prend en charge la

gestion des interruptions (reconnaissance, sauvegarde et restauration du contexte, branchement vers ces sous-programmes d'interruption, etc.).

Ces sous-programmes réalisent les fonctions d'initialisation (SP. DIDEF), d'inhibition (SP DICLR), de lecture programmée (SP DIRDR) ou synchronisée par un signal extérieur (SP DIRDP) de N valeurs avec mémorisation dans une table, de contrôle d'occupation (SP DICHK).

La commande des sorties digitales s'obtient directement par une simple instruction d'entrée-sortie.

Les divers sous-programmes définis ci-dessus sont présentés figure A.5.

### A.3. REALISATION D'UN MODULE EMETTEUR D'INTERRUPTIONS PRIORITAIRES

Ce module autorise la prise en compte de quatre signaux d'interruptions générés directement par l'utilisateur par l'intermédiaire d'interrupteurs. Chaque interruption peut être individuellement adressée, armée, désarmée, validée, invalidée par programme (sous système RTOS).

#### A.3.1. Description et caractéristiques du module

L'ensemble comporte :

- a) un sous-ensemble comportant les quatre interrupteurs et les circuits logiques de traitement des signaux,
- b) un coupleur avec les bascules d'états et les circuits d'adressage pour réaliser la connexion avec le bus d'E/S et la gestion des signaux de commande et de contrôle.

Le code adresse choisi est 37. Le mnémonique associé au code est PI (process interrupt). Le niveau de priorité est associé au bit 4 du registre des priorités.

#### A.3.2. Schémas de principe et réalisation

Les figures A.6a et A.6b expriment les schémas de principe de cet ensemble. La photographie, figure A.4. représente également la réalisation effectuée.

#### A.3.3. Sous-programmes de commande

Deux sous-programmes écrits en assembleur placent ce module sous le contrôle du système RTOS. Celui-ci analyse l'interruption et active le programme

qui est associé à l'interrupteur actionné.

Ces sous-programmes réalisent les fonctions d'initialisation (SP PIDEF) et d'inhibition (SP PICLR).

Ces derniers sont exposés figure A.7.

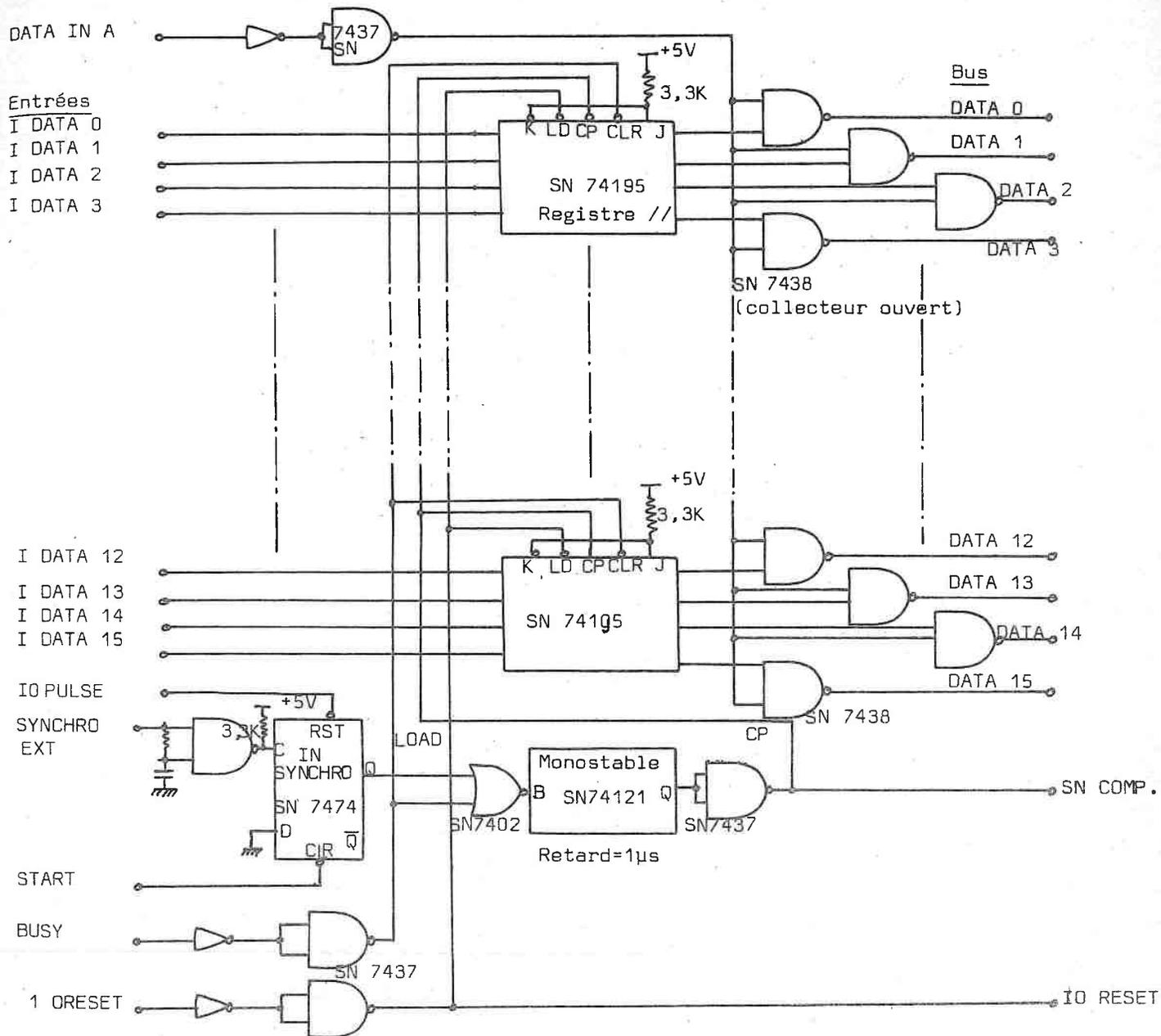


Fig. A.1. Entrées numériques.

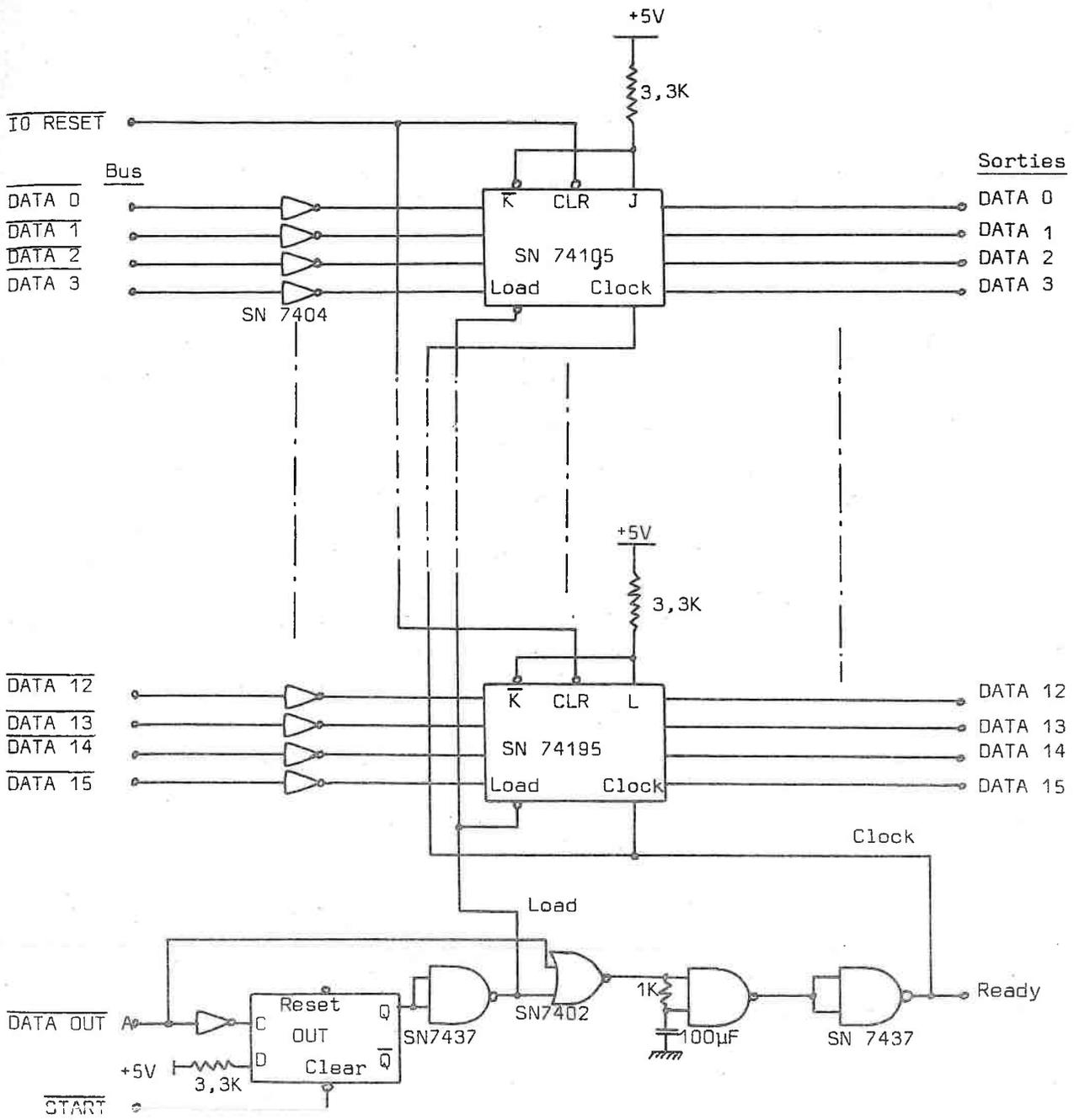


Fig. A.2. Sorties numériques.

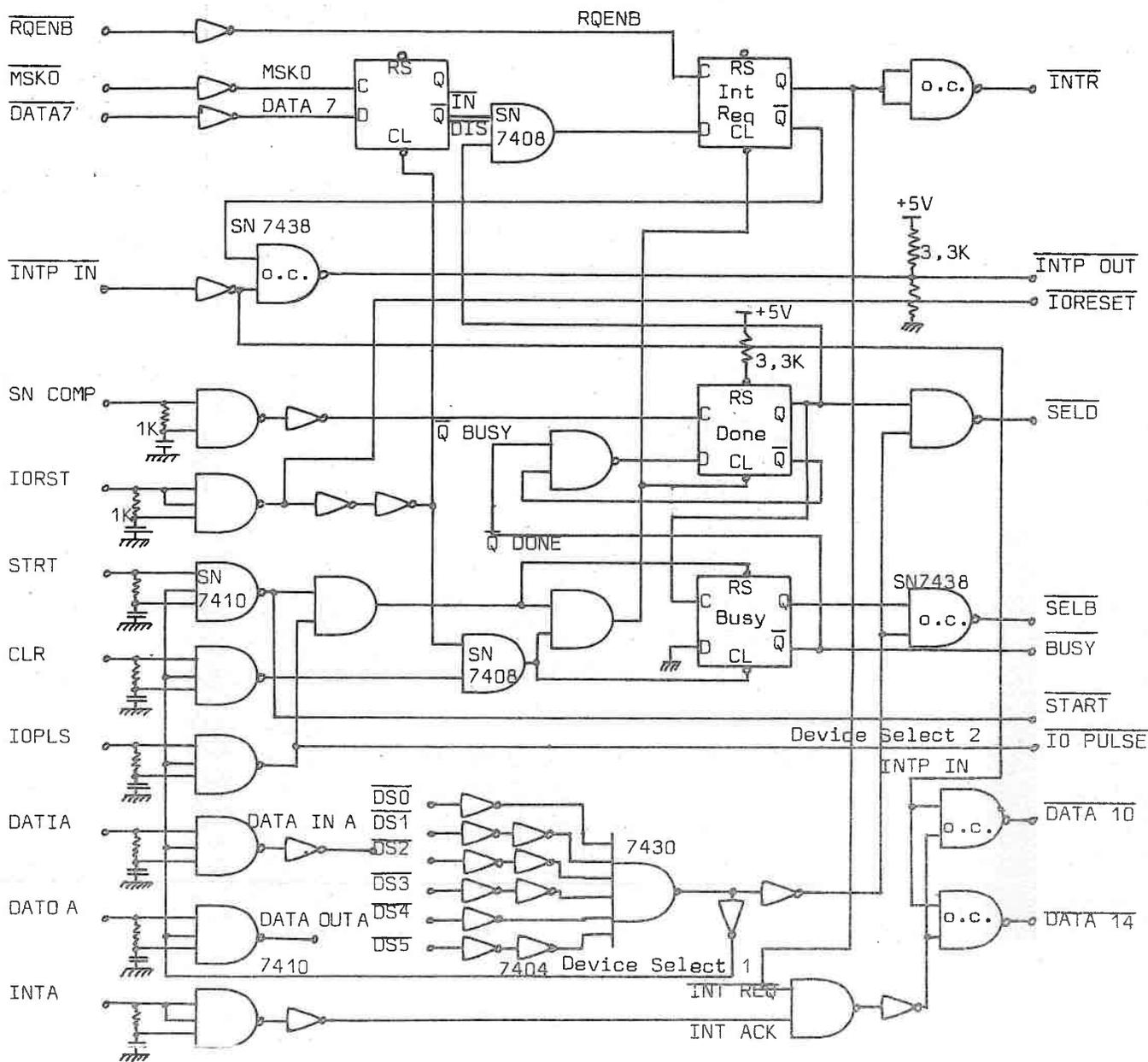


Fig. A.3. Coupleur pour entrées-sorties numériques.

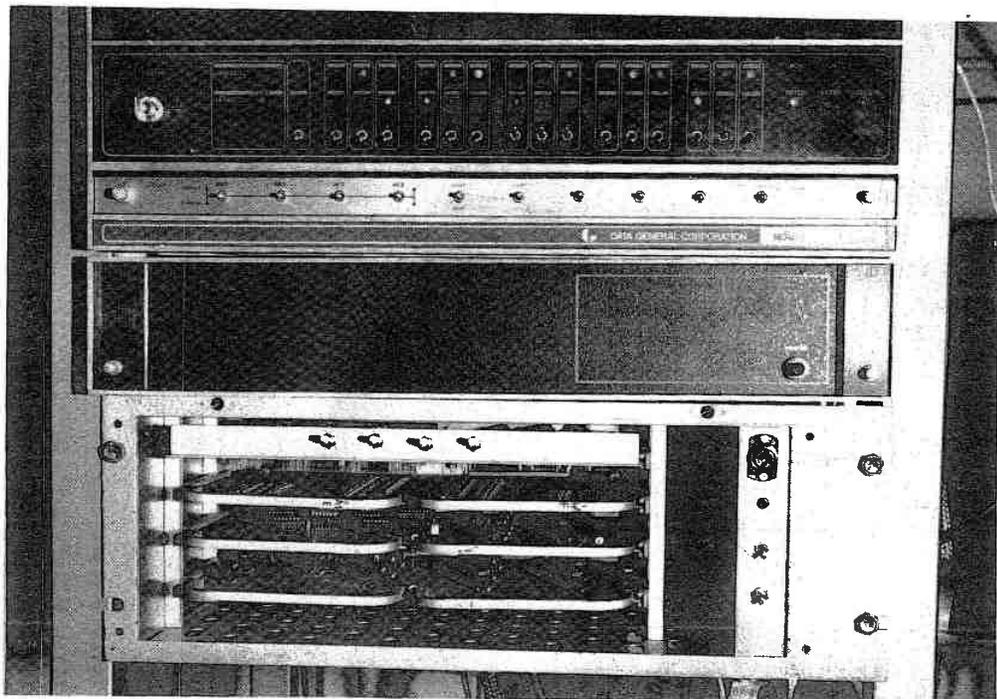


Fig.A.4. Vue d'ensemble de la chaîne d'acquisition numérique.

```

.TITL DIDEF
.ENT DIDEF,DICLR,DIRDR,DIRDP,DICM
.EXTN .UIEX
.NREL
00008'054016 .LISEP: STA 3,USP
00001'102400 SUB 0,0
00002'040414 STA 0,DIAC
00003'027412 LDA 0,DICOD
00004'024405 LDA 1,DIAD
00005'006017 .SYSTM
00006'021007 .IDEF
00007'001400 JMP 0,3
00010'001401 JMP 1,3
00016'000016 .DUSR USP=16
00022'000042 .DUSR DIC=42
00011'000012 DIAD: DIDCT
00012'000021 DIDCT: DISAV
00013'000400 IB7
00014'000054 DINTS
00015'000040 DICOD: 42
00016'000000 DIAC: 0
00017'000000 DIVAL: 0
00020'000000 DICNT: 0
00021'000010 DISAV: .ELK IC
00031'054016 DICLR: STA 3,USP
00032'000000 LDRD,DICOD
00033'006017 .SYSTM
00034'021010 .IRNV
00035'001400 JMP 0,3
00036'021400 JMP 0,3
00037'020757 DIRDR: LDA 0,DIAC
00040'101004 MOV 0,0,SZR
00041'021400 JMP 0,3
00042'050754 STA 2,DIAC
00043'021002 LDA 0,2,2
00044'040754 STA 0,DICNT
00045'021001 LDA 0,1,2
00046'040751 STA 0,DIVAL
00047'102000 ADC 0,0
00050'041000 STA 0,0,2
00051'060242 NIOC DIO
00052'060142 NIOS DIO
00053'001401 JMP 1,3
00054'060642 DINTS: DIAC 0,DIO
00055'042742 STA 0,EDIVAL
00056'014742 DSZ DICNT
00057'000406 JMP DIMOR
00060'102400 SUB 0,0
00061'042735 STA 0,EDIAC
00062'040734 STA 0,DIAC
00063'040430 STA 0,DITST
00064'177777 .UIEX
00065'012732 DIMOR: ISZ DIVAL
00066'020425 LDA 0,DITST
00067'101004 MOV 0,0,SZR
00070'000403 JMP +3
00071'060142 NIOS DIO
00072'000000 .UIEX
00073'060342 NIOC DIO
00074'000776 JMP -2
00075'020721 LISEP: LDA 0,DIAC
00076'101004 MOV 0,0,SZR
00077'001400 JMP 0,3
00100'050716 STA 2,DIAC
00101'021002 LDA 0,2,2
00102'040716 STA 0,DICNT
00103'021001 LDA 0,1,2
00104'040713 STA 0,DIVAL
00105'102000 ADC 0,0
00106'041000 STA 0,0,2
00107'014404 DSZ DITST
00110'060242 NIOC DIO
00111'060342 NIOS DIO
00112'001401 JMP 1,3
00113'000000 DITST: 0
00114'021000 DICM: LDA 0,0,2
00115'101004 MOV 0,0,SZR
00116'001400 JMP 0,3
00117'001401 JMP 1,3
000017 .DUSR .SYSTM=USR 017
021007 .DUSR .IDEF=.SCALL 7
021010 .DUSR .IRNV=.SCALL 12
021000 .DIO .SCALL=4207
.END

```

Fig.A.5. Programme de gestion des E/S numériques.

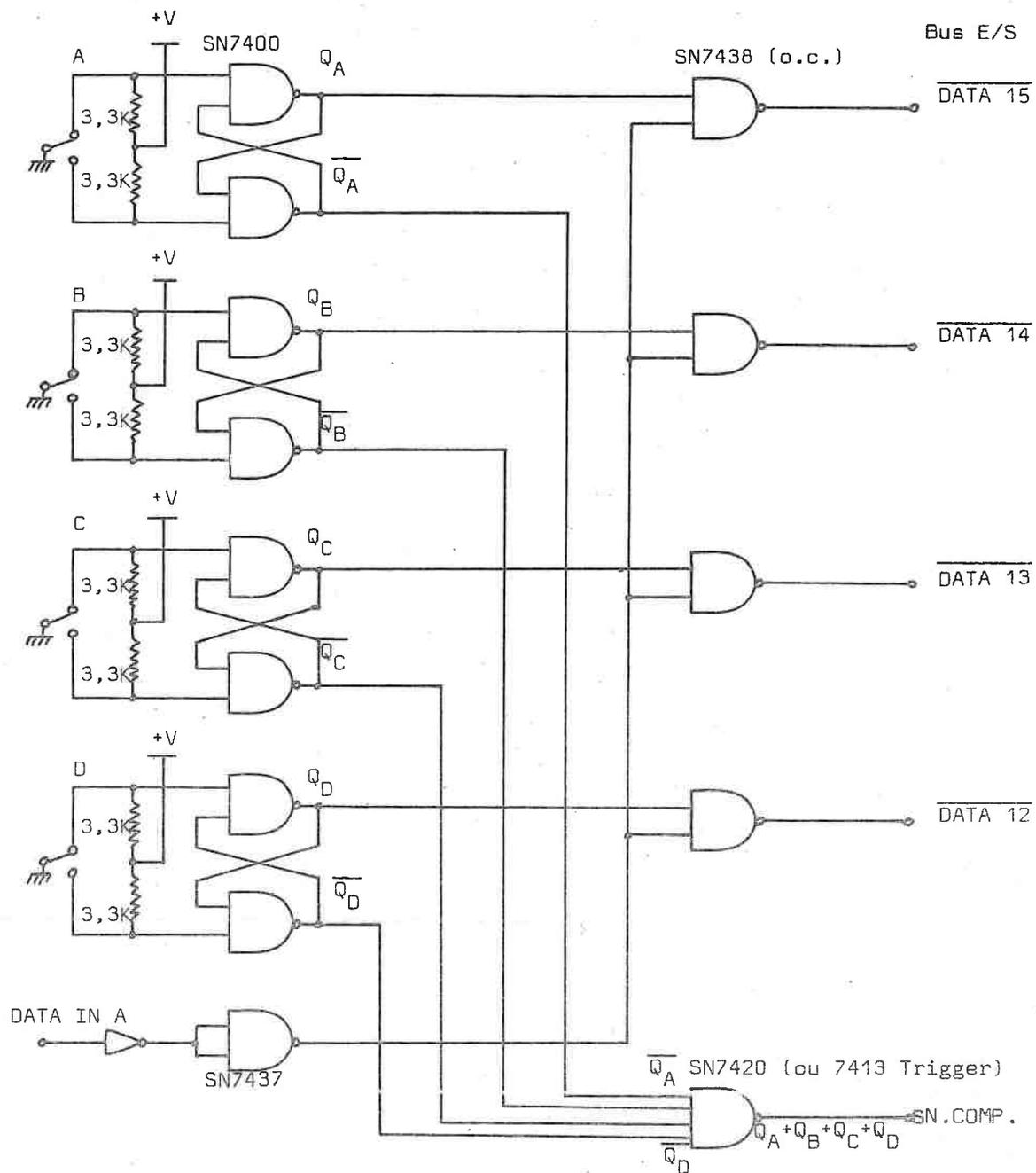


Fig. A.6a. Entrées interruptives.

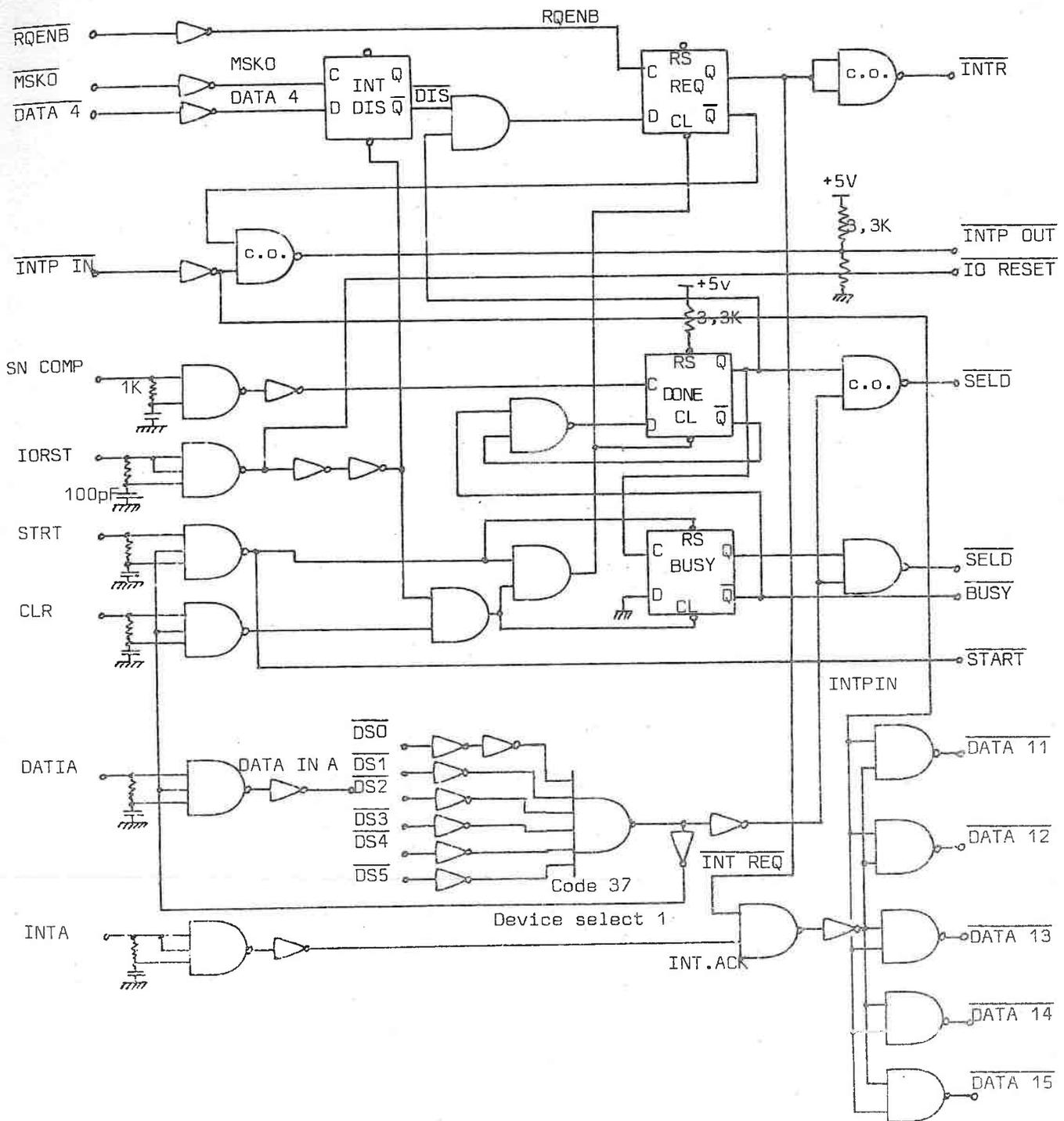


Fig.A.6.b) Coupleur pour entrées interruptives.

```

---
      .TITL PIDEF
      .ENT PIDEF,PICLR
      .EXTN .IXMT,.UIEX
      .NREL

00000'054016 PIDEF: STA 3,USP
00001'040425 STA 0,PICOM
00002'020423 LDA 0,PICOD
00003'024406 LDA 1,PIAD
00004'006017 .SYSTEM
00005'021007 .IDEF
00006'001400 JMP 0,3
00007'060137 NIOS PI
00010'001401 JMP 1,3
      000037 .DUSR PI=37
      000016 .DUSR USP=16
00011'000012' PIAD: PIDCT
00012'000015' PIDCT: PISAV
00013'004000' IB4
00014'000036' PINTS
      000010 PISAV: .BLK 10
00025'000037 PICOD: PI
00026'000000 PICOM: 0
00027'054016 PICLR: STA 3,USP
00030'060237 NIOC PI
00031'020774 LDA 0,PICOD
00032'006017 .SYSTEM
00033'021010 .IRMV
00034'001400 JMP 0,3
00035'001400 JMP 0,3
00036'064537 PINTS: DIAS 1,PI
00037'125005 MOV 1,1,SNR
00040'001400 JMP 0,3
00041'054412 STA 3,PIDMS
00042'050412 STA 2,PIAC2
00043'102400 SUB 0,0
00044'042762 STA 0,PICOME
00045'020761 LDA 0,PICOM
00046'177777 .IXMT
00047'000401 JMP .+1
00050'034403 LDA 3,PIDMS
00051'030403 LDA 2,PIAC2
00052'177777 .UIEX
00053'000000 PIDMS: 0
00054'000000 PIAC2: 0
      000017 .DUSR .SYSTEM=JCR 0:7
      021007 .DUSR .IDEF=.SCALL 7
      021010 .DUSR .IRMV=.SCALL 10
      021000 .DIO .SCALL=42B7
      .END

```

Fig.A.7. Programme de gestion des entrées interruptives.

ANNEXE B

REPRESENTATIONS MECANIQUES DU SOLIDE ANELASTIQUE STANDARD

## REPRESENTATIONS MECANIQUES DU SOLIDE ANELASTIQUE STANDARD

Pour obtenir des représentations mécaniques équivalentes des équations différentielles (I.1.1.-1) et (I.1.1.-2), il est commode d'établir une analogie entre grandeurs mécaniques et grandeurs électriques.

D'après l'analogie de Maxwell [22], à une contrainte  $\sigma$  et à un déplacement  $\epsilon$  correspondent respectivement une tension  $V$  et une charge  $q$ .

### B.1. LE SOLIDE DE MAXWELL

Cette représentation traduit directement l'équation (I.1.1.-1). En appliquant la correspondance définie ci-dessus, le module élastique se comporte comme l'inverse d'une capacité et le coefficient de frottement visqueux comme une résistance.

L'équivalent électrique de I.1.1.1-1 s'écrit alors :

$$\frac{q}{C_1} + \frac{1}{C_2} \tau \frac{dq}{dt} = \sigma + \tau \frac{d\sigma}{dt}$$

à  $\frac{1}{C_1}$  correspond  $M_r$   
 $\frac{1}{C_2}$  "  $M_u$

$\tau$  est une constante de temps telle que :  $\tau = RC$  avec  $C = f(C_1, C_2)$   
 $R$  : résistance

Le circuit électrique décrit par cette équation est représenté figure B.1. Celui-ci comporte deux condensateurs  $C_1$  et  $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 - C_2}$  et une résistance  $R$ .

( $M_r < M_u$  implique que  $C_1 - C_2 > 0$ )

Nous en déduisons alors le schéma équivalent mécanique en faisant correspondre aux potentiels qui s'ajoutent en série des forces qui s'ajoutent en parallèle. Le modèle mécanique obtenu, représenté figure B.2, comporte deux éléments élastiques (ressorts)  $M_r$  et  $(M_u - M_r)$  et un élément de frottement visqueux ("dashpot")  $\tau_\epsilon (M_u - M_r)$ . Ce modèle décrit le solide de Maxwell.

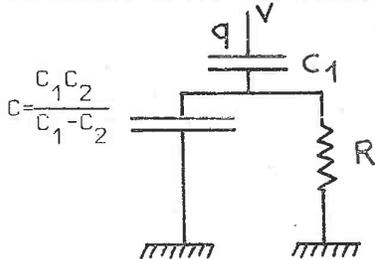


Fig.B1. Circuit électrique équivalent obtenu par l'analogie de Maxwell.

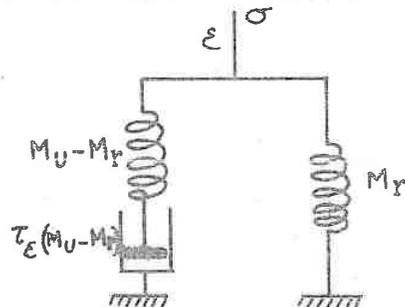


Fig.B2. Modèle mécanique décrivant le solide de Maxwell.

L'analogie fournit les équivalences suivantes :

$$M_r \cong \frac{1}{C_1} \quad , \quad M_u \cong \frac{1}{C_2} \quad , \quad \tau_\varepsilon \cong R \frac{C_1 - C_2}{C_1 - C_2}$$

## B.2. LE SOLIDE DE VOIGT

Cette représentation traduit directement l'équation (I.1.1.-2)

En appliquant l'analogie de Maxwell, la complaisance élastique se comporte ici comme une capacité et le coefficient de frottement visqueux comme une résistance. L'équivalent électrique de I.1.1.-2 s'écrit alors :

$$C_1 V + C_2 \tau' \frac{dV}{dt} = q + \tau' \frac{dq}{dt}$$

avec la correspondance  $J_r \cong C_1$  et  $J_u \cong C_2$

$\tau'$  est une constante de temps telle que :  $\tau' = R'C'$  avec  $R'$  résistance  
et  $C' = g(C_1, C_2)$

Le circuit électrique décrit par cette équation est représenté figure B.3. Celui-ci comporte deux condensateurs  $C_2$  et  $C' = C_1 - C_2$  et une résistance  $R$ .

Comme précédemment, nous en déduisons le schéma équivalent mécanique qui est représenté figure B.4.

Le modèle mécanique obtenu se compose de deux éléments élastiques,  $J_u$  et  $(J_r - J_u)$  et un élément de frottement visqueux  $\tau_\sigma / J_r - J_u$ . Ce modèle décrit le solide de Voigt.

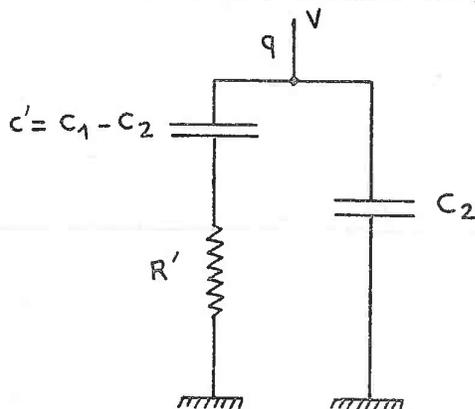


Fig. B.3. Circuit électrique équivalent obtenu par l'analogie de Maxwell.

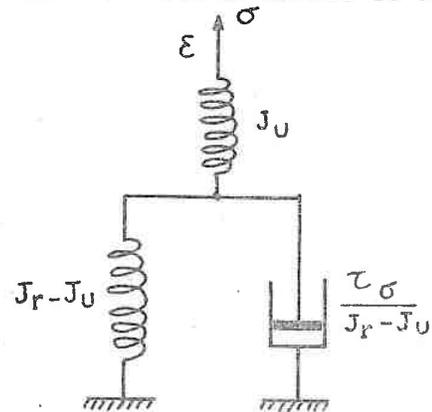


Fig. B.4. Modèle mécanique décrivant le solide de Voigt.

L'analogie fournit les équivalences suivantes :

$$J_r \cong C_1 \quad , \quad J_u \cong C_2 \quad , \quad \tau_\sigma \cong R(C_1 - C_2)$$

## ANNEXE C

L'effet Snoek a été mis en évidence dans le fer  $\alpha$  contenant du carbone ou de l'azote en solution /1/.

Les atomes de carbone dissous dans du fer de maille cubique centrée (fer  $\alpha$ ) se situent dans les interstices octaédriques du réseau (fig.C.1.). Les centres de ces interstices coïncident avec les points milieu des faces et des arêtes de la maille élémentaire. Chaque atome de carbone dissous est serré entre deux atomes de fer et provoque ainsi un allongement uniaxe dans le sens de l'un des trois axes de la maille élémentaire, que nous appellerons axes x, y et z. Ainsi, on divise également les sites interstitiels en trois groupes : sites x, y et z.

Dans un cristal de fer qui n'est soumis à aucune force extérieure, les atomes de carbone dissous sont en général répartis également dans les sites des trois espèces. Si leur répartition n'est pas égale, le fer perd sa structure cubique. Un exemple extrême est donné par la martensite où la teneur en carbone peut être élevée (par exemple 1 % en poids) et où pratiquement tous les atomes de carbone se trouvent en des sites de même nom. De ce fait, la structure se trouve déformée tétraogonalement.

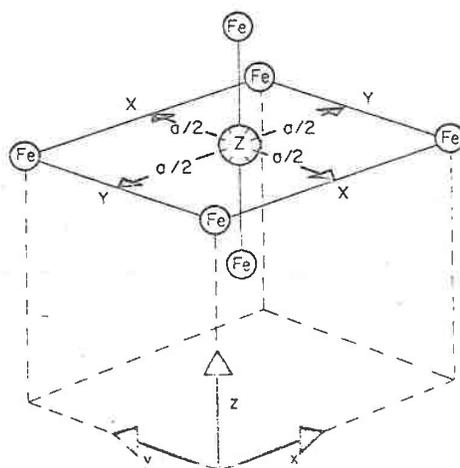


Fig. C.1. : Les sites interstitiels octaédriques sont dans la structure cubique centrée du fer de trois types : x, y, z.

Puisqu'un changement de la répartition des atomes de carbone dans un cristal de fer  $\alpha$  exerce une influence sur la forme de ce cristal, une modification de la forme sous l'effet de forces élastiques doit inversement exercer une influence sur la distribution des atomes de carbone. Ceci suppose toutefois que la température soit

assez élevée et la teneur en carbone assez faible pour que les atomes de carbone jouissent d'une mobilité suffisante. Pour une teneur en carbone dissous de 0,01 % en poids par exemple, l'allongement élastique d'un cristal de fer  $\alpha$  dans la direction de l'axe x modifie l'équilibre de diffusion de manière à accroître l'occupation des sites x et à diminuer l'occupation des sites y et z. Il est clair qu'à déformation de traction constante ce mécanisme conduit à une relaxation.

La sollicitation harmonique d'un cristal de fer  $\alpha$  contenant du carbone donne lieu, de la manière que l'on sait, à un frottement intérieur présentant un maximum pour  $\omega\tau = 1$ . Il va de soi que le frottement maximum dépend du nombre d'atomes de carbone en solution et de l'ampleur de la déformation uni-axe produite par un atome de carbone. Snoek /1/ relie cette déformation à la structure tétragonale de la martensité. Dans la théorie de Snoek et Polder /2/, le frottement intérieur d'un monocristal de fer  $\alpha$  contenant du carbone est calculé pour le cas où ce cristal est soumis à une contrainte uniaxe fonction périodique du temps. Selon la théorie, la hauteur du maximum pour une faible concentration de carbone est proportionnelle à la température absolue. Elle dépend fortement de la direction de la contrainte uniaxe et est maximum dans une direction  $\langle 100 \rangle$  et nulle dans une direction  $\langle 111 \rangle$ . Comme la théorie de Zener de l'effet thermo-élastique, la théorie de Snoek et Polder est en très bon accord avec les résultats expérimentaux /3/. Elle ne s'applique pas seulement au cas du carbone ou de l'azote en solution dans du fer  $\alpha$ , mais aussi à des solutions de carbone, d'azote et d'oxygène dans d'autres métaux de maille cubique centrée tels que le vanadium, le niobium et le tantale.

Le temps de relaxation associé à l'effet Snoek est donné à un facteur constant près par le quotient  $a^2/D$ , où a est le paramètre du réseau cubique centré considéré et où D désigne le coefficient de diffusion des atomes interstitiels dans le métal. Le coefficient D dépend fortement de la température. Il est donné par la relation bien connue  $D = D_0 \exp(E/RT)$ , où E désigne l'énergie d'activation pour la diffusion et R la constante des gaz. De ce fait, la mesure du frottement intérieur en fonction de  $\omega\tau$  peut s'effectuer aussi bien en faisant varier  $\omega$  à température constante qu'en faisant varier la température (et avec elle le temps  $\tau$ ) à pulsation  $\omega$  constante. Dans les cas les plus simples, on obtient des courbes analogues, soit que l'on porte le frottement intérieur en fonction de  $1/T$  pour une fréquence constante, soit qu'on le porte en fonction de  $\log \omega$  pour une température constante.

En général, la mesure de l'amortissement de Snoek s'effectue en faisant varier la température, car il est beaucoup plus facile, dans la pratique, de faire varier la température dans un domaine relativement étroit que de réaliser de très grandes variations de fréquence.

BIBLIOGRAPHIE

/1/ J.L. SNOEK

"Physica, vol. 9, (1942), p 862.

/2/ D. POLDER

"Philips Res. Rep. 1(1945) p 5.

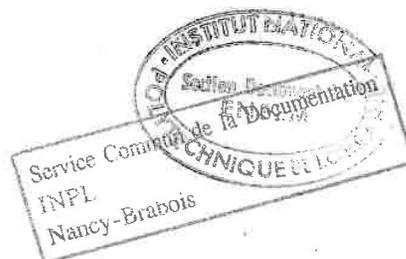
/3/ J.D. FAST

"Le frottement intérieur des métaux"- Colloque. Saint-Germain en Laye (1960).

## BIBLIOGRAPHIE

- /1/ Y.ADDA et J.PHILIBERT : La diffusion dans les solides P.U.F. (1966).
- /2/ A.S.NOWICK et B.S. BERRY : Anelastic Relaxation in Crystalline Solids  
Academic Press (1972).
- /3/ C. ZENER : Elasticity and Anelasticity of Metals. The Uni-  
versity of Chicago Press (1948).
- /4/ H.G. VAN BUEREN : Imperfections in Crystals. North-Holland  
Publishing Company.
- /5/ ANGOT : Compléments de Mathématiques DUNOD (1966).
- /6/ J.FGCT : Thèse, Nancy, (1973).
- /7/ J. FOCT : Internal Friction and Ultrasonic Attenuation in  
Crystalline Solids.5th International Conference (75).
- /8/ G.K. HOANG : Contribution à l'Etude des phénomènes anélastiques  
liés à la présence d'interstitiels dans les aciers  
de structure austénitique et martensitique.  
Thèse, Nancy, (1975).
- /9/ G.K.HONG et J.FOCT : Phénomènes anélastiques liés à la diffusion du  
carbone dans l'austénité fer-nickel-carbone.  
C.R.Acad. des Sciences Paris, 4 fév. 1974.
- /10/ S.ETIENNE : Automatisation d'un inélasticimètre basse fréquence  
Application à quelques problèmes de physique des  
matériaux, Thèse Lyon (1973).
- /11/ MOTOROLA : Notes d'Applications.
- /12/ MILLMAN and TAUB : Pulses-Digital and Switching Waveforms.  
Mac-Graw Hill.
- /13/ J.P. NANTËT : Ordinateur en temps réel. Applications industrielles  
Masson (1970).
- /14/ P.EYKHOFF : System Identification - Parameter and state estima-  
tion. John Wiley and Sons, (1974).
- /15/ J.RICHALET, A.RAULT - : Identification des processus par la méthode du  
P.POULIGUEN modèle, Gordon and Breach (1971).
- /16/ C.FOULARD, S.GENTIL, : Commande et régulation par calculateur numérique.  
J.P.SANDAZ Eyrolles (1977).

- /17/ J.T. TOU : Digital and Sampled Data control systems.  
Mac Graw Hill (1959).
- /18/ Data General Corpora- : How to use the NOVA computers, Southboro.  
tion Massachussets, USA (1974).
- /19/ Data General Corpora- : R.T.O.S.  
tion Southboro, Massachussets, USA (1974).
- /20/ C. WERT : Physical Acoustic, vol. III, Academic Press (1966).
- /21/ KITTEL : Physique du Solide (1963).
- /22/ Y.TAKAHASHI, R.RABINS, : Control and Dynamic Systems.  
D.M. AUSLANDE Addison - Wesley Publishing Company (1970).
- /23/ R.de BATIST : Internal Friction of structure defects in Crystal-  
line Solids. North Holland, Editions (1972).
- /24/ J.D. FAST : Le frottement intérieur des métaux.  
Colloque Saint-Germain en Laye (1960).



INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE

AUTORISATION DE SOUTENANCE DE THESE DE DOCTORAT DE 3<sup>ème</sup> CYCLE

VU LE RAPPORT ETABLI PAR :

- Monsieur HUSSON, Professeur à l'I.N.P.L.

le Président de l'Institut National Polytechnique de Lorraine autorise :

MICHEL D U F A U T

à soutenir, devant l'I.N.P.L., une thèse de Doctorat intitulée :

" AUTOMATISATION PAR CALCULATEUR D'UNE CHAINE DE MESURE DU FROTTEMENT INTERIEUR  
DANS LES METAUX".

en vue de l'obtention du titre de DOCTEUR DE TROISIEME CYCLE - SPECIALITE  
GENIE ELECTRIQUE.

Fait à NANCY, le 26 SEPTEMBRE 1977

Le Président de l'I.N.P.L.



C. PAIR