

MINISTERE AUX UNIVERSITES
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

THEME

**CONTROLEUR AUTOAJUSTABLE
A MINIMUM DE VARIANCE**

Proposé par :
Mr. Ait-Chikh

Dirigé par :
Mr. Ait-Chikh
Mr. Kacha

Présenté par :
Mr. ABED Malek

Promotion 1992

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTRE AUX UNIVERSITES

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

THEME

**CONTROLEUR AUTOAJUSTABLE
A MINIMUM DE VARIANCE**

Proposé par :
Mr. Ait-Chikh

Dirigé par :
Mr. Ait-Chikh
Mr. Kacha

Présenté par :
Mr. ABED Malek

Promotion 1992

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

BIBLIOTHEQUE —
Ecole Nationale Polytechnique

وَقُلْ رَبِّ زِدْنِي عِلْمًا

وَقُلْ رَبِّ زِدْنِي عِلْمًا

صَدَقَ اللَّهُ الْعَظِيمُ

REMERCIEMENTS

Je remercie vivement par la présente mon professeur et promoteur Monsieur AIT-CHEIKH de tout l'intérêt qu'il m'a accordé durant ma spécialisation au département d'électronique.

Je remercie également Monsieur KACHA, des conseils éclairés et des riches indications qu'il n'a cessé de me prodiguer pendant toute l'étude de mon projet.

Mes vifs remerciements s'adressent aussi à tous mes professeurs de l'école ainsi qu'à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à ma formation.

Je tiens enfin à remercier mes camarades du département d'électronique ainsi que mes amis des autres départements de l'école de toute l'aide qu'ils ont pu m'apporter et auxquels je souhaite bonne chance et réussite.

DEDICACE

A ma mère ,

A mon père ,

A toute ma famille.

تعرض هذه الدراسة طريقة لتكوين مراقب ذو تكيف ذاتي لنظام خطي - مدخل واحد، مخرج واحد - ذو معيار ثابتة لكن مجهولة .
تعتمد هذه الطريقة على مبدأ تصغير دالة موضوعية التي تمثل تشتت مخرج ثانوي و تحدد النجاعة المطلوبة.
التكيف الذاتي يتحقق بعملية تشخيص معيارية التي تسبق مرحلة اصدار التعليمات.

RESUME

Cette présente étude expose une méthode de synthèse de contrôleurs auto-ajustables, pour des systèmes SISO linéaires à paramètres constants mais inconnus.

Cette méthode repose sur le principe de minimisation d'une fonction objective qui est la variance d'une sortie auxiliaire du système, définissant les performances désirées.

L'auto-ajustage est réalisé par une opération d'identification paramétrique qui précède l'étape de génération de la commande.

ABSTRACT

This hereby work presentes a strategy of self-tuning controllers design relating to SISO systems with constant but unknown parameters.

This method lies on the principle of minimising an objective function, wich is the variance of an ficticious auxiliary system output defining the desired performances .

The self-tuning is realised by an identification operation then the command generation.

PRINCIPALES NOTATIONS

- $u(t), w(t), y(t)$: L'entrée du système, la consigne et la sortie en fonction du temps t
- $\{ (t) \}$: Perturbation fonction du temps
- $A(z^{-1}), B(z^{-1}), C(z^{-1})$: Polynômes d'ordre n correspondant respectivement à la sortie du système, à la commande et aux perturbations, $a_0 = c_0 = 1$.
- $\phi(t)$: Sortie auxiliaire du système
- z^{-1} : Décalage d'une période d'échantillonnage
- k : Retard du système.
- $E(z^{-1}), F(z^{-1}), G(z^{-1})$: Polynômes générales en z^{-1}
- $P(z^{-1}), Q(z^{-1}), R(z^{-1})$: fonctions de transfert objectives
- I, J : critères à minimaliser
- $E\{x\}, E[x]$: Espérance mathématique de la variable aléatoire x
- $x(N)$: Vecteur colonne de rang n , à l'instant N
- $x'(N)$: Vecteur ligne transposé de $x(N)$
- X_N : Matrice $(N \times n)$

- ξ_N : Vecteur colonne de rang N
 $\xi(t)$: Element de ξ_N fonction du temps
- θ : Vecteur des paramètres de rang n
 θ_i : $i^{\text{ème}}$ élément du vecteur θ
 θ' : Vecteur ligne transposé de θ
 $\hat{\theta}(N)$: Vecteur estimé de θ

Après définition un polynôme $A(z^{-1})$ est noté simplement A .
L'estimé de $A(z^{-1})$ est noté \hat{A} .

AVANT PROPOS

Cette présente étude concerne une méthode de synthèse de contrôleurs auto-ajustables et plus particulièrement la synthèse d'un contrôleur à minimum de variance généralisée.

Le chapitre I fait un tour d'horizon sur la théorie du contrôle auto-ajustable : contrôle par modèle de référence et contrôle auto-ajustable, le chapitre II présente dans le cadre du contrôle auto-ajustable : le modèle du système considéré, la méthode d'estimation utilisée, la stratégie de commande réalisée et met en relief les problèmes relatifs à la stabilité et à la convergence de la méthode, tandis-que la chapitre III présente des simulations à caractère pédagogique mettant en évidence différentes propriétés de cette stratégie, enfin le chapitre IV présente une conclusion quant à cette stratégie d'auto-adaptation.

SOMMAIRE

Résumé

Notations

Avant propos

| | | |
|----------|---------|---|
| Chapitre | I | Introduction à la théorie du contrôle adaptatif |
| | I.1 | Contrôle adaptatif |
| | I.1.1 | Contrôle par modèle de référence |
| | I.1.2 | Contrôle auto-ajustable |
| Chapitre | II | Contrôleurs auto-ajustables |
| | II.1 | Modèle de systèmes |
| | II.1.1 | Modèle prédictif |
| | II.2 | Estimation des paramètres |
| | II.2.1 | Estimation des paramètres par la méthode des moindres carrés |
| | II.2.2 | Estimation récursive des paramètres |
| | II.3 | Contrôle à minimum de variance et régulateurs auto-ajustables |
| | II.4 | Contrôle à minimum de variance généralisée et contrôleurs auto-ajustables |
| | II.5 | Interprétation |
| | II.6 | Stabilité et convergence |
| Chapitre | III | Simulation |
| | III.1 | Exemple 1 |
| | III.1.1 | Introduction |
| | III.1.2 | système considéré |
| | III.1.3 | Génération du bruit gaussien |
| | III.1.4 | Choix de la consigne |
| | III.1.5 | Calcul des coefficients réels de F et G |
| | III.1.6 | Résultats et commentaires |

| | |
|---------|--|
| III.2 | Exemple 2: Application Réduction active du bruit de choc en basses fréquences des pneus, utilisant un contrôle en boucle fermée numérique |
| III.2.1 | Principe |
| III.2.2 | Position du problème |
| III.2.3 | Configuration du système |
| III.2.4 | Modélisation du bruit - modélisation du système |
| III.2.5 | Contrôle à variance minimale |
| III.2.6 | Résultats et commentaire |

Chapitre IV Conclusion

| | |
|-----------|---|
| Annexe 1: | Estimation récurrente. |
| Annexe 2: | Modèle prédictif dans le cas d'une sortie généralisée |
| Annexe 3: | Organigramme - algorithme à variance minimale - |
| Annexe 4: | Listing des programmes |

Références

CHAPITRE I

INTRODUCTION A LA THEORIE DU CONTROLE ADAPTATIF

I-1 Contrôle adaptatif

Le contrôle adaptatif est la synthèse de contrôleurs à paramètres variables qui assurent la minimisation d'un critère de performance - fonction objective - pour des systèmes évolutifs.

Deux types d'approches ont été développés ces dernières années dans la théorie du contrôle adaptatif [10].

* Contrôle adaptatif par modèle de référence (model reference adaptive control : M.R.A.C).

* Contrôle auto-ajustable (self-tuning control: STC)

I-1-1 Contrôle par modèle de référence

La première approche consiste à déterminer un système réalisant les performances exigées (modèle de référence) puis chercher à adapter l'organe de commande de façon à ce que le processus se comporte comme le modèle de référence - Fig I.1 -

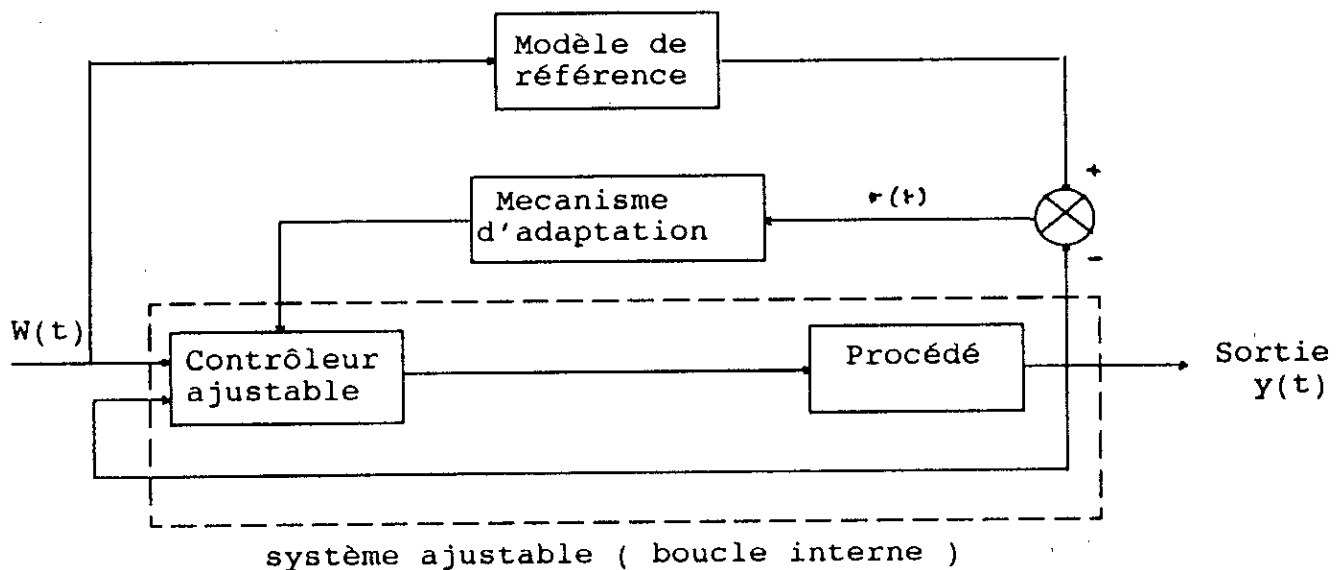


Fig I-1 Adaptation à modèle de référence

L'erreur $e(t)$ représente directement les performances du système automatisé. Cette erreur constitue l'entrée d'un mécanisme d'adaptation chargé de modifier le réglage du régulateur pour que l'erreur de comportement devienne ou reste petite [5].

Remarquons que cette structure de commande est composée de deux parties, une boucle interne constituée du procédé à régler et du régulateur dont les paramètres sont ajustables, et une boucle externe qui détermine à chaque instant le réglage.

I-1-2 Contrôle auto-ajustable

Dans cette approche, on effectue à chaque instant d'échantillonnage une estimation des paramètres du modèle, de ce fait, la stratégie de commande est déterminée en supposant que les paramètres du modèle sont connus [8].

Le calcul de la commande est ainsi réalisé à partir des paramètres estimés.

Le schéma de base d'un STC est représenté par la figure I-2.

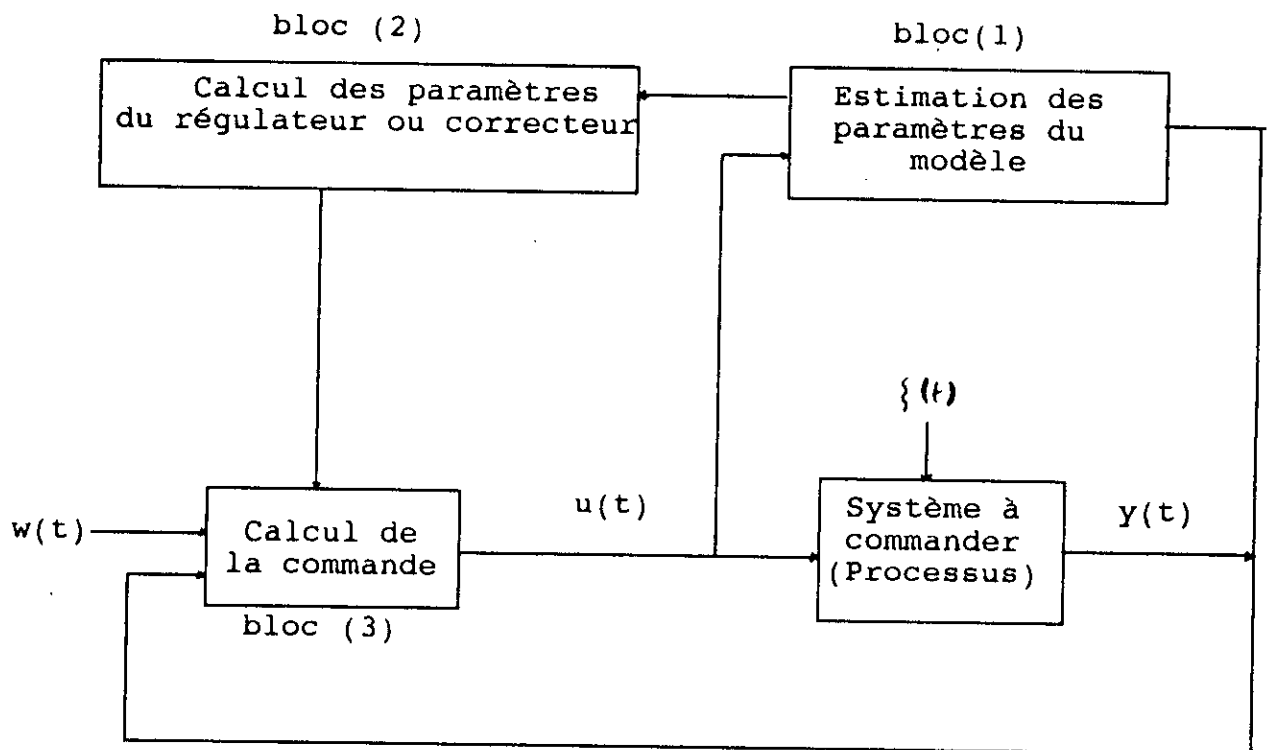


Fig I-2 Schéma de base d'un STC

- où :
- $w(t)$: Représente la consigne
 - $u(t)$: La commande
 - $y(t)$: La sortie
 - $f(t)$: La perturbation

CHAPITRE II

CONTROLEURS AUTO-AJUSTABLES

II-1 Modèles de systèmes

Une grande partie d'algorithmes destinés au contrôle auto-ajustable ne sont réalisables que dans le domaine discret [4], par conséquent le modèle du processus peut être décrit par l'équation aux différences suivante [14]:

$$A(z^{-1}) y(t) = B(z^{-1}) u(t-k) + C(z^{-1}) \zeta(t)$$

où encore:

$$y(t) = z^{-k} \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} u(t) + \frac{C(z^{-1})}{A(z^{-1})} \zeta(t) \quad (2-1)$$

La figure II-1 schématise cette dernière équation:

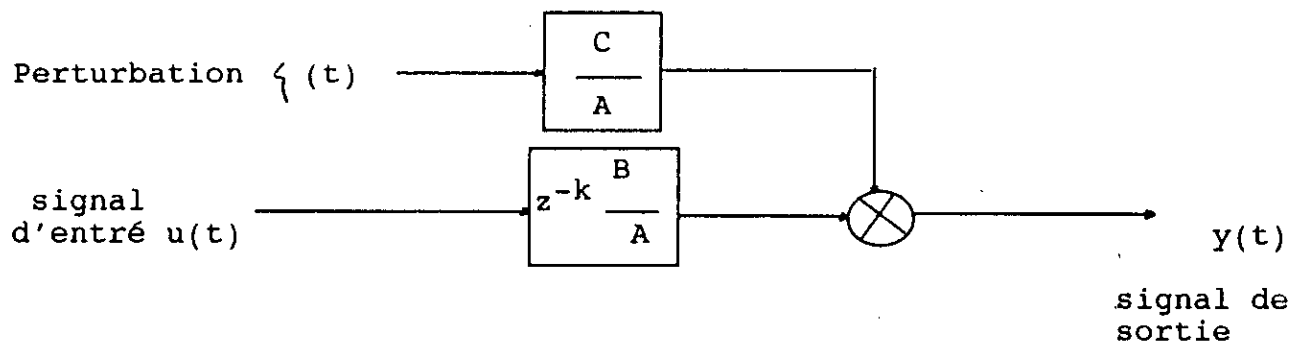


Fig II-1 Processus en boucle ouverte.

II-1-1 Modèle prédictif

De nombreuses stratégies auto-ajustables particulièrement les méthodes implicites sont basées sur le mode du contrôle prédictif, où l'horizon de prédiction est le retard k du système [4], de l'équation (2-1) on peut écrire:

$$y(t+k) = \frac{B}{A} u(t) + \frac{C}{A} \zeta(t+k) \quad (2-2)$$

Le terme perturbateur peut être considéré comme étant la somme de deux termes, le premier représentant les perturbations futures, le second les perturbations passées jusqu'à l'instant t , ce qui donne explicitement :

$$\frac{C}{A} \{ (t) = E \{ (t) + z^{-k} \frac{F}{A} \{ (t) \quad (2-3)$$

où les polynômes E et F peuvent être obtenus en comparant les coefficients des puissances en z^{-1} , le degré de E étant égal à $k-1$, par conséquent $e_0 = 1$ et le degré de F égal à $n-1$, les équations (2-1) et (2-3) s'écrivent :

$$A y(t+k) = B u(t) + C \{ (t+k) \quad (2-4)$$

$$C = EA + z^{-k}F \quad (2-5)$$

multiplions (2-4) par le polynôme E et remplaçons EA de (2-5) dans (2-4), on obtient :

$$(C - z^{-k}F) y(t+k) = EB u(t) + EC \{ (t+k) \quad \text{ou:}$$

$$C y(t+k) - Fy(t) = G u(t) + EC \{ (t+k) \quad \text{avec:}$$

$G = EB$ ce qui nous donne :

$$y(t+k) = \frac{Fy(t) + Gu(t)}{C} + E \{ (t+k) \quad (2-6)$$

Définissant alors la prédiction optimale $y(t+k/t)$ et l'erreur $y^*(t+k/t)$, (2-6) s'écrit :

$$y = y^* + \tilde{y} \quad \text{où} \quad Cy^*(t+k/t) = Fy(t) + Gu(t)$$

$$\tilde{y}(t+k/t) = E \{ (t+k).$$

II-2 Estimation des paramètres

II-2-1 Estimation des paramètres par la méthode des moindres carrés

Cette méthode d'estimation consiste à supposer [4] qu'une observation - sortie - est une combinaison linéaire de variables explicites - entrées -.

Un ensemble d'observations est alors utilisé pour estimer les pondérations de chaque variable de manière à minimiser le critère adéquat.

Le critère choisi dans notre cas est celui des moindres carrés. Considérons le modèle linéaire suivant:

$$\begin{aligned}\varnothing(t) &= \theta_1 x_1(t) + \theta_2 x_2(t) + \dots + \theta_n x_n(t) + \xi(t) \\ &= x'(t) \theta + \xi(t)\end{aligned}\quad (2-7)$$

où θ est le vecteur des n paramètres inconnus (supposés constants).

$x(t)$ le vecteur des données $x_i(t)$ connues.

$\xi(t)$ une erreur statistiquement indépendante des éléments $x_i(t)$.

$\varnothing(t)$ est une observation - sortie -

Supposons qu'on ait fait N observations où $N > n$, les N équations de la forme (2-7) peuvent être compactées pour donner:

$$\varnothing_N = X_N \theta + \xi_N \quad (2-8)$$

Les θ_i estimés sont obtenus en minimisant la fonction de perte $L = \sum_1^N e^2(t)$, où $e(t)$ est l'erreur du modèle égale à $\varnothing(t) - x'(t) \cdot \theta$, par conséquent :

$$\begin{aligned}L &= \sum_1^N e^2(t) = \xi_N' \xi_N = (\varnothing_N - X_N \theta)' (\varnothing_N - X_N \theta) \\ &= \varnothing_N' \varnothing_N - \theta' X_N' \varnothing_N - \varnothing_N X_N \theta + \theta' X_N' X_N \theta\end{aligned}$$

$$\frac{\partial L}{\partial \theta} = -2 X_N' \varnothing_N + 2 X_N' X_N \theta = 0 \quad \text{pour } \theta = \hat{\theta}$$

$$\text{d'où : } \hat{\theta}(N) = (X_N' X_N)^{-1} X_N' \varnothing_N \quad (2-9)$$

Utilisant l'équation (2-8), on obtient finalement:

$$\hat{\theta}(N) = \theta + (X_N' X_N)^{-1} X_N' \xi_N$$

II-2-2 Estimation récursive des paramètres

L'estimation des paramètres basée sur N-1 valeurs obtenus par la méthode des moindres carrés simple est donnée par :

$$\hat{\theta}_{(N-1)} = (X'_{N-1} X_{N-1})^{-1} X'_{N-1} \phi_{N-1} \quad (2-11)$$

Si l'on effectue une acquisition supplémentaire à l'instant N, un calcul simple [Annexe 1] permet d'exprimer $\hat{\theta}(N)$ comme fonction de $\hat{\theta}(N-1)$, sans inversion de matrices, contrairement à (2-9) car celle-ci fait intervenir l'inverse de S(N)

$$\text{où } S(N) = X'_N X_N \quad (2-12)$$

X_N étant la matrice des données connues.

L'algorithme de calcul est donc [4]

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + K(t) [\phi(t) - x'(t) \hat{\theta}(t-1)] \quad (2-13)$$

$$K(t) = \frac{P(t-1) x(t)}{1 + x'(t) P(t-1) x(t)} \quad (2-13 \text{ a})$$

$$P(t) = P(t-1) - K(t) x'(t) P(t-1) \quad (2-13 \text{ b})$$

L'équation (2-13) représente une correction linéaire :

La nouvelle estimation est égale à l'ancienne plus un gain K(t) multiplié par l'erreur de prediction faite en utilisant l'ancienne estimation.

II.3 Contrôle à minimum de variance et régulateurs auto-ajustables

Rappelons que l'équation (2-1) peut se mettre sous la forme predictive suivante:

$$\begin{aligned} C y^*(t+k/t) &= F y(t) + G u(t) \\ y(t+k) &= y^*(t+k/t) + E\{(t+k)\} \end{aligned} \quad (2-14)$$

Considérons une loi de contrôle qui choisie u(t) de manière à minimiser la variance $I = E\{y^2(t+k)\}$ où

$$\begin{aligned} I &= E\{y^2(t+k)\} = E\{[y^*(t+k/t) + E\{(t+k)\}]^2\} = \\ &= [(y^*(t+k/t))^2 + E\{(E\{(t+k)\})^2\}] \end{aligned}$$

Ceci en utilisant le fait que y^* et $E\{(t+k)\}$ sont orthogonales et y^* connue au temps t.

Comme $E\{(t+k)$ n'est pas affecté par $u(t)$, I est minimum quand y^* est mis à zéro donc par choix du contrôle, tel-que :

$$F y(t) + G u(t) = 0 \quad \text{d'où}$$

$$u(t) = - \frac{F y(t)}{B.E} \quad \text{contrôle de la boucle fermée} \quad (2-15)$$

Par conséquent la figure (II-1) devient:

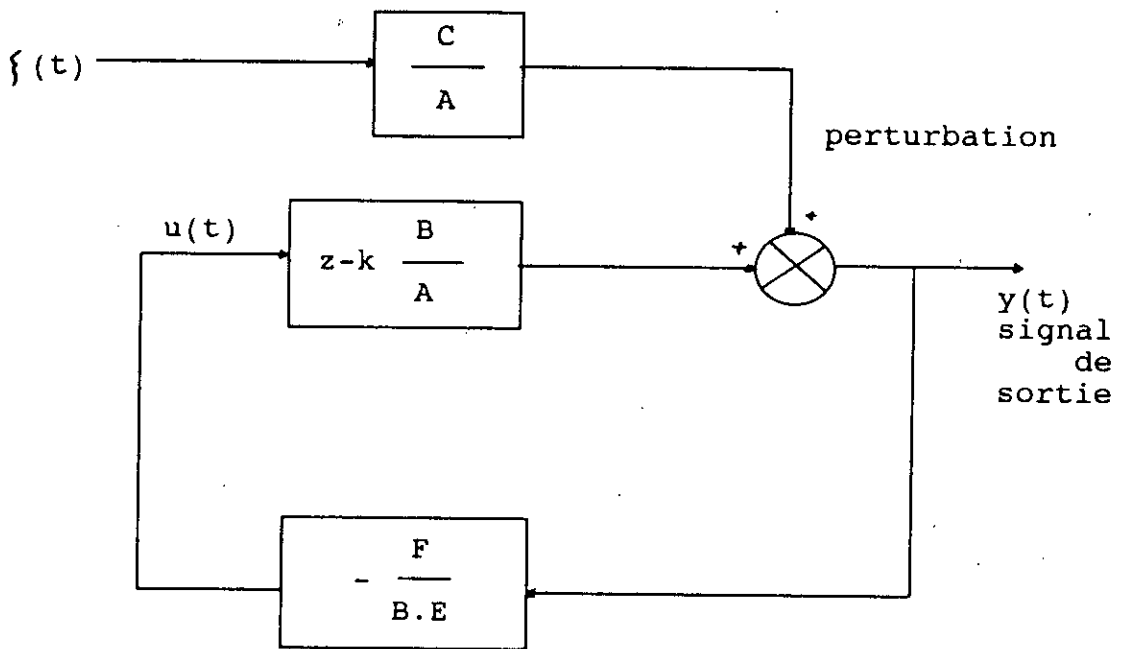


fig II.2 processus en boucle fermée

En utilisant ce contrôle, la variance minimale I_{min} sera alors que la prediction d'ordre k de l'erreur.

Le régulateur auto-ajustable originale d'Aström et de Wittenmark [11] a utilisé la fonction objective à variance minimale, considérons l'équation (2-14), pour le cas $C = 1$, en un temps t et non plus $t+k$:

$$y(t) = F(z^{-1}) y(t-k) + G(z^{-1}) u(t-k) + E(z^{-1}) \{ (t) \}.$$

Puis faisant l'analogie suivante avec l'équation (2-7), on a:

$$\Theta' = (f_0, f_1, \dots, f_{n-1}, g_0, g_1, \dots, g_{n+k-1})$$

$$x'(t) = (y(t-k), \dots, y(t-k-n+1), u(t-k), \dots, u(t-2k-n+1))$$

$$\xi(t) = \{ (t) + e_1 \cdot \{ (t-1) + \dots + e_{k-1} \cdot \{ (t-k+1) \}$$

$$\varnothing(t) = y(t)$$

Dans ce cas $\xi(t)$ est un processus autocorrelé, mais indépendant de tout les éléments connus du vecteur $x(t)$.

Par conséquent, l'algorithme des moindres carrés (2-13) peut être utilisé pour estimer θ , les éléments estimés de θ sont alors utilisés pour générer la commande $u(t)$:

$\hat{F}(z^{-1}) y(t) + \hat{G}(z^{-1}) u(t) = 0$, réalisant ainsi un régulateur auto-ajustable implicite.

Dans le cas où $C(z^{-1}) \neq 1$ la méthode des moindres carrés étendue paraît la plus appropriée, cependant celle des moindres carrés simple reste efficace [4].

II.4 Contrôle à minimum de variance généralisée et contrôleurs auto-ajustables:

La réalisation d'un contrôle minimisant la variance de la sortie est souvent inadéquat car il ne prend en compte ni les limites pratiques du contrôle, ni la variance de l'effort nécessaire.

Une classe de lois de contrôle a été développée [1],[2] pour palier à ces inconvénients: le contrôle auto-ajustable.

Dans la synthèse du contrôleur, on cherche à déterminer le contrôle qui minimise non pas la variance de la sortie du système mais la variance d'une sortie auxiliaire $\phi(t)$ [3],[6]:

$$\text{où : } \phi(t) = P.y(t) + Q.z^{-k} u(t) - R.y^{-k}.w(t) \quad (2-16)$$

d'où la représentation suivante :

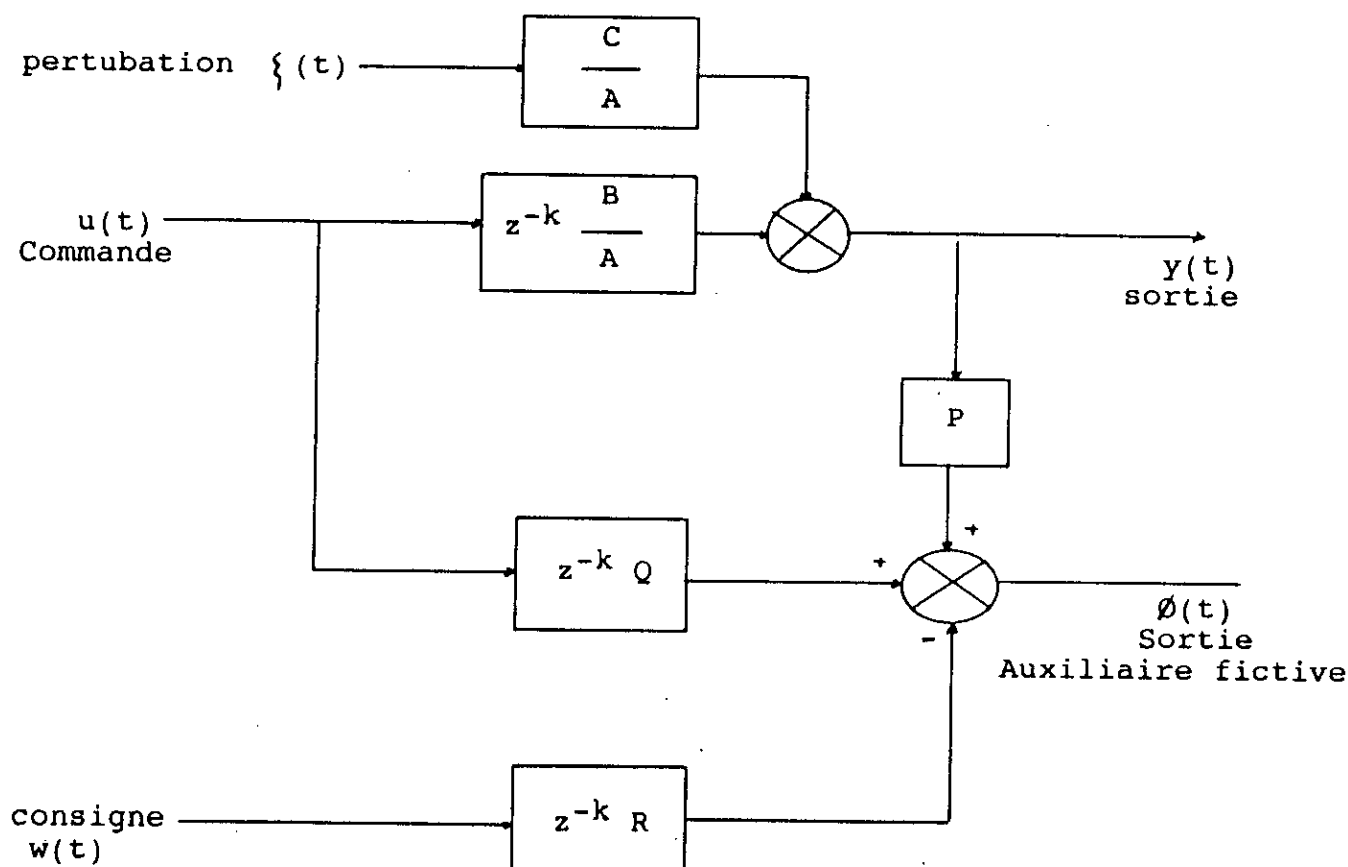


Fig II.3 contrôleur et système perturbé
- représentation théorique -

Soit $P.y(t) = \phi_y(t)$, dans ce cas [Annexe 2], le modèle prédictif obtenu est le suivant:

$$C \phi_y^*(t+k/t) = F y^f(t) + G u(t)$$

$$\phi_y(t+k) = \phi_y^*(t+k/t) + E\{\xi(t+k)\} \quad (2-17)$$

La loi de commande est par hypothèse, celle qui minimise J ,

$$J = E\{ \phi^2(t+k) \}$$

$$J = E\{ [\phi_y(t+k) + Q u(t) - R w(t)]^2 \}$$

$$= E\{ [\phi_y^*(t+k/t) + Q u(t) - R w(t) + E\{\xi(t+k)\}]^2 \}$$

$$= E\{ [\phi_y^*(t+k/t) + Q u(t) - R w(t)]^2 \} + E^2.\text{var}(\xi(t+k))$$

Car $E\{\xi(t+k)\}$ est indépendant de $u(t)$, $w(t)$ et $\phi_y^*(t+k/t)$.

De ce fait, J est minimum si:

$$\phi_y^*(t+k/t) + Q u(t) - R w(t) = 0 \quad \text{ou encore:}$$

$$\frac{1}{C} \left[\frac{F}{P_D} y(t) + G u(t) \right] + Q u(t) - R w(t) = 0$$

$$u(t) \left[\frac{G}{C} + Q \right] = R w(t) - \frac{F}{C P_D} y(t)$$

$$u(t) = \frac{C R w(t) - F y(t) / P_D}{E B + C Q} \quad (2-18)$$

Et si $Q \neq 0$, l'équation (2-18) sera :

$$u(t) = \frac{R w(t) - \phi_y^*(t+k/t)}{Q} \quad (2-19)$$

Par conséquent le système en boucle fermée à concevoir est le suivant :

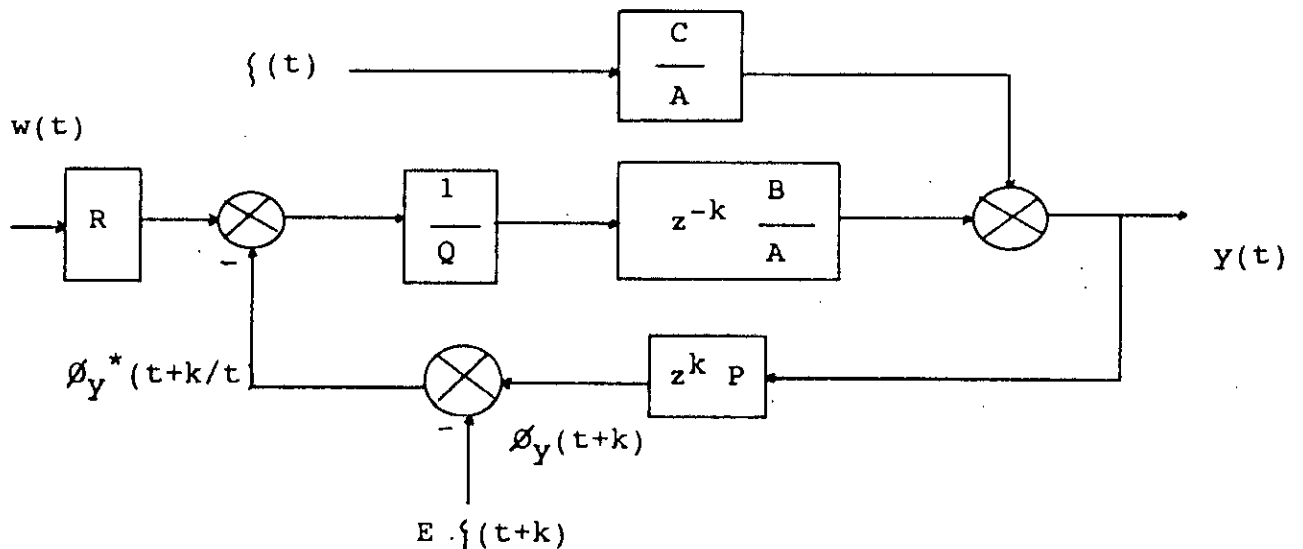


Fig II.4 système en boucle fermée

En éliminant $u(t)$ de l'équation (2-1), on obtient la forme de $y(t)$:

$$y(t) = \frac{C}{A} \{ (t) + z^{-k} \frac{B}{A} u(t) =$$

$$= \frac{C}{A} \{ (t) + z^{-k} \frac{B}{A} u(t) \left[\frac{CR w(t)}{EB + CQ} - \frac{F/P_D}{EB + CQ} Y(t) \right]$$

d'où :

$$Y(t) = \left[\frac{AP_D (EB+CQ) + z^{-k} BF}{AP_D (EB + CQ)} \right] = \frac{C}{A} \{ (t) + z^{-k} \frac{B}{A} \frac{CR}{(EB+CQ)} w(t)$$

ce qui nous donne :

$$Y(t) = \frac{CP_D (EB+CQ)}{AP_D (EB+CQ) + z^{-k} BF} \{ (t) + \frac{z^{-k} B P_D CR}{AP_D (EB+CQ) + z^{-k} BF} w(t)$$

$$= \frac{EB + CQ}{QA + BP} \{ (t) + z^{-k} \frac{BR w(t)}{QA + BP} \quad (2-20)$$

Le contrôle à minimum de variance généralisée étant réalisé par la stratégie ci-dessus, on réalise alors l'autoajustabilité en réestimant à chaque pas d'échantillonnage le nouveau vecteur θ , dont les éléments réalisent la commande $u(t)$.

La prediction équation (2-17) peut être réécrite sous la forme :

$$\hat{\varphi}_y^*(t/t-k) = \frac{F}{P_D} y(t-k) + G u(t-k) - \sum_{i=1}^n c_i \hat{\varphi}_y^*(t-i/t-k-i)$$

Ou de manière plus compacte :

$$\hat{\varphi}_y^*(t/t-k) = x'(t) \cdot \theta \quad (2-21)$$

$$\text{avec : } x'(t) = [u(t), \dots, \frac{y(t)}{P_D}, \dots, \hat{\varphi}_y^*(t-1/t-1-k), \dots] \quad (2-22)$$

$$\theta = [g_0, \dots, f_0, \dots, -c_1, \dots] \quad (2-23)$$

II.5 Interprétation

Les équations (2-18), (2-19), (2-20) présentent plusieurs interprétations suivant le choix de P, Q et R [3].

Considérons la classe où $P = \frac{1}{M}$, $Q = 0$ et $R = 1$,
l'équation (2-20) devient:

$$y(t) = \frac{1}{P} w(t-k) + \frac{E}{P} \{ (t) = M w(t-k) + E M \{ (t)$$

Avec un contrôle d'après (2-18) :

$$u(t) = \frac{A}{PB} w(t) - \frac{F}{P_N B} \{ (t) \quad (2-24)$$

Cette loi de contrôle peut être interpréter comme étant un contrôle adaptatif avec modèle de référence, où M représente le modèle désiré spécifiant :

- * Les perturbations équivalentes de la sortie de manière explicite.
- * La trajectoire suivie par $y(t)$.

II.6 Stabilité et convergence

La convergence des méthodes implicites auto-ajustables se base sur l'approche suivante [2]: écrire l'algorithme en un système en boucle fermée puis montrer la stabilité de ce dernier de manière à déduire la convergence d'après le théorème de convergence de Martingale.

Considérons le cas simple où le retard $k=1$, et posons :

$$\tilde{\theta}(t) = \hat{\theta}(t) - \theta$$

$$\tilde{e}(t) = \hat{\varphi}^*(t/t-1) - \varphi^*(t/t-1) \quad (2-25)$$

$$\text{et } v(t) = \hat{x}(t-1) \tilde{\theta}(t-1) \quad (2-26)$$

L'équation (2-13) peut alors être réécrite sous la forme :

$$\tilde{\theta}(t) = \tilde{\theta}(t-1) + s^{-1}(t-1) \hat{x}(t-1) [-\tilde{e}(t) + \{ (t)] \quad (2-27)$$

$$\text{or } \varphi^*(t/t-1) = x'(t-1) \theta =$$

$$= \hat{x}'(t-1) \theta - [\hat{x}'(t-1) - x'(t-1)] \theta =$$

$$= \hat{x}'(t-1) \theta - [\hat{\varphi}^*(t/t-1) - \varphi^*(t/t-1)] (C-1)$$

l'équation (2-25) devient donc :

$$\tilde{e} = - \hat{x}'(t-1) \hat{\theta}(t-1) - (C-1) \tilde{e}$$

$$\text{ou encore : } \tilde{e} = - \frac{1}{C} v(t).$$

Le mécanisme d'adaptation peut être alors représenté par le système en boucle fermée suivant:

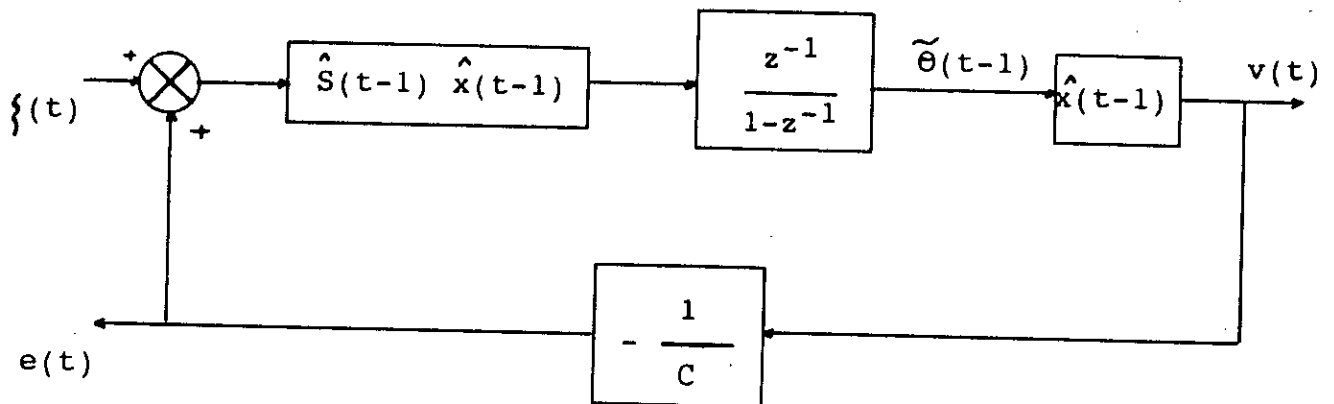


Fig II-5 - Structure en boucle fermée pour l'analyse de la convergence -

La stabilité de ce système dépend donc de deux termes:

- * La fonction de transfert $1/C$.
- * Les séquences $\hat{x}(t)$ et $\hat{S}(t)$, d'où le théorème de convergence de Martingale [9] :

Si / a / $\lim_{t \rightarrow \infty} \sigma(t) = 0$ avec $\sigma(t) = x(t)'S^{-1}(t)x(t)$

/ b / $\frac{1}{C} - \frac{1}{2}$ réel et positif

/ c / Le facteur d'oubli est égale à 1

$$\text{alors } \lim_N \frac{1}{N} \sum_{t=t_0}^{n+t_0} \tilde{e}^2(t) = 0 \quad (2-28)$$

Démonstration [9].

Notons que le résultat obtenu, équation (2-28) n'est pas exactement celui qu'on aurait désiré obtenir : \tilde{e} tend vers 0

CHAPITRE III SIMULATION

III-1 Exemple 1

III-1-1 Introduction

L'exemple simulé ci-dessous illustre le comportement d'un contrôleur auto-ajustable.

Dans cet exemple, le système et le contrôleur sont tous deux simulés numériquement, le retard du système k et l'ordre n des polynômes ont été choisis de manière judicieuse.

Les paramètres initiaux sont pris égaux à zéro excepté le paramètre g_0 pour éviter un contrôle excessif à l'initialisation, la matrice P_0 quand à elle est prise égale à $\text{Alpha} \cdot \text{I}$ et la longueur d'échantillonnage à 1000

[algorithme : Annexe 3].

I : la matrice unité.

Les figures associées à cet exemple contiennent les graphes suivants: $w(t)$, $y(t)$ et $u(t)$ respectivement la consigne, la sortie et la commande, $\phi(t)$ la sortie auxiliaire dont le contrôleur tend à minimiser la variance, et enfin, les paramètres estimés f_0 , f_1 , g_0 et g_1 .

III-1-2 Système considéré

Le système considéré est stable, à phase minimale et du second ordre:
$$y(t) = 1,557 y(t-1) - 0,576 y(t-2) + 0,105 u(t-3) + 0,0874 u(t-4) + \xi(t) + 0,264 \xi(t-1).$$

La fonction de coût à minimiser est $J = E\{(y(t+1)-w(t))^2\}$ par conséquent $P = 1$, $R = 1$ et $Q = 0$.

Le retard k est égale à 3 et l'ordre égale à 2. $\xi(t)$ est un bruit blanc (bruit gaussien de moyenne nulle).

III-1-3 Génération du bruit gaussien

Le bruit blanc est un signal aléatoire à bande infinie [13].

Dans cet exemple, il est simulé par une séquence de nombres suivant une loi de probabilité gaussienne et de taille suffisamment grande [12].

Une technique permettant de générer un signal pseudo-aleatoire à distribution uniforme se fait à l'aide d'une relation de récurrence [16] du type :

$$z(k) = y(k) \cdot \cos(2\pi x(k+1)) \rho + m \quad (3-1)$$

où $y(k)$ est un signal pseudo-aleatoire ayant la distribution de Rayleigh définie par la relation:

$$y(k) = \left[2\rho^2 \log \frac{1}{x(k)} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (3-2)$$

$x(k)$ est un signal pseudo-aleatoire à distribution uniforme [16].

Le signal $z(k)$ généré possède la distribution de Gauss de moyenne m (nulle dans cet exemple) et de variance ρ^2 [13] (ρ^2 de l'ordre du centième).

III-1-4 Choix de la consigne

Le signal d'entrée du système ou la consigne $w(t)$ sera prise successivement comme étant un échelon puis, un signal constant avec variations brusques -signal carré- et enfin un signal variant uniformément, croissant et décroissant -signal triangulaire- ceci nous permet de visualiser les performances atteintes par le contrôleur dans chaque cas.

III-1-5 Calcul des coefficients réels de F et G

Les polynômes A, B et C relatifs au processus sont:

$$A = 1 - 1,557 z^{-1} + 0,576 z^{-2}$$

$$B = 0,105 + 0,087 z^{-1}$$

$$C = 1 + 0,264 z^{-1}$$

L'ordre des polynômes : $n = 2$

Le retard k du système : $k = 3$ d'où :

degré (E) = $k-1 = 2$ et

degré (G) = degré (E) + degré (B) = 3

Utilisant l'identité (2-5) : $C = EA + z^{-k}F$, on tire par identification les coefficients e_i et f_i d'où f_i et g_i respectivement de F et G:

$$f_0 = 2,468$$

$$f_1 = 1,302$$

$$g_0 = 0,105$$

$$g_1 = 0,279$$

$$g_2 = 0,418$$

$$g_3 = 0,216$$

III-1-6 Résultats et commentaires

On considère d'abord le cas où le paramètre g_0 est fixe puis, le cas où g_0 n'est plus fixé.

a / le paramètre g_0 fixé :

a.1 / g_0 est fixé à 1 : le meilleur résultat est obtenu pour $\text{Alpha}=0,1$, malheureusement $y(t)$ s'éloigne de la consigne pour plus de 600 itérations, ceci car la commande devient plus faible donc moins efficace

-Figures a1-

a.2 / g_0 est fixé à 0.1 : dans ce cas, on suppose qu'on connaît l'ordre de grandeur du paramètre g_0 . Une bonne convergence est obtenue pour Alpha compris entre 1 et 0.001.

Considérons le cas $\text{Alpha} = 0.1$, on constate qu'il y a moins d'ondulations que dans le cas précédent :

Figures -a2- système non perturbé.

Figures -a3- système perturbé.

b / Le paramètre g_0 non fixé : dans ce cas, la convergence est obtenue pour une plus grande gamme de valeurs de Alpha .

Pour $\text{Alpha} = 0.1$, on réalise le meilleur compromis entre la convergence de la sortie et l'estimation du paramètre g_0 .

Figures -b1- : $\text{Alpha} = 0.1$, système non perturbé.

Figures -b2- : $\text{Alpha} = 10$, système non perturbé.

Figures -b3- : $\text{Alpha} = 0.1$, système perturbé.

III-2 Exemple 2 : Application

Réduction active du bruit de choc en basses fréquences des pneus, utilisant un contrôle en boucle fermée numérique.

III-2-1 Principe

La théorie du contrôle en boucle fermée est utilisée pour réduire les bruits induits par les essieux à l'intérieur d'un véhicule.

La technique utilisée consiste à émettre un son de même amplitude que le bruit mais déphasé de 180° de manière à obtenir un bruit sonore minimale.

La consigne W et la sortie Y
en fonction du temps

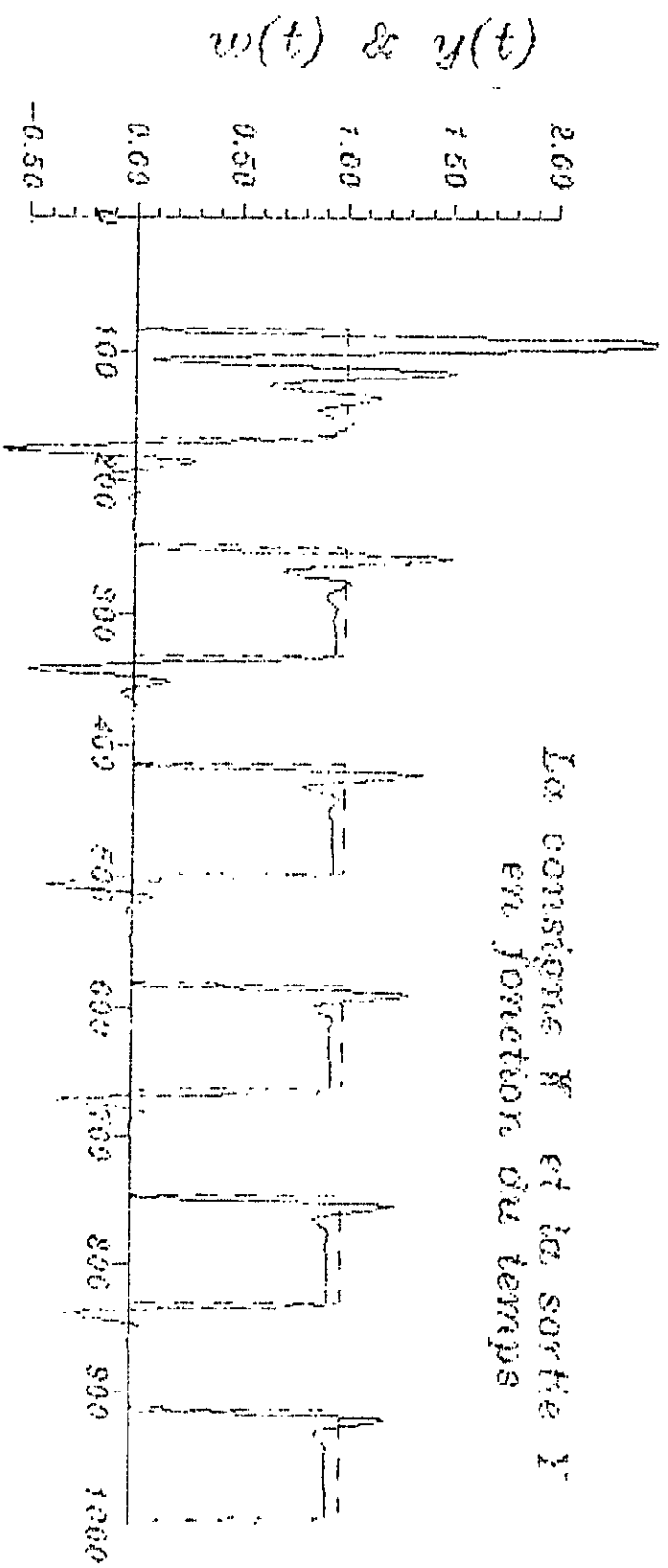
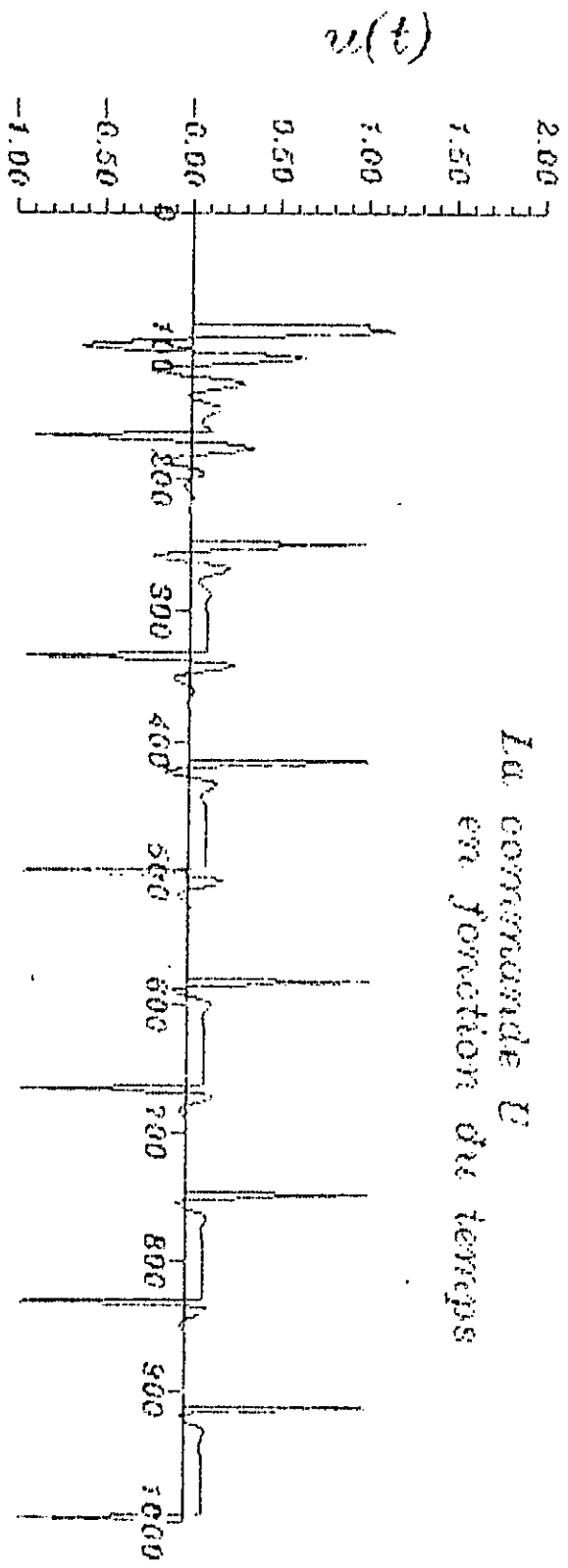


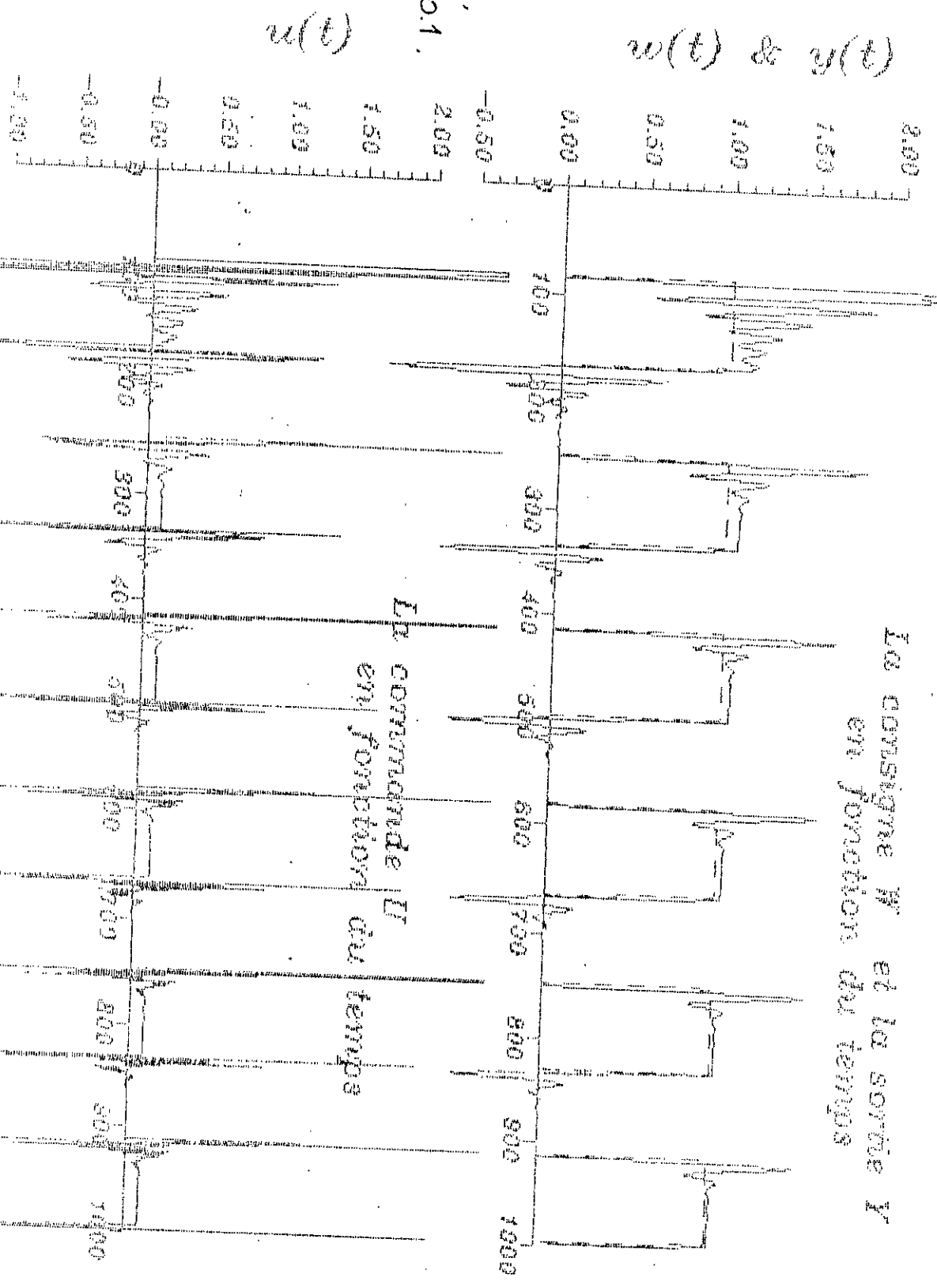
Fig. - a1 -

$\alpha = 0.1$
 β_0 fixé à 1
 système non
 perturbé

La commande U
en fonction du temps



La consigne W et la sortie Y
en fonction du temps



$w(t)$ & $y(t)$

Fig - a2 -

$\alpha = 0.1$

β_0 fixé à 0.1.

systeme non
perturbé

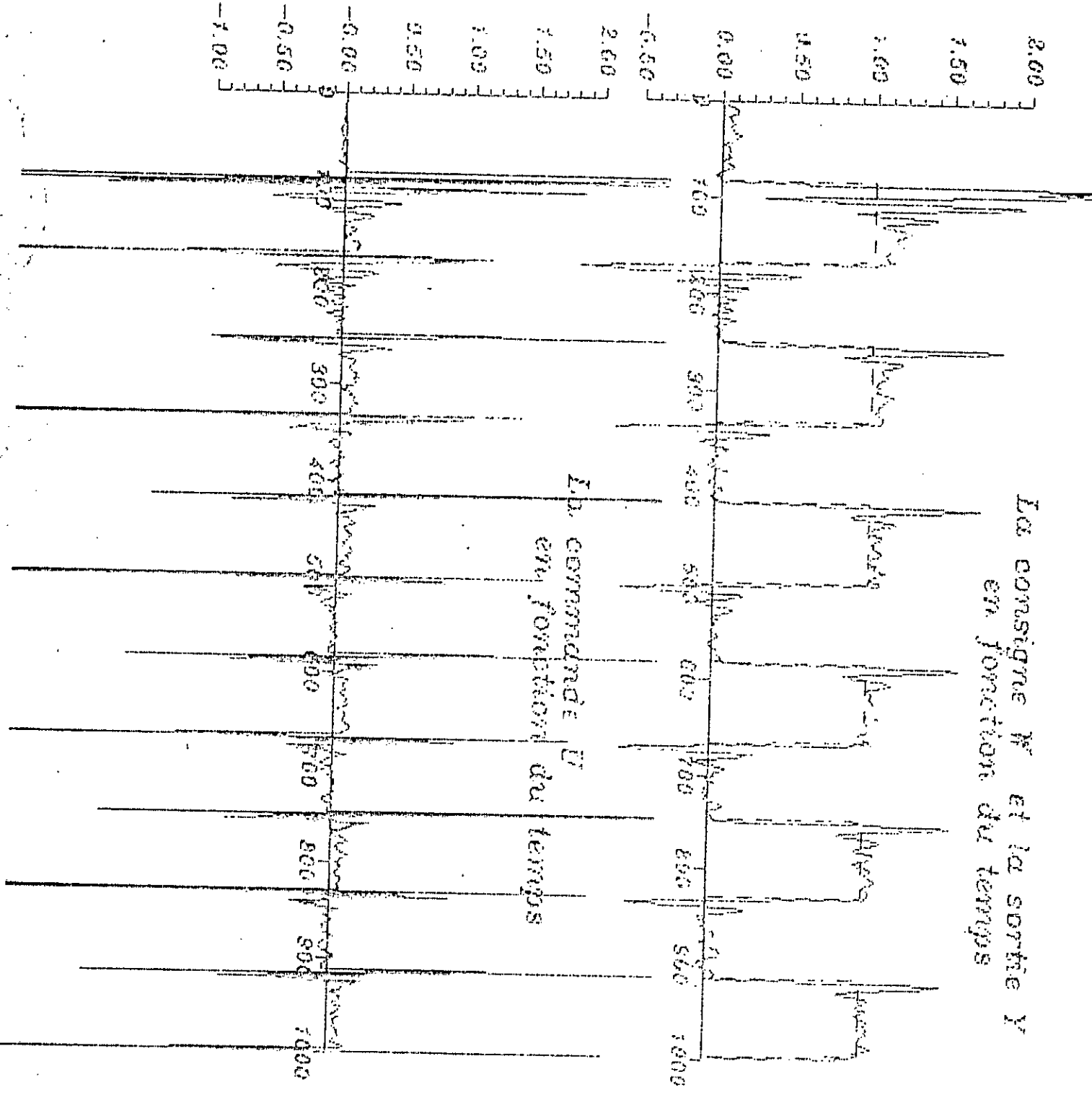
$w(t)$

La commande U
en fonction du temps

$\alpha = 0.1$
 β_0 fixé à 0.1
 système perturbé

Fig - a3 -

$w(t)$ & $y(t)$



La consigne w et la sortie y
en fonction du temps

La commande u
en fonction du temps

La courbe w et la sortie y
en fonction du temps

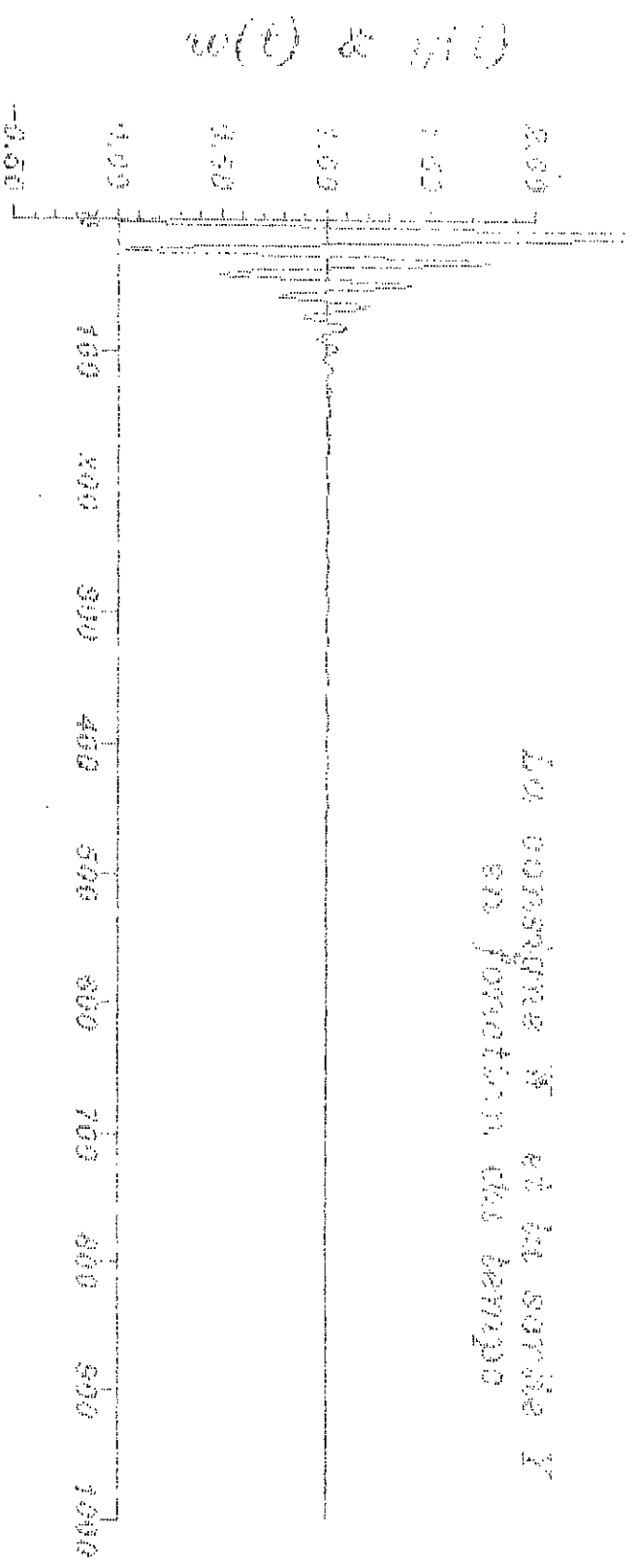
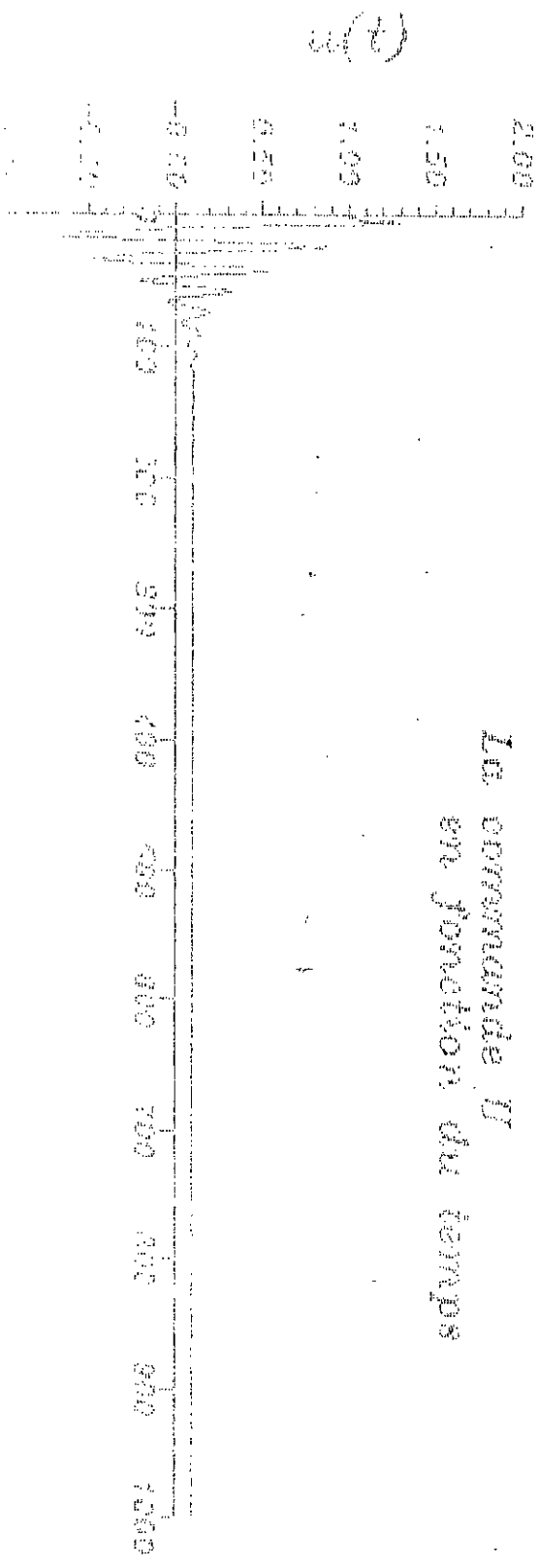


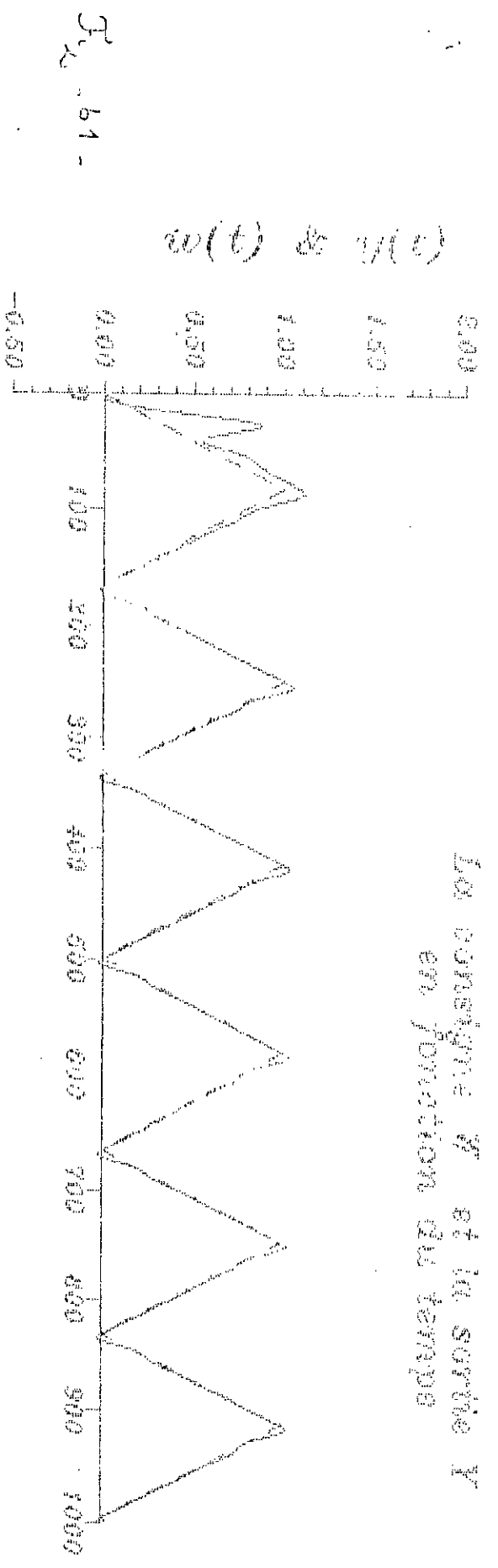
Fig - b1 -

$\alpha = 0.1$

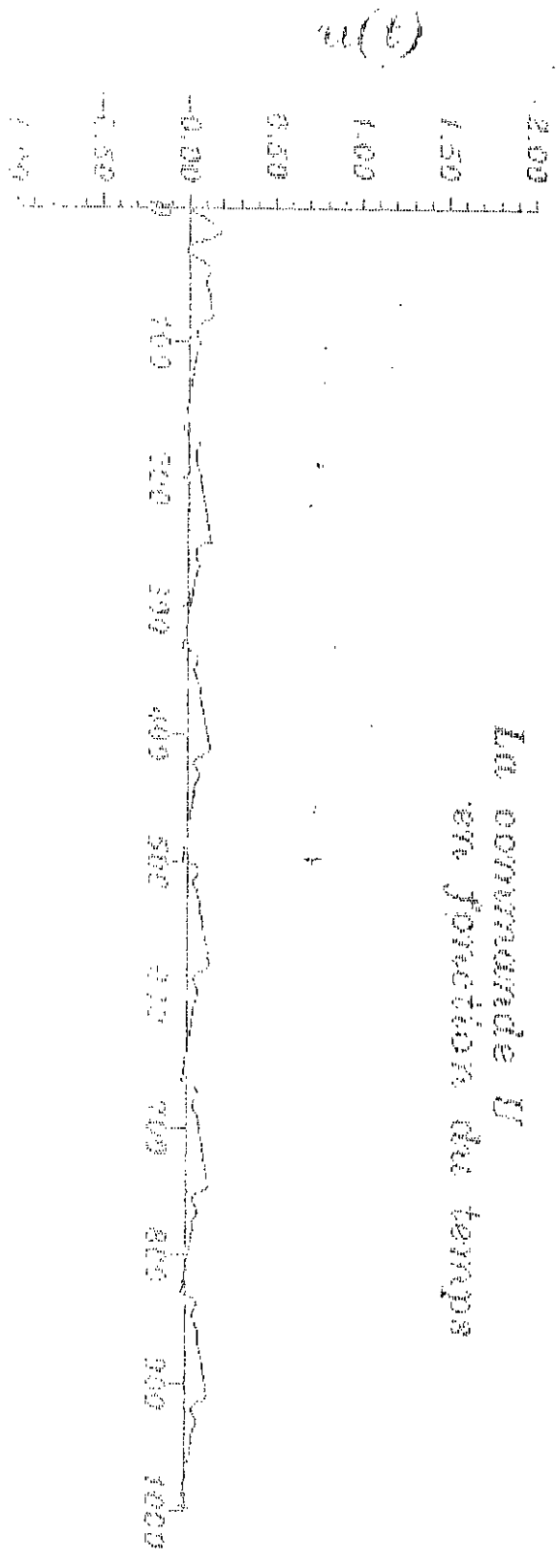
La courbe U
en fonction du temps



La consigne W et la sortie Y
en fonction du temps



La commande U
en fonction du temps



La consigne W et la sortie Y
en fonction du temps

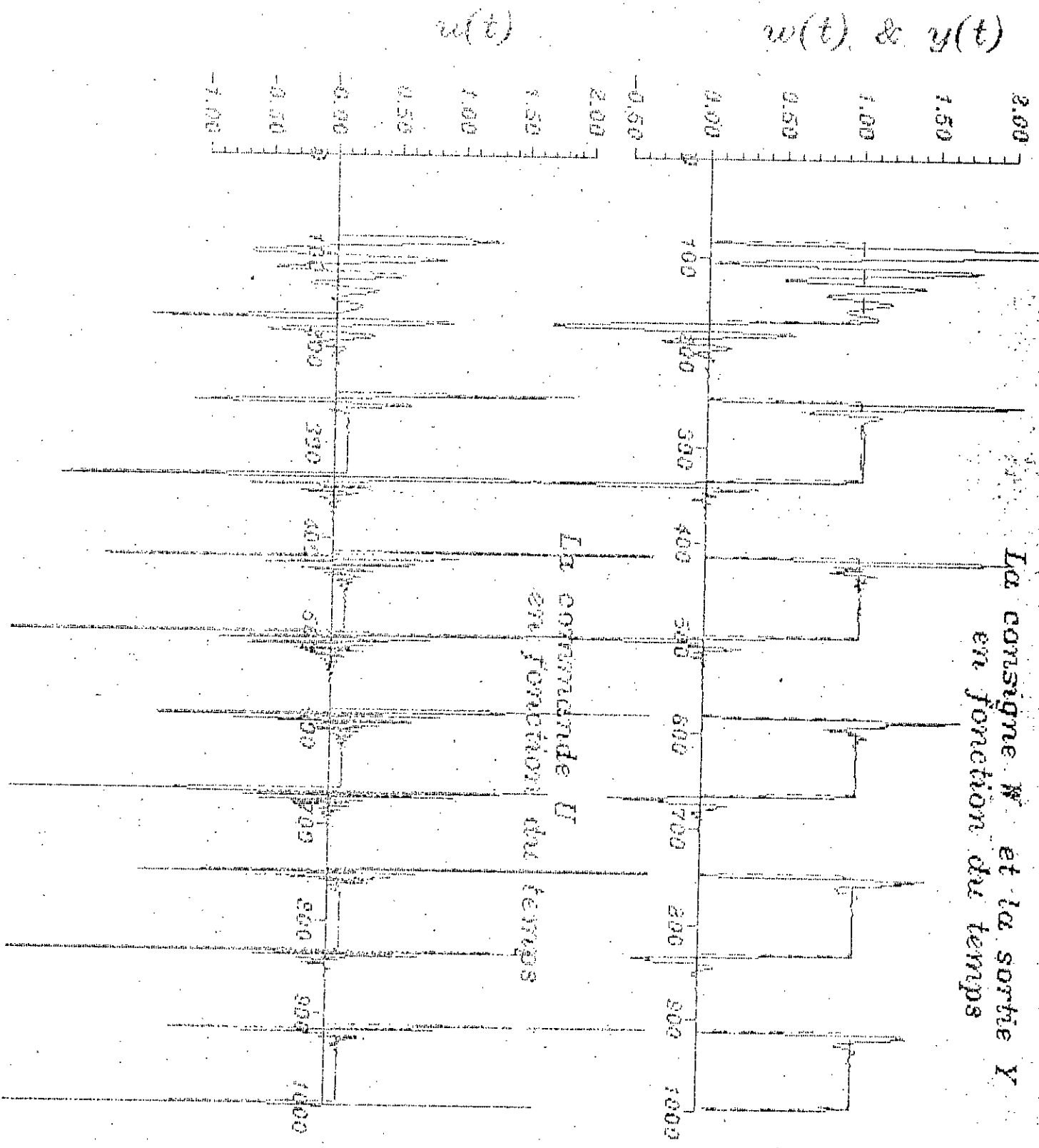


Fig. - 61.
 $\alpha = 0.1$

La consigne U
en fonction du temps

T_{9-61}

$\alpha = 0.1$

f_0 et f_1

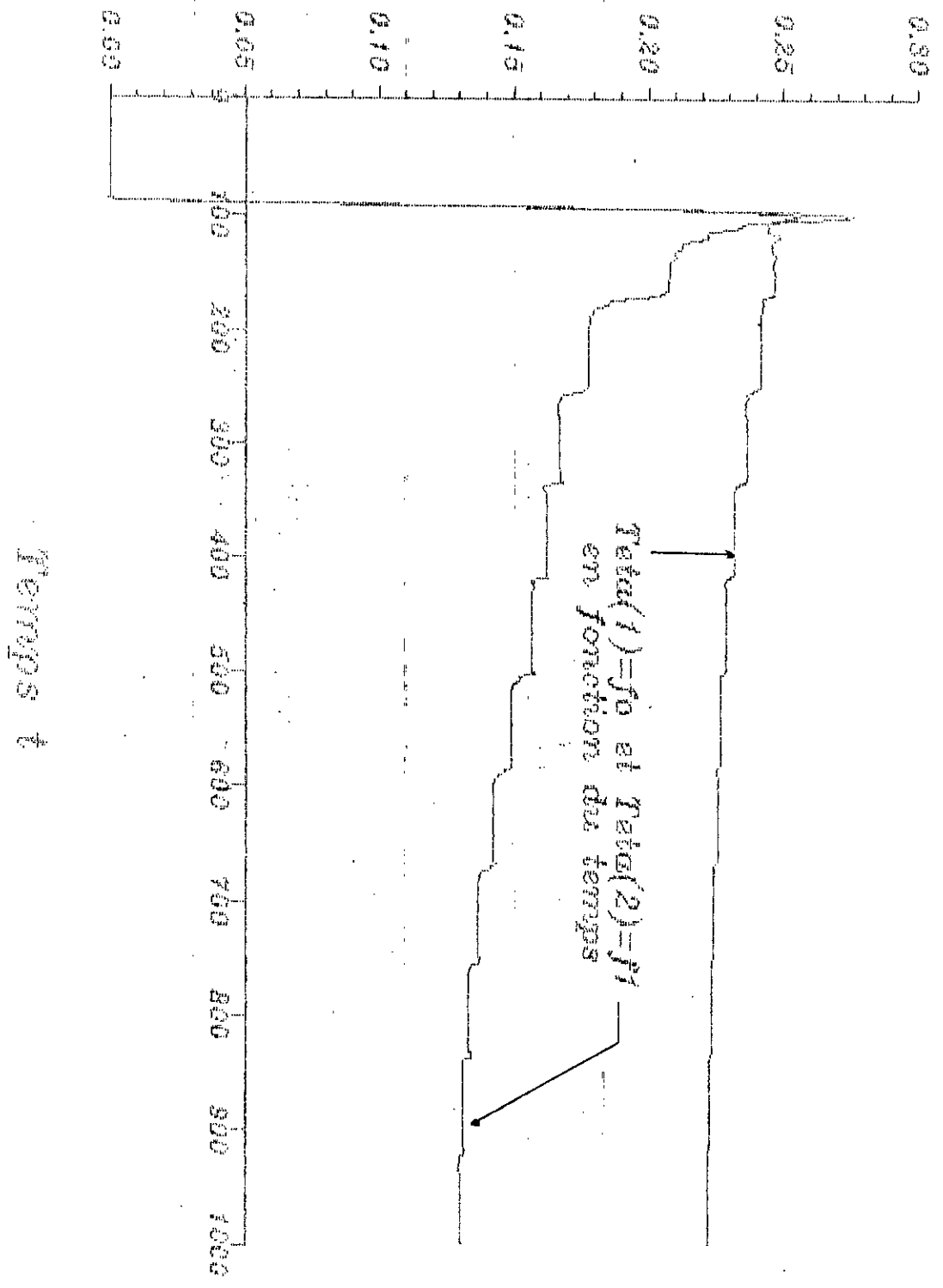
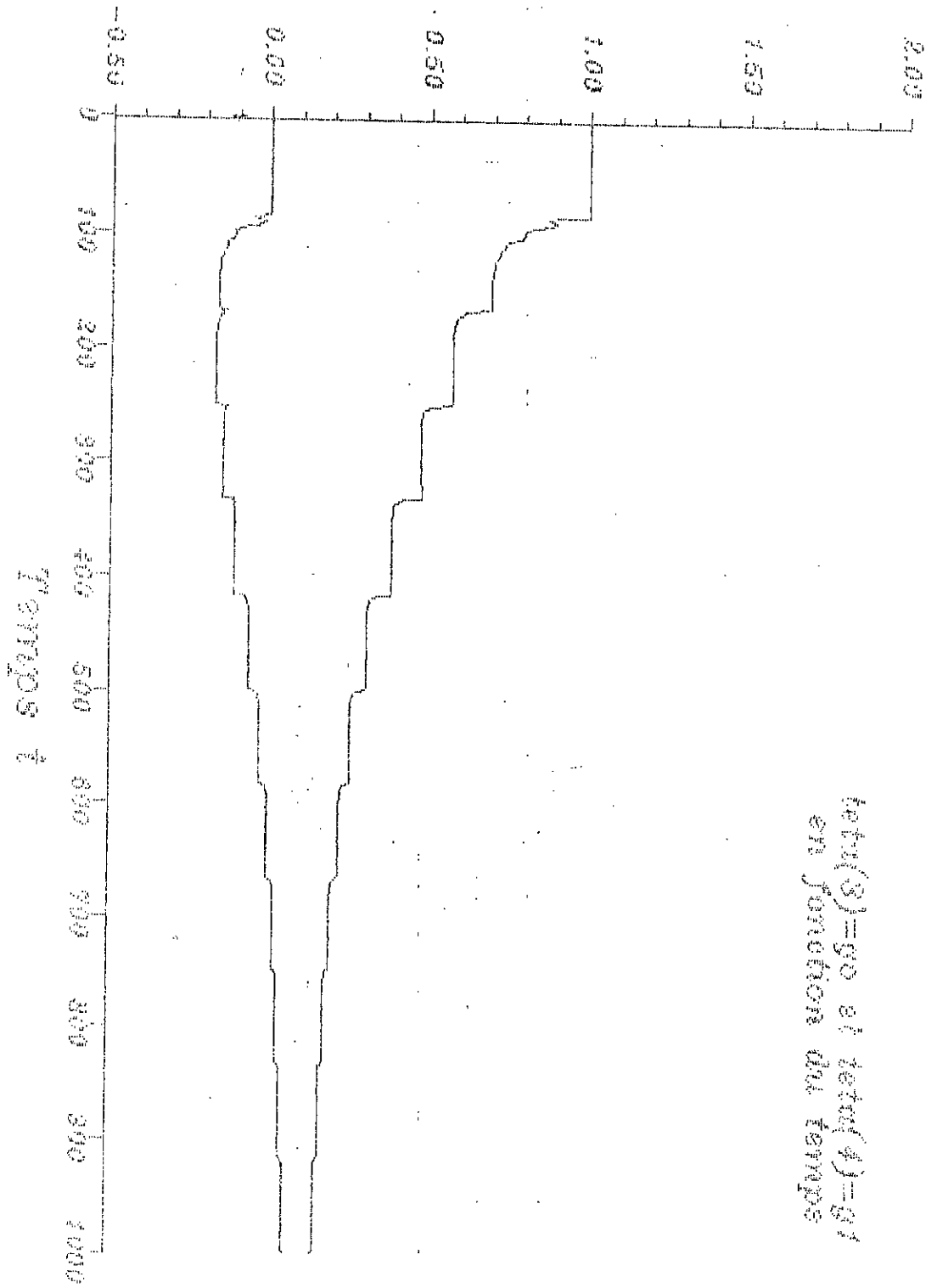


Fig. - 61 -
 $\alpha = 0.1$

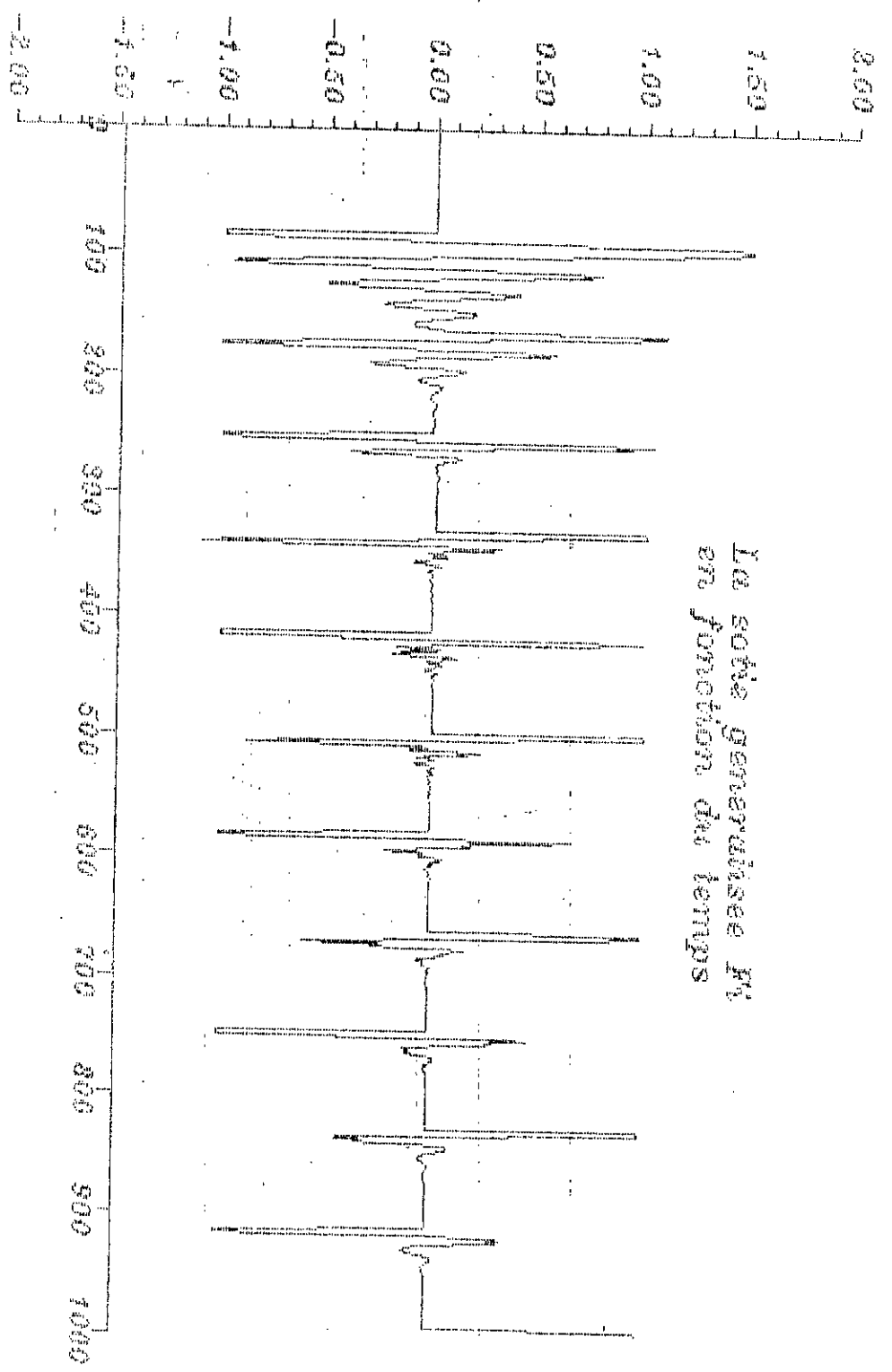
g_0 et g_1



$h_{t_0}(S) = g_0$ et $h_{t_0}(A) = g_1$
en fonction du temps

$J_{2,2} - 61 -$
 $\alpha = 0.1$

Sortie generalisee



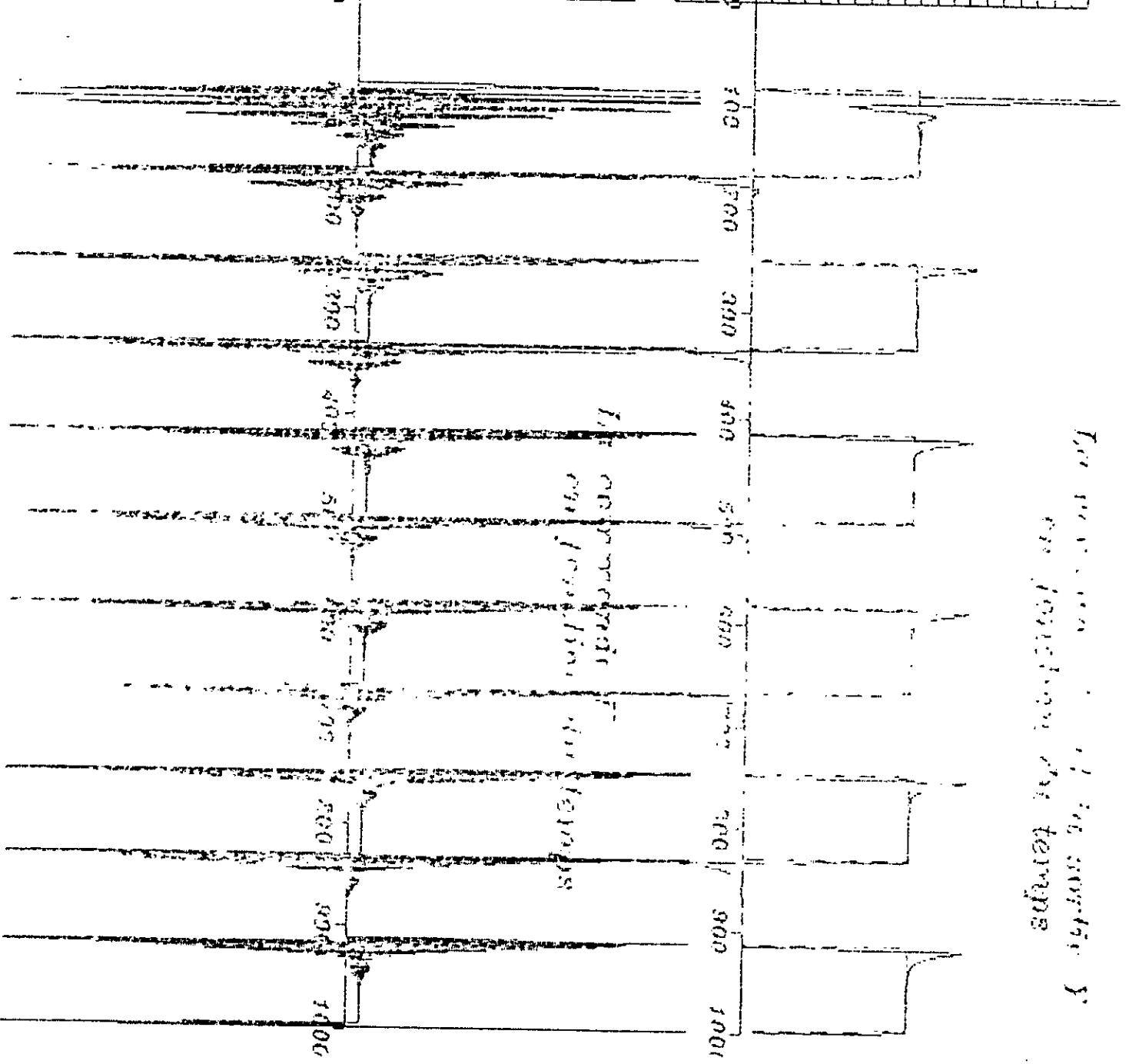
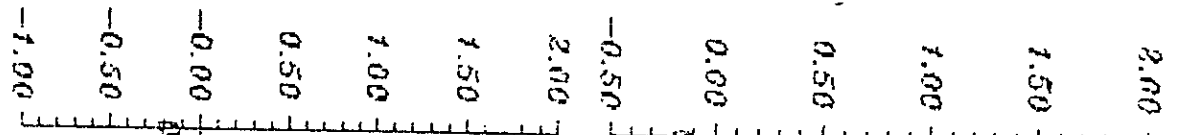
La sortie generalisee R_t
en fonction du temps

Fig. 62.

$\alpha = 10$

$u(t)$

$w(t) \text{ \& } y(t)$



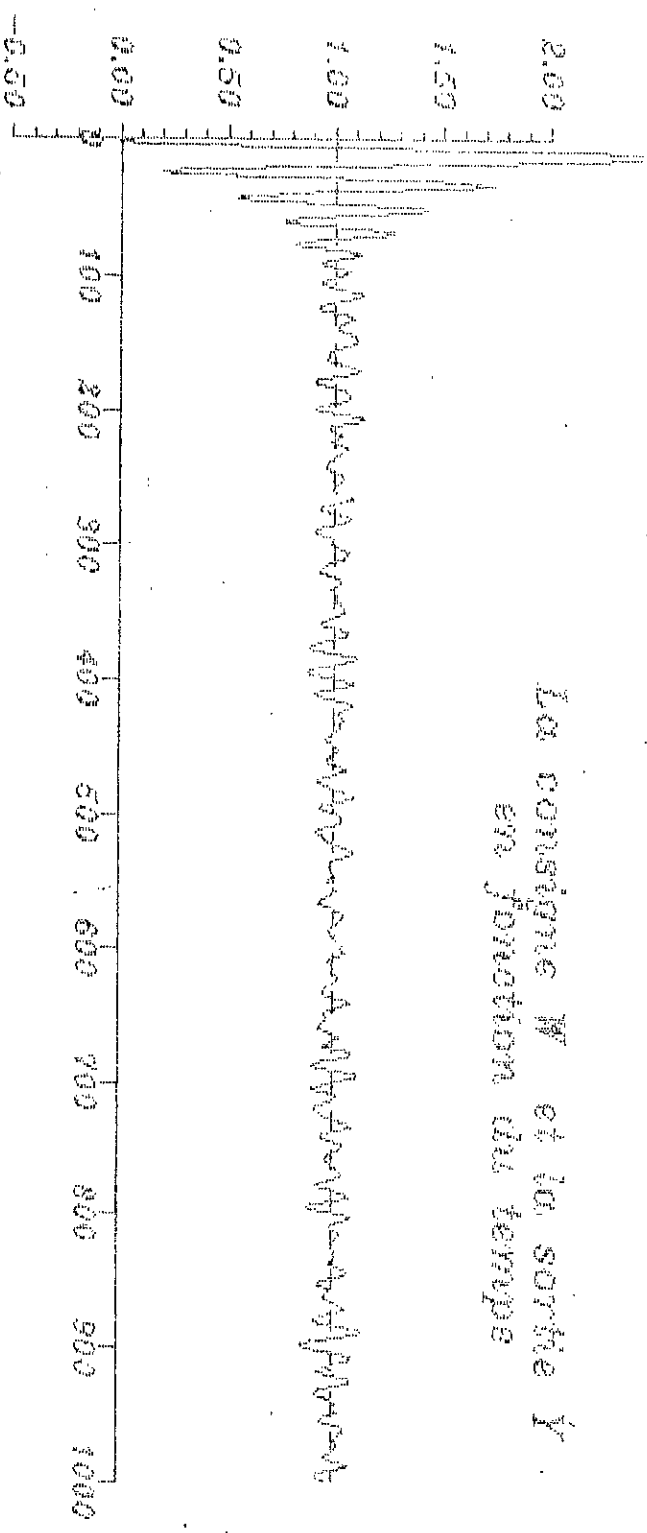
It corresponds to the position of the points

The position of the points in the position of the points

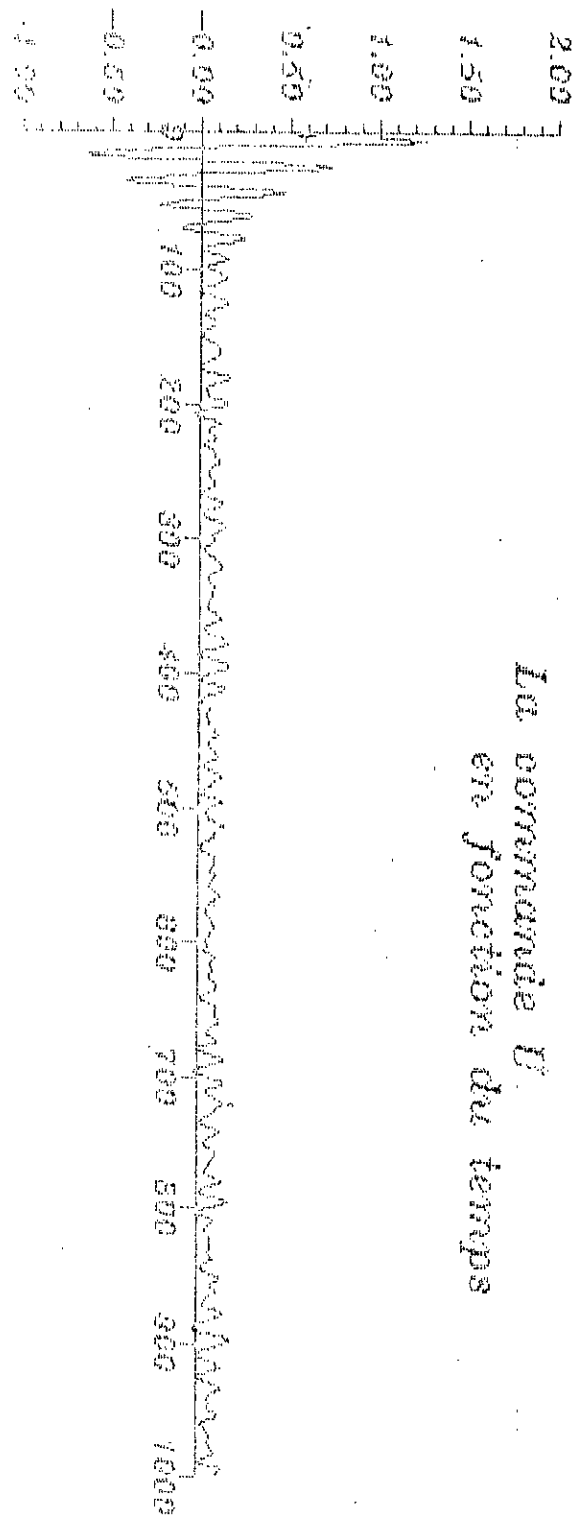
Fig - 63 -

$\alpha = 0.1$,
avec bruit

$w(t)$ et $y(t)$



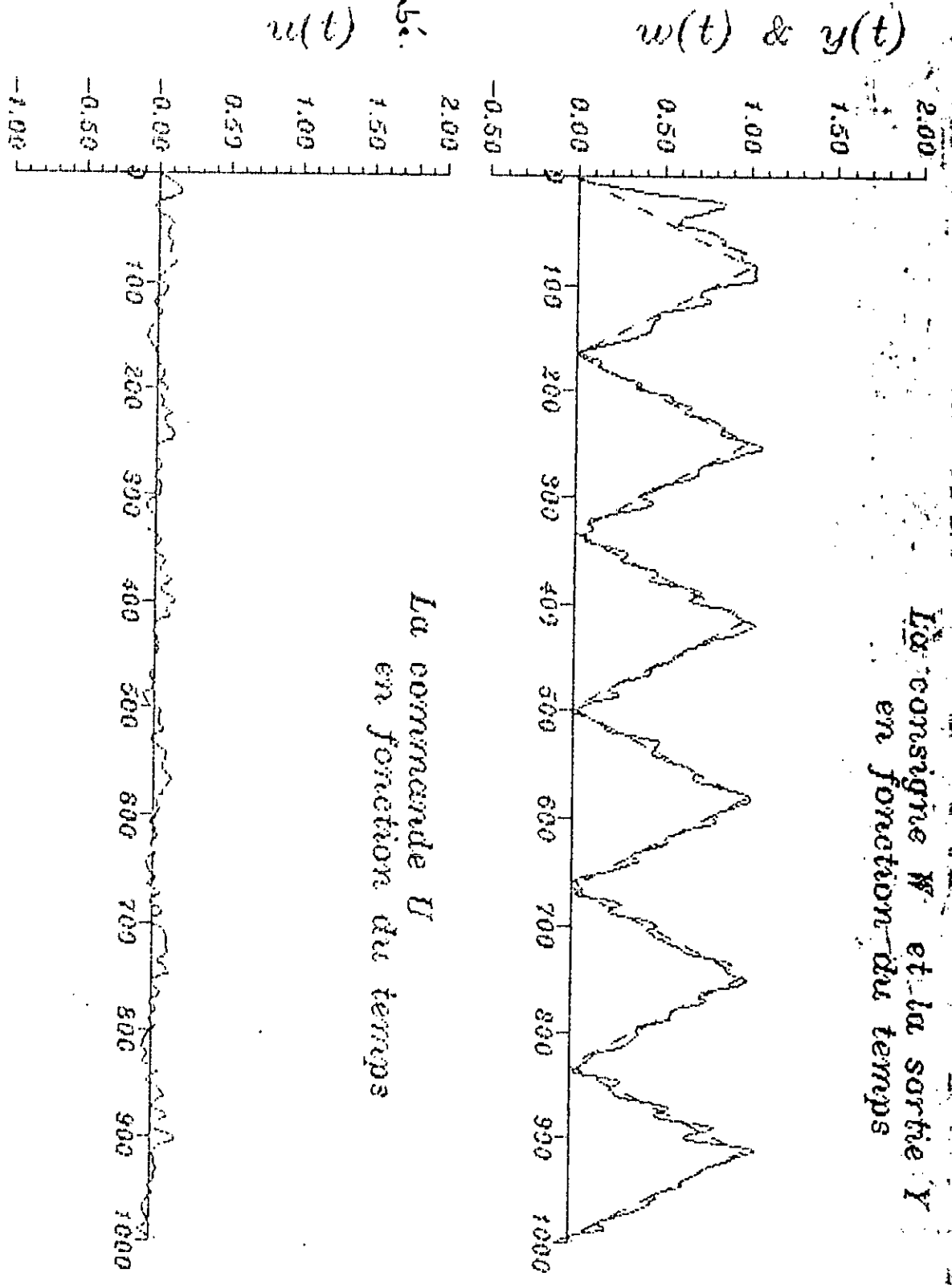
$u(t)$



La consigne W et la sortie Y
en fonction du temps

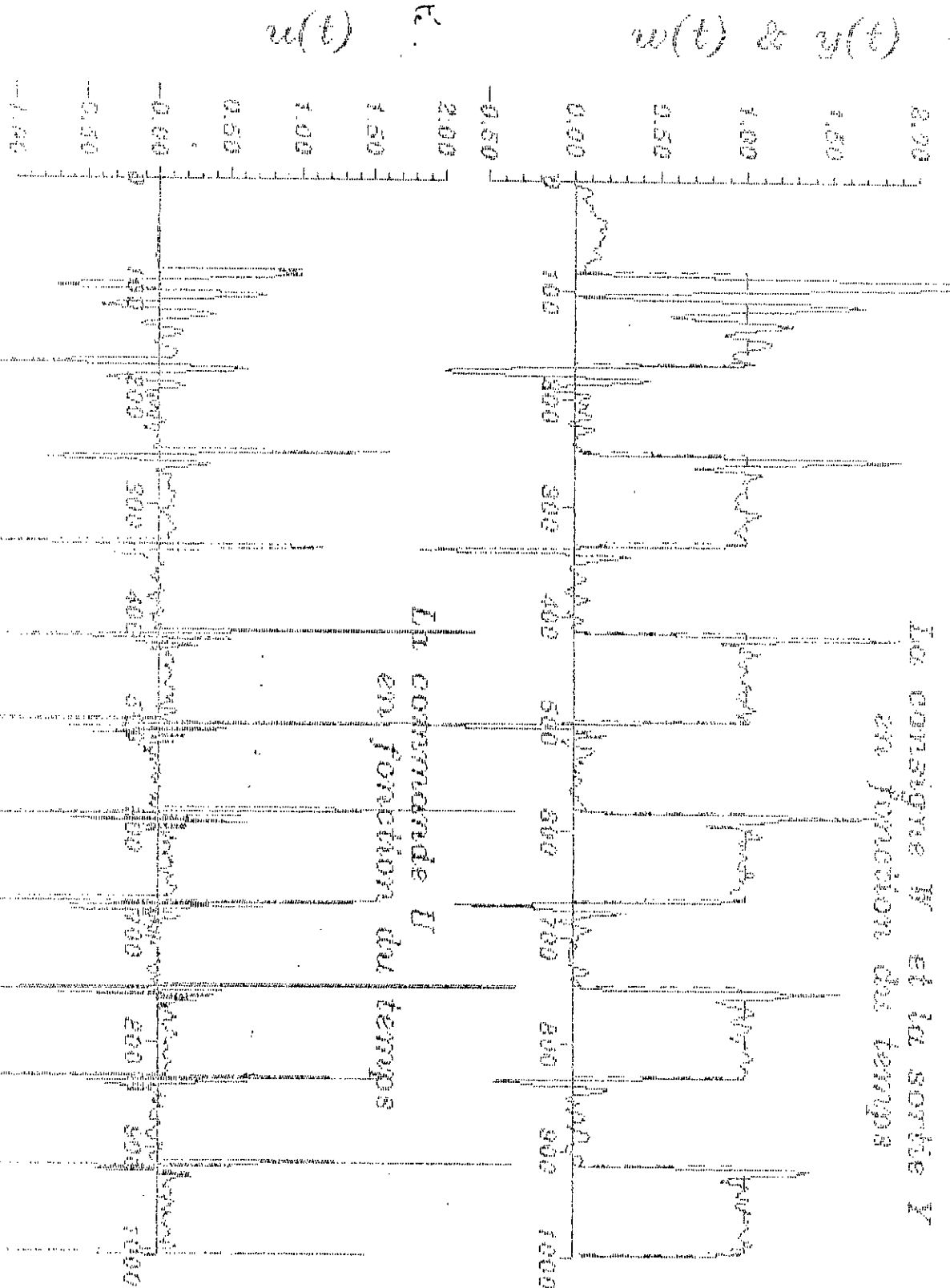
Fig - 63 -

$\alpha = 0.1$,
systeme perturbé.



La commande U
en fonction du temps

Fig - 6.3 -
 $\alpha = 0.1$,
 système bruité.



La consigne W et la sortie Y
 en fonction du temps

III-2-2 Position du problème

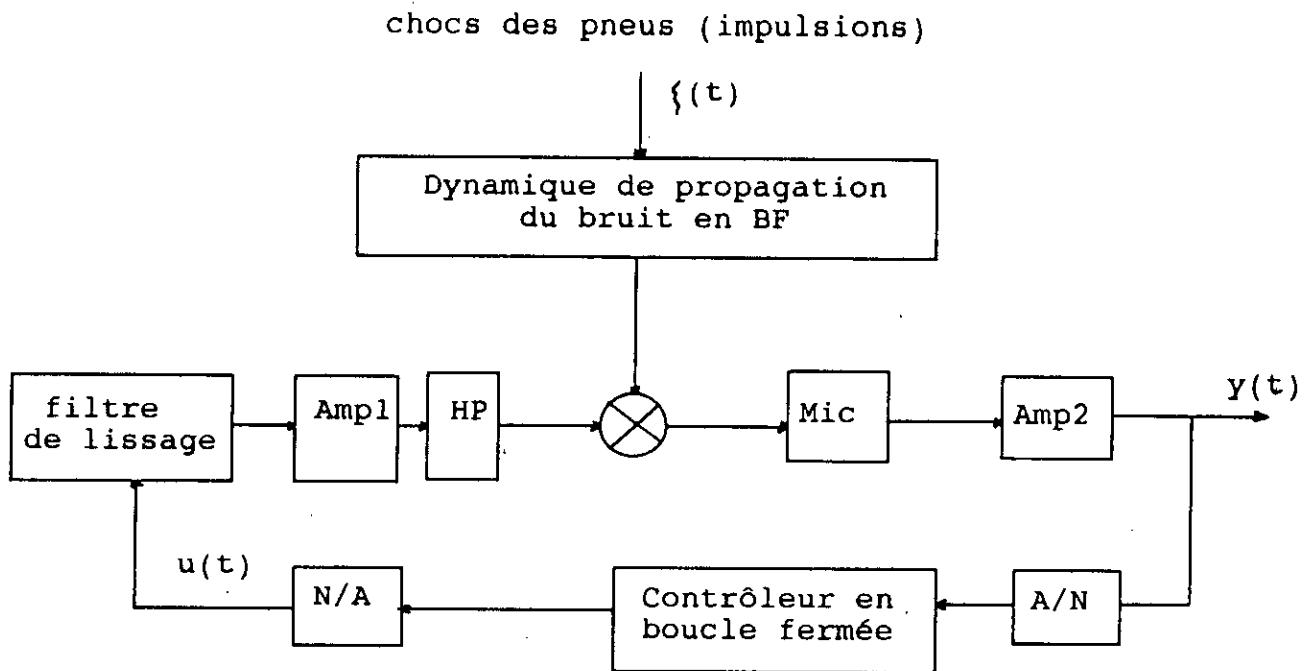
Les techniques classiques de réduction du bruit comme par exemple, l'utilisation de matériaux absorbant l'énergie acoustique, donnent de très bons résultats en hautes fréquences, ce qui n'est malheureusement pas le cas en basses fréquences, particulièrement pour des véhicules larges - wagons et caravanes -.

La gamme des basses fréquences concernée se situe entre 20 et 200 Hz et le bruit est maximum aux environs de 100 Hz.

Dans cette application, un algorithme de contrôle numérique à variance minimale est utilisé pour éliminer ces bruits de basses fréquences.

III-2-3 Configuration du système

Le système en boucle fermée -Fig a- réalisé comprend un microphone détecteur, un filtre de lissage, des amplificateurs, des convertisseurs A/N et N/A et enfin le contrôleur numérique.



- Fig a - Système blocs

III-2-4 Modélisation du bruit - modélisation du système

Les expériences de cette application ont été obtenues par simulation au laboratoire [15] sur un wagon de voyageurs de taille moyenne.

Utilisant les mêmes notations que précédemment $y(t)$ est de la forme:

$$y(t) = \frac{B_1}{A_1} u(t-k) + \frac{D}{A_2} \{ (t) \quad (3-3)$$

$\frac{B_1}{A_1}$ représente la fonction de transfert du système.

$\frac{D}{A_2}$ représente la fonction de transfert du bruit.

Le bruit détecté par le microphone, résultant de l'expérience [15], conduit à l'équation (4-4) avec $d = 0,38$, $a_{21} = 1,97$ et $a_{22} = -0,98$.

$$\frac{D}{A_2} = \frac{(1-dz^{-1})}{(1-a_{21}z^{-1} - a_{22}z^{-2})} \quad (3-4)$$

La modélisation du système a été réalisé en utilisant la méthode des moindres carrés, le système étant excité par un bruit blanc, ce qui nous donne l'équation (3-5) suivante:

$$\frac{B_1}{A_1} = \frac{(1+0,14z^{-1})}{(1-1,53z^{-1} + 0,67z^{-2})} \quad (3-5)$$

Le modèle totale du système est alors obtenu en remplaçant les équations (3-4) et (3-5) dans l'équation (3-3), qui donne:

$$y(t) = \frac{1 + 0,14z^{-1}}{1 - 1,53z^{-1} + 0,67z^{-2}} u(t-2) + \frac{1 - 0,38z^{-1}}{1 - 1,97z^{-1} + 0,98z^{-2}} \{ (t) \}$$

Pour pouvoir utiliser le même algorithme que précédemment, transformons l'équation (3-4) en équation de la forme (2-1) autrement dit de la forme:

$$y(t) = \frac{B}{A} u(t-k) + \frac{C}{A} \{ (t) \} \quad \text{où:}$$

$$A = A_1 \cdot A_2 = 1 - 3,500z^{-1} + 4,664z^{-2} - 3,134z^{-3} + 0,657z^{-4}$$

$$B = B_1 \cdot A_2 = 1 - 1,83z^{-1} + 0,704z^{-2} + 0,137z^{-3}$$

$$\text{et } C = D \cdot A_1 = 1 - 1,910z^{-1} + 1,251z^{-2} - 0,255z^{-3}.$$

III-2-5 Contrôle à variance minimale

Après avoir mis notre système totale sous la forme de l'équation (2-1), on utilise la théorie du contrôle auto-ajustable.

Utilisant l'équation (2-5), le contrôle à minimum de variance est le suivant:

$$u(t) = - \frac{F}{B \cdot E} y(t) \quad \text{où } E \text{ et } F \text{ tels que: équation (2-5) } C = EA + z^{-k}F$$

Malheureusement le polynôme E est instable car $E = (1 + 0,96z^{-1})$ possède une racine à l'extérieur du cercle unité.

Pour palier à ce problème, il faut donc minimiser non plus $E\{y_2(t)\}$ mais $J = E\{\phi_2(t)\}$ où $\phi(t)$ est une sortie auxiliaire équation (2-16), autrement dit: on choisie une fonction de coût telle-que $P = P_N/P_D$, $Q = 0$ et $R = 0$

Un choix judicieux de $P = (1-0,6 z^{-1})/(1+0,6z^{-1})$ obtenu par simulation sur calculateur [15] nous permet d'obtenir la sortie auxiliaire adéquate $\phi(t)$.

Par conséquent, les équations (2-21), (2-22) et (2-23) réalisent l'identification paramétrique, l'équation (2-18) réalise la commande avec :

$$u(t) = - \frac{F}{EBP_D} y(t) \quad (3-6).$$

III-2-6 Résultats et commentaire

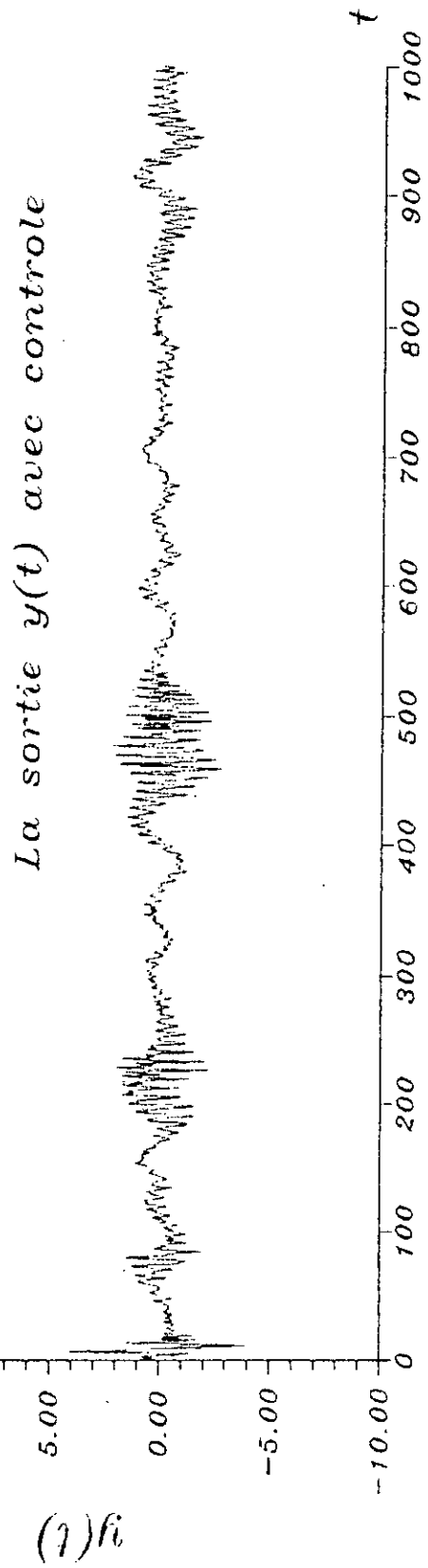
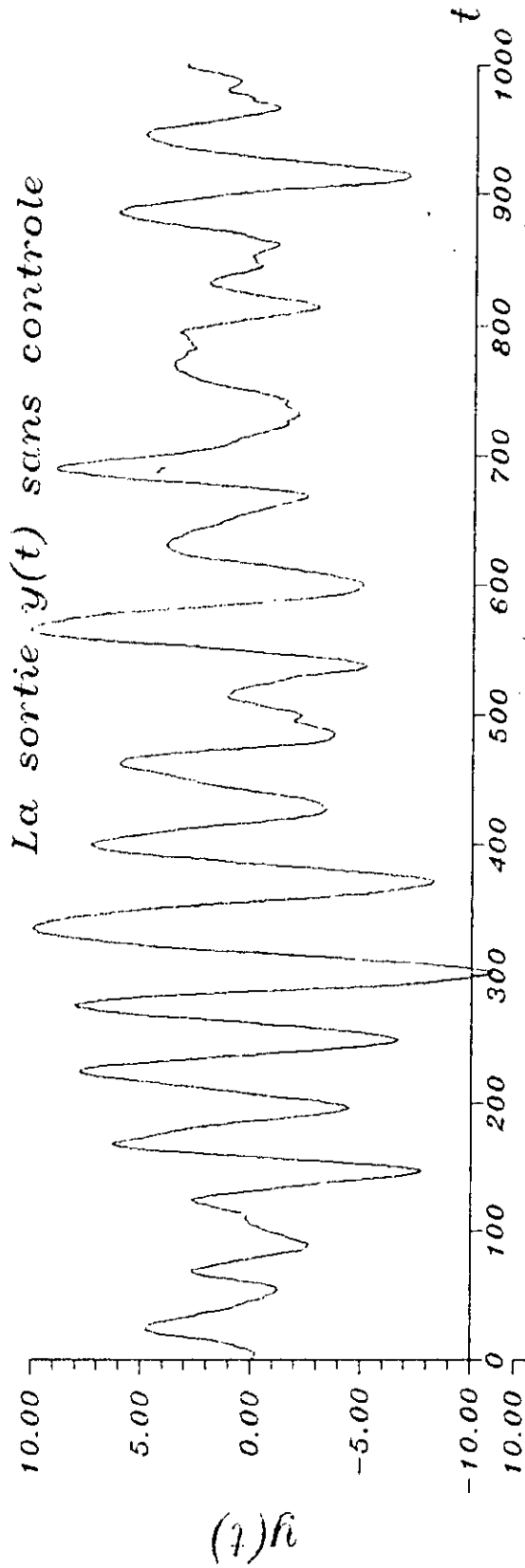
La commande obtenue $u(t)$ est de la forme:

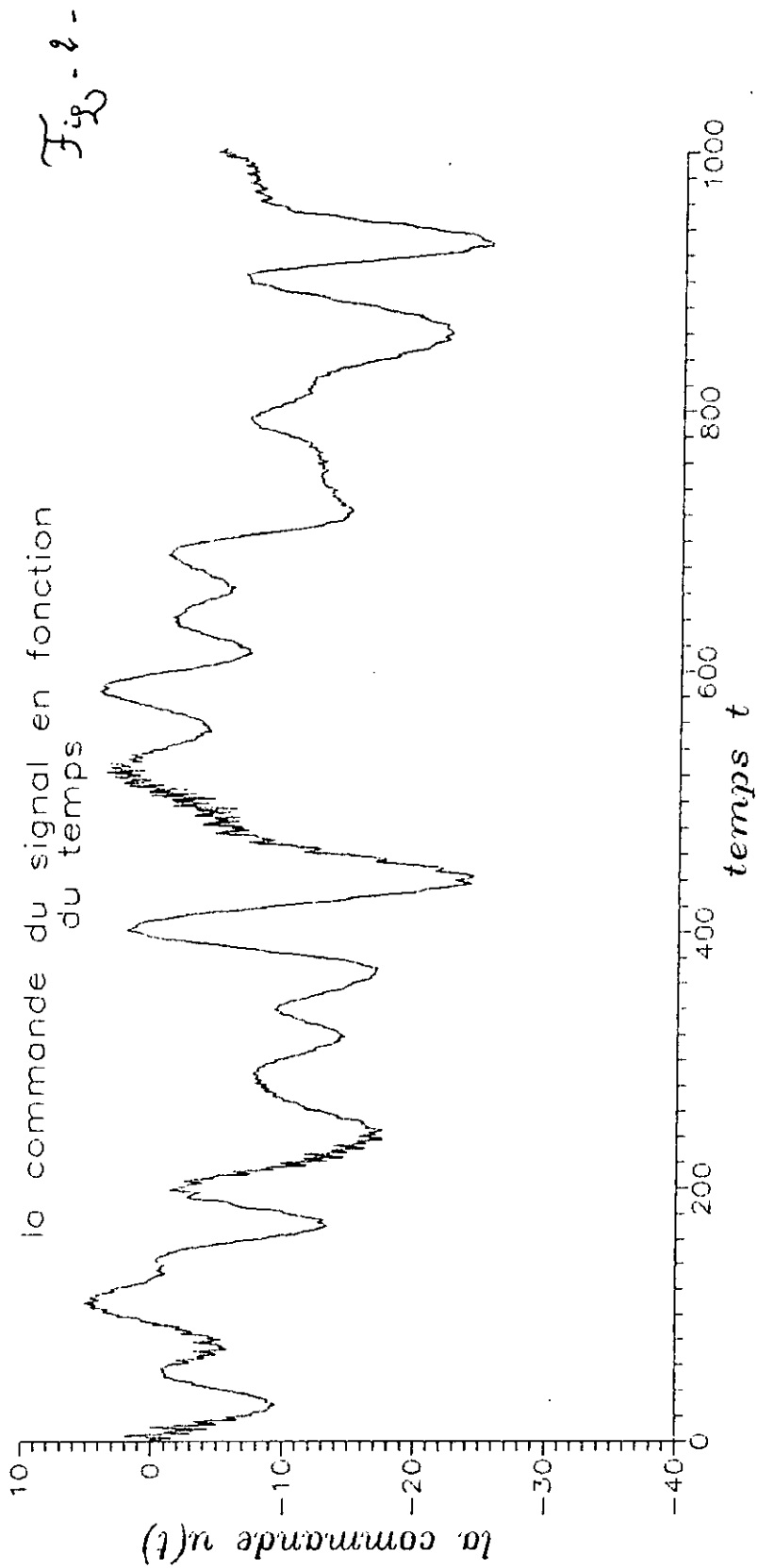
$$u(t) = \frac{\alpha(z^{-1})}{\beta(z^{-1})} y(t) \quad \text{où:}$$

| | | |
|---------------------|--------------------|-------------------|
| $\alpha_0 = 0,955$ | $\beta_0 = 1$ | $\beta_4 = 0,298$ |
| $\alpha_1 = -1,970$ | $\beta_1 = -0,839$ | $\beta_5 = 0,033$ |
| $\alpha_2 = 1,200$ | $\beta_2 = -0,867$ | |
| $\alpha_3 = 0,001$ | $\beta_3 = 0,405$ | |
| $\alpha_4 = -0,151$ | | |

Bien que cette commande ne soit pas optimale, ce dernier est stable et réalise un bon contrôle et présente [15] une réduction de 10 à 20 dB entre 25 et 60 Hz - Fig 1 et 2 -

Fig. 1-





IV. CONCLUSION

Cette étude nous a permis d'entrevoir différents aspects d'une méthode de synthèse de contrôleurs adaptatifs.

L'idée de base de cette stratégie d'adaptation est de faire une distinction entre l'estimation des paramètres et la synthèse du contrôleur, l'aspect le plus important dans le cadre de cette stratégie est la reparamétrisation - écriture du modèle sous une autre forme (modèle prédictif).

La reparamétrisation permet une estimation directe des paramètres du contrôleur, en vue d'obtenir les performances requises plus rapidement, d'où son appellation de méthode directe ou implicite.

L'estimation des paramètres s'opère dans notre cas par minimisation récursive, la loi de commande quand à elle par minimisation d'une fonction de coût.

Enfin, le travail de simulation nous a montré que cette stratégie présente de bonnes performances, d'une part et d'autre part d'une grande facilité quant à la synthèse de cette classe de contrôleurs, ce qui a permis une large application de cette méthode dans le domaine industriel.

ANNEXES

ANNEXE 1 ESTIMATION RECURSIVE

Posons tout d'abord $S(N) = X'_N X_N$ (2-12)

où X_N est la matrice des données connues puis, réécrivons l'équation (2-8) en la forme:

$$\begin{bmatrix} \phi_{N-1} \\ \phi(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{N-1} \\ x'(N) \end{bmatrix} \theta + \begin{bmatrix} \epsilon_{N-1} \\ \epsilon(N) \end{bmatrix}$$

l'équation (2-9) devient:

$$\hat{\theta}(N) = S(N)^{-1} [(X'_{N-1} \phi_{N-1} + x(N) \phi(N))]$$

$$= S(N)^{-1} [S(N-1) \hat{\theta}(N-1) + x(N) \phi(N)]$$

or $S(N) = S(N-1) + x(N)x'(N)$ d'où:

$$\hat{\theta}(N) = \hat{\theta}(N-1) + S(N)^{-1} x(N) [\phi(N) - x'(N) \hat{\theta}(N-1)]$$

Utilisant le lemme d'inversion matricielle [7]:

$$[A+BCD]^{-1} = A^{-1} - A^{-1}B [C^{-1} + DA^{-1}B]^{-1} DA^{-1}$$

$$\begin{aligned} \text{On calcul } P(N) &= [S(N)]^{-1} = [S(N-1) + x(N)x'(N)]^{-1} \\ &= P(N-1) - K(N) x'(N) P(N-1) \end{aligned}$$

$$\text{avec } K(N) = P(N-1) x(N) [1 + x'(N) P(N-1) x(N)]^{-1}$$

$K(N)$ - le gain de Kalman- etant un vecteur de rang n.

Ce qui donne en definitif le système d'équations (2-13)

en un instant quelconque:

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + K(t) [\phi(t) - x'(t) \hat{\theta}(t-1)]$$

$$K(t) = P(t-1) x(t) [1 + x'(t) P(t-1) x(t)]^{-1}$$

$$P(t) = P(t-1) - K(t) x'(t) P(t-1)$$

ANNEXE 2

MODELE PREDICTIF DANS LE CAS D'UNE SORTIE GENERALISEE

L'équation de la sortie auxiliaire est la suivante:

$$\phi(t) = P.y(t) + Q.z^{-k}u(t) - R.z^{-k} w(t) \quad (2-15)$$

soit $\phi_Y(t) = P.y(t)$, P étant rationnelle: $P = \frac{P_N}{P_D}$

l'identité considérée est:

$$\frac{C}{A} \cdot \frac{P_N}{P_D} = E + z^{-k} \frac{F}{AP_D} \quad (*)$$

où $\deg(E) = k-1$

$\deg(F) = \text{Sup} [(n-k+\deg(P_N)), (n-1+\deg(P_D))]$ (voir Remarque)

On a donc: $\phi_Y(t+k) = P.y(t+k)$

$$\begin{aligned} \frac{C}{A} \phi_Y(t+k) &= \frac{CP}{A} y(t+k) = \\ &= E y(t+k) + z^{-k} \frac{F}{AP_D} y(t+k) \end{aligned}$$

Ceci d'après l'identité (*), ce qui nous amène à:

$$\begin{aligned} \phi_Y(t+k) &= \frac{EA}{C} y(t+k) + z^{-k} \frac{F}{CP_D} y(t+k) = \\ &= \frac{EA}{C} y(t+k) + \frac{F}{CP_D} y(t) = \frac{EA}{C} y(t+k) + \frac{F}{C} y^f(t) \end{aligned}$$

avec $y(t) = P_D y^f(t)$

Utilisant l'équation (2-2), on aura:

$$\phi_Y(t+k) = \frac{EA}{C} \left[\frac{B}{A} u(t) + \frac{C}{A} \{(t+k)\} \right] + \frac{F}{C} y^f(t),$$

$$\phi_Y(t+k) = \frac{EB}{C} u(t) + \frac{F}{C} y^f(t) + E \{(t+k)\}.$$

D'où: le modèle prédictif suivant:

$$C \phi_Y^*(t+k/t) = F y^f(t) + G u(t)$$

$$\phi_Y(t+k) = \phi_Y^*(t+k/t) + E \{(t+k)\}$$

G étant le produit E.B

Remarque

$$\text{On a [6]: } \frac{PC}{A} = E + z^{-k} \frac{F}{AP_D}$$

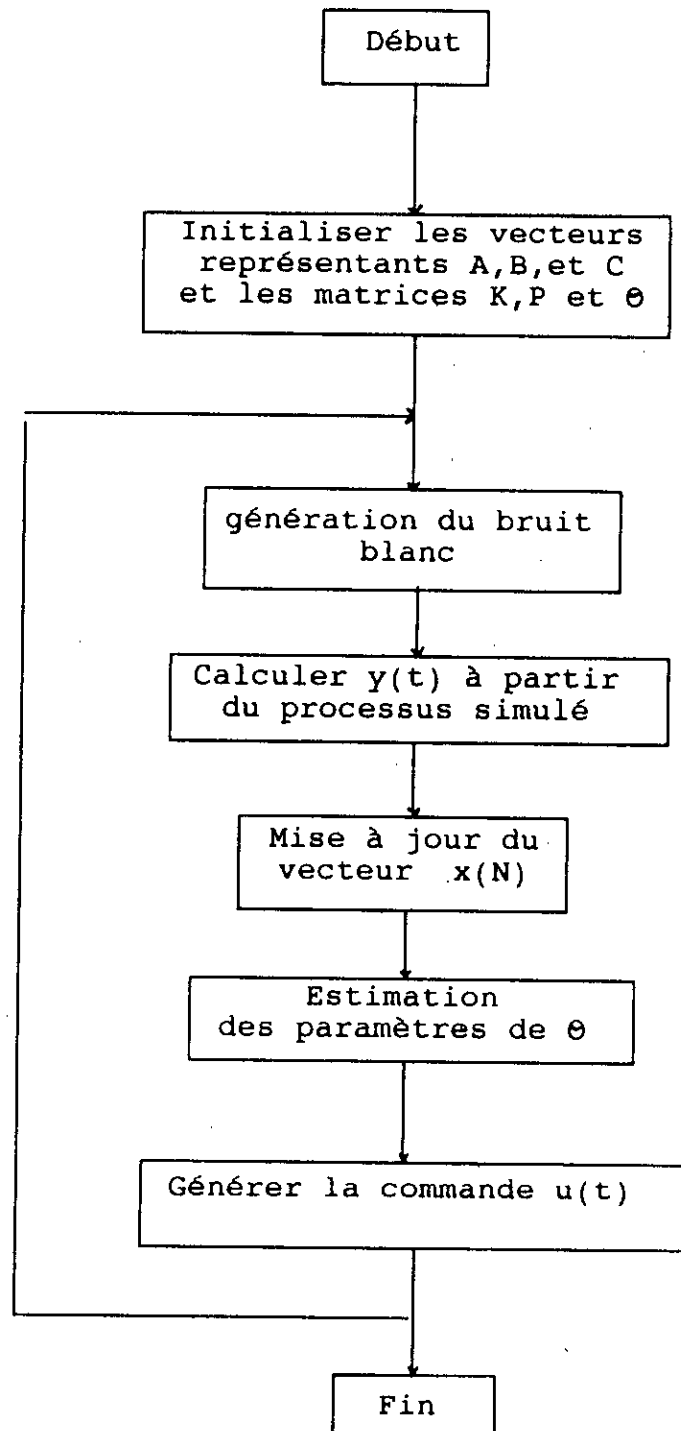
$$\text{donc } \frac{F}{AP_D} = z^k \frac{PC}{A} - z^k E$$

$$\text{où } F = z^k P_N C - z^k E A P_D$$

d'où :

$$\deg(F) = \text{Sup} [(n-k + \deg(P_N)), (n-1 + \deg(P_D))]$$

ANNEXE 3
ORGANIGRAMME
- ALGORITHME A VARIANCE MINIMALE -



ANNEXE 4

LISTING DES PROGRAMMES

```

C          ----- GENERATION DU BRUIT GAUSSIEN -----
C          ----- C = La moyenne -----
C          ----- D = La variance -----
REAL XR(2000)
DEPI=6.28318307179586
M=1500
C=0
D=0.01
IE=15
IS=0
A=0
ID=8192
DO 1 J=1,M
IS=IE*899
IS=MOD(IS, ID)
IF(IS.LT.0) IS=IS+ID+1
A=IS
A=A*0.30517 E-04
R1=A
IE=IS
IS=IE*899
IS=MOD(IS, ID)
IF(IS.LT.0) IS=IS+ID+1
A=IS
A=A*0.30517 E-04
R2=A
IE=IS
A0=SQRT(-2*ALOG(R1)*d)*COS(DEPI*R2)
BB=A0*sqrt(D)+C
XR(j)=bb
1  CONTINUE
open(UNIT=30, file='a:bruit.dat', status='unknown')
do 2 i=1,M
write(30,*)i,xr(i)
2  continue
close(unit=30)
end

```

```

{ PROGRAMME DE SIMULATION: CONTROLEUR A VARIANCE MINIMALE }
USES
  crt;
CONST
  n=2; k=3;
  gn=3*n+k;
  umax=2; ymax=2;
TYPE
  cn=0..n;
  cf=1..gn;
  tab=array[cf] of real;
  lab=array[cn] of real;
  mt=array[cf,cf] of real;
VAR
  elm                :char;
  p                  :mt;
  a,b,c              :lab;
  alpha,w,z,bro,r,beta :real;
  e,amp,brg,Ilos     :real;
  cons,fi,bbvar      :real;
  fich_los,bruit     :text;
  fich,fich_fi       :text;
  fich_t12,fich_t34  :text;
  i,j,nn,nb,key      :integer;
  prd,rep,np         :integer;
  x,teta,kmat        :tab;
  y,u,br,tcons       :tab;{ y,u,br,tcons surdimensionnées pour
                             l'utilisation commune de
                             la procedure Shift }

PROCEDURE CALY;
begin
  w:=0;
  for i:=1 to n do
    w:=w-a[i]*y[i]+b[i]*u[i+k]+c[i]*br[i];
    w:=w+bro+b[0]*u[k];
    if w>ymax then w:=ymax;
    if w<-ymax then w:=-ymax;
  end;
PROCEDURE CALU;
begin
  z:=cons;
  for i:=1 to n do
    z:=z-(teta[i+(2*n+k)]*tcons[i])-(teta[i]*y[i]);
    for i:=2 to n+k do z:=z-(teta[i+n]*u[i-1]);
    z:=z/teta[n+1];
    if z>umax then z:=umax;
    if z<-umax then z:=-umax;
  end;
end;

```

```

PROCEDURE NEWX;
  begin
    for i:=1 to n do
      x[i]:=y[i+k-1];
    for i:=n+1 to 2*n+k do
      x[i]:=u[i+k-n-1];
    for i:=2*n+k+1 to gn do
      x[i]:=y[i-2*n-k];
    end;
PROCEDURE SHIFT(m:integer;var mat:tab;val:real);
  begin
    for i:=m downto 2 do
      mat[i]:=mat[i-1];
    mat[1]:=val;
  end;
PROCEDURE PRODK;
  var pb :tab;
      som :real;
  begin
    som:=0;
    for i:=1 to gn do
      pb[i]:=0;
      for i:=1 to gn do
        for j:=1 to gn do
          pb[i]:=pb[i]+x[j]*p[i,j];
        for i:=1 to gn do
          som:=som+x[i]*pb[i];
          som:=som+beta;
          for i:=1 to gn do
            kmat[i]:=pb[i]/som;
          end;
        end;
PROCEDURE PRODP;
  var pp :tab;
  begin
    for i:=1 to gn do
      pp[i]:=0;
      for i:=1 to gn do
        for J:=1 to gn do
          pp[i]:=pp[i]+x[j]*p[j,i];
          for i:=1 to gn do
            for j:=1 to gn do
              p[i,j]:=(p[i,j]-kmat[i]*pp[j])/beta;
            end;
          end;
        end;
      end;
    end;
  end;

```

```

PROCEDURE PRODTETA;
  var
    cst,pe :real;
  begin
    cst:=0;
    for i:=1 to gn do
      cst:=cst+x[i]*teta[i];
      e:=w-cst;
      for i:=1 to gn do
        teta[i]:=teta[i]+kmat[i]*e;
      end;
    end;
PROCEDURE Choix_Consigne;
  begin
    writeln('..... Choice of input .....');
    writeln('');
    writeln('Square function ..... Print [1]');
    writeln('Triangular function ..... Print [2]');
    writeln('E-function ..... Print [3]');
    writeln('.....');
    read(key);
    if (key=1) or (key=2) then
      begin
        writeln('Enter the period .....');
        read(prd);writeln('');
        writeln('Enter the amplitude .....');
        read(amp);writeln('');
      end else
      begin
        writeln('Enter the E-function`amplitude .....');
        read(amp);
      end;
    end;
PROCEDURE Choice_beta;
  begin
    writeln('..... Choice of the forgetting factor  $\beta$ .....');
    writeln('');
    writeln('Constant parameters .....  $\beta = 1$ ');
    writeln('Fast variation .....  $\beta = 0.95$ ');
    writeln('Slow variation .....  $\beta = 0.99$ ');
    writeln('');readln(beta);
  end;
FUNCTION consigne(k:integer):real;
  var f:real;
  begin
    case key of
      1: begin
          k:=k mod(prd);
          if k<(prd/2) then f:=0 else
            f:=amp; end;
        end;
    end;

```

```

2: begin
    k:=k mod(prd);
    f:=amp*(1-2*(abs(k-prd/2))/prd);
end;
3: f:=amp;end;
    consigne:=f;
end;

```

BEGIN

```

Assign(fich,'a:\fich.dat');Rewrite(fich);
Assign(fich_t12,'a:\fich_t12.dat');Rewrite(fich_t12);
Assign(fich_t34,'a:\fich_t34.dat');Rewrite(fich_t34);
Assign(fich_fi,'a:\fich_fi.dat');Rewrite(fich_fi);
Assign(fich_los,'a:\fich_los.dat');rewrite(fich_los);
Assign(bruit,'a:\bruit.dat');reset(bruit);
Writeln('Enter Alpha .....');
readln(alpha);writeln('');
Choice_beta;

{   Initialisation of p,x,teta,kmat,y,u,br,tcons   }
for i:=1 to gn do for j:=1 to gn do p[i,j]:=0;
  for i:=1 to gn do begin
    kmat[i]:=0; p[i,i]:=alpha;
    x[i]:=0; teta[i]:=0;
    y[i]:=0; u[i]:=0;
    br[i]:=0; tcons[i]:=0;
  end;
teta[n+1]:=1;

Writeln('.... Enter the process parameters ..... ');
writeln(''); writeln('  al,a2,...; bo,b1,...; c1,c2,...');
writeln(''); writeln('  The order of A,B & C is      ',n);
writeln('');
for i:=1 to n do readln(a[i]); for i:=0 to n do readln(b[i]);
for i:=1 to n do readln(c[i]); a[0]:=1;c[0]:=1;writeln('');
Choix_consigne;
writeln('');
Writeln('Enter data sample .....');
readln(nb);writeln('');
nn:=0; Ilos:=0;
clrscr;writeln('');writeln('');
writeln('..... Program is running .....');writeln('');
writeln('..... Please wait .....');writeln('');
REPEAT
  readln(bruit,nn,bro);
  cons:=consigne(nn);
  calu; shift((n+2*k-1),u,z); shift(n,tcons,cons);
  caly; shift((n+k-1),y,w); shift(n,br,bro);
Newx;

```

```

prodk;prodp;prodteta;
fi:=y[k]-tcons[1];
Ilos:=Ilos+e*e;
writeln(fich,nn,'          ',cons,'          ',w,'          ',z);
writeln(fich_t12,nn,'          ',teta[1],'          ',teta[2]);
writeln(fich_t34,nn,'          ',teta[3],'          ',teta[4]);
writeln(fich_fi,nn,'          ',fi);
nn:=nn+1;
    UNTIL nn=nb;
    Close(fich);Close(fich_t12);close(fich_t34);
    close(fich_fi);close(fich_los);close(bruit);

        { listing of teta elements }
for i:=1 to gn do
    writeln('teta[' ,i,'] =',teta[i]);
    writeln('');writeln(w);writeln(alpha);
    writeln('');writeln('..... Press any key to return .....');
    read(elm);

```

END.

REFERENCES

- [1] D.w Clarke, and P.J Grawtrop « Self-tuning controller » Proc IEE Vol 122, 1975.
- [2] D.w Clarke, and P.J Grawtrop, « Self-tuning control » Proc IEE Vol 126, 1979.
- [3] P.J Gawthrop « Some interpretation of the Self-tuning controller » Proc IEE Vol 124, 1977.
- [4] M.Nicholson, B.H Swanick «Self-tuning and adaptive control: theory and application » IEE control engineering series 15.
- [5] Christian Melin « Structures de commandes adaptatives » techniques de l'ingenieur R 7426.
- [6] K.Najim « Commande adaptative des processus industriels » Ed Masson, 1982.
- [7] K.Najim, G.Muratet « Pratique de la regulation numerique des processus industriels » Ed.Masson, 1983.
- [8] C.Fargeon « Commande numerique des systemes » Ed Masson, 1986.
- [9] P.J Gawthrop « On the stability and convergence of a self-turning controller » Int j.Control 1980 Vol 31,n°5 pp 973-998
- [10] ID Landau et L.Dugard « Commande adaptative, aspects pratiques et theoriques » Ed.Masson 1986.
- [11] Aström, K.J and Wittenmark « On the self-turning regulators », Automatica 1973, 9pp 185-199.
- [12] G.a Korn « Random- Process Simulation and Measurements » Mc-Graw-Hill, New-York, 1966.
- [13] F.Coulomb « Theorie et traitement des signaux » presses polytechniques romandes 1984.
- [14] M.Najim « Modelisation et identification en traitement du signal » Ed.Masson,1988.

- [15] Mark H. Costin and Donald R. Eljinga «Active Reduction of low-frequency tire impact Noise using digital feedback Control» IEEE, 1989.
- [16] S.w. Golomb «Shift Register Sequences» Holden day Inc, San-Fransisco, 1967.
- [17] Eykhoff, P: «System identification», wiley 1974.
- [18] Karl Johan Aström, Björn Wittenmark «adaptive control» -1989-
- [19] Claude Foulard, Syliane Gentil, Jean-Paul Sandraz « Commande et regulation par calculateur numerique » Ed Eyrolles, 1987.