

9/91

وزارة الجامعات
Ministère aux Universités

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

IDENTIFICATION D'UN MOTEUR A C.C
PAR LA METHODE DES MOINDRES CARRES RECURSIFS ET LA
MATRICE INSTRUMENTALE EN VUE D'UNE
COMMANDE DE VITESSE

Proposé par :

Mme K. BENHAMZA

Etudié par :

KACHEBI

Nasser

Dirigé par :

Mme K. BENHAMZA

PROMOTION Juin 1991

J Yemma

J Nava

J ysthma d' wseyethma

J Elfamilis ilkel

D' imdukel y yetsawim

Jer thofath.

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier et à exprimer ma gratitude
à Mme.K.BENHAMZA pour ses conseils, ses remarques
bienveillantes et sa disponibilité permanente.

Je remercie également tous ceux qui ont contribué
à ma formation et toutes les personnes qui m'ont aidées et
orientées.

DEFINITION DES VARIABLES ET CONSTANTES UTILISEES

- Ω : pulsation d'alimentation
- t : temps en seconde
- Θ : temps angulaire
- ψ, ψ' : angles d'allumage et d'extinction.
- ψ'' : angle de synchronisation
- i : courant
- $R, L, \Delta e$: résistance et inductance $\Delta e = \frac{\omega L}{R}$
- $J, f, \Delta m$: moment d'inertie, coefficient de friction $\Delta m = \frac{J\omega}{f}$
- T_c : couple de charge
- K : constante f.e.m du moteur
- V_m : amplitude de la tension d'alimentation
- ξ_{1c} : valeur réduite du couple de charge
- ξ_1 : valeur réduite du courant de charge
- ξ_2 : valeur réduite de la vitesse
- U : variable d'état du régulateur (P.I)
- K_c : coefficient proportionnel du régulateur (P.I)
- ν : coefficient intégrale du régulateur (P.I)
- θ : vecteur paramètres

TABLE DES MATIERES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION

CH 1 -RAPPEL SUR LA COMMANDE NUMERIQUE DE VITESSE EN REGIME HACHE DU COURANT .

INTRODUCTION.

I-1 ALIMENTATION D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU PAR UN PONT
MONOPHASE DE THYRISTORS.

I-2 MODELISATION DE L'ENSEMBLE CONVERTISSEUR-MOTEUR.

I-3 PRINCIPE DE REGULATION DE VITESSE D'UN MOTEUR A COURANT
CONTINU.

CH 2 -RAPPEL SUR LES METHODES D'IDENTIFICATION.

INTRODUCTION.

II-1 GENERALITES.

II-2 METHODE DES MOINDRES CARRES SIMPLES (M.C.S).

II-3 METHODE DES MOINDRES CARRES RECURSIFS (M.C.R).

II-4 METHODE DE LA MATRICE INSTRUMENTALE (M.I).

II-5 METHODE DE LA MATRICE INSTRUMENTALE RECURSIVE (M.I.R).

CH 3 -IDENTIFICATION DU MOTEUR A COURANT CONT

INTRODUCTION

III-1 SIMULATION DU FONCTIONNEMENT DE L'ENSEMBLE
CONVERTISSEUR-MOTEUR.

III-2 CHOIX DES ENTREES.

III-3 LES MODELES D'IDENTIFICATION

III-4 EXPLOITATION DES RESULTATS ET COURBES OBTENUS.

CH 4 -COMMANDE NUMERIQUE DIRECTE DU CONVERTISSEUR .

INTRODUCTION

IV-1 REGULATION DE VITESSE DU SYSTEME.

IV-2 REGULATION DE VITESSE DU MODELE.

IV-3 LIEU DES RACINES.

IV-4 INTERET DE LA REGULATION NUMERIQUE.

IV-5 INTERET DE L'IDENTIFICATION DANS LA REGULATION
NUMERIQUE DE VITESSE DU CONVERTISSEUR-MOTEUR.

CONCLUSION

INTRODUCTION

INTRODUCTION

Les stratégies de commande des processus industriels nécessitent la connaissance de leur paramètres.

Le moteur à courant continu est souvent une partie essentielle de ces processus. Ses performances dépendent donc pour une bonne part de la précision d'obtention de ces paramètres.

Dans ce sens, nous allons identifier les paramètres d'un moteur à courant continu par la méthode des moindres carrés récurrente et la matrice instrumentale avec les deux approches (on-line et off-line).

Dans le premier chapitre nous présentons le moteur alimenté par le pont à thyristors monophasé et ses modes de fonctionnement.

Dans le deuxième chapitre nous abordons l'identification dans son aspect théorique, en présentant certaines généralités et les développements des différents algorithmes.

Dans le troisième chapitre nous réalisons la régulation de vitesse du moteur et du modèle.

Finalement nous concluons sur le travail réalisé et sur une proposition pour une éventuelle continuation .

CHAPTER III

RAPPEL SUR LA COMMANDE NUMERIQUE DE VITESSE EN REGIME HACHE DU COURANT

INTRODUCTION :

De nombreuses applications industrielles nécessitent l'utilisation, pour les entrainements réglés, de moteurs à courant continu alimentés par un pont monophasé à thyristores en régime haché .

Les performances de l'ensemble moteur-convertisseur sont médiocres, d'où la nécessité d'une bonne identification du système, pour une commande numérique plus efficace .

I-1 ALIMENTATION D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU PAR UN PONT MONOPHASE A THYRISTORS :

Le moteur à courant continu est alimenté par un pont monophasé constitué de thyristors fonctionnant par paires. Le pont à son tour est attaqué par une tension monophasée.

L'allumage des thyristors se fait simultanément à chaque fois sur une paire de la diagonale.

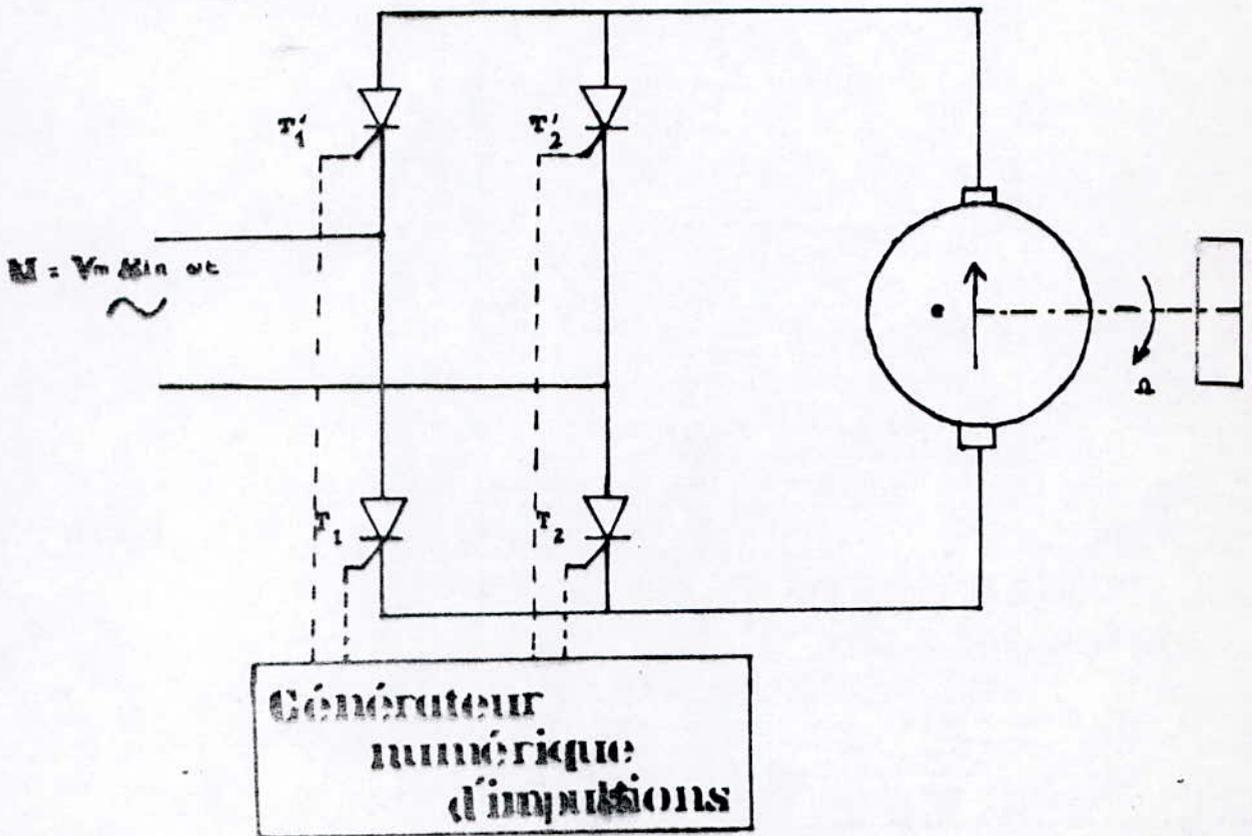


figure I.1 : schéma principal du système

I-2 MODELISATION DE L'ENSEMBLE CONVERTISSEUR-MOTEUR :

I-2-1 CONDUCTION EN REGIME HACHE:

Selon le dispositif d'alimentation choisi, on obtient un régime de fonctionnement haché.

Il y a deux modes principaux de fonctionnement, l'un avec conduction de courant, l'autre avec courant nul.

L'annulation du courant est provoquée par un blocage des thyristors qui étaient en conduction quand le courant devient négatif.

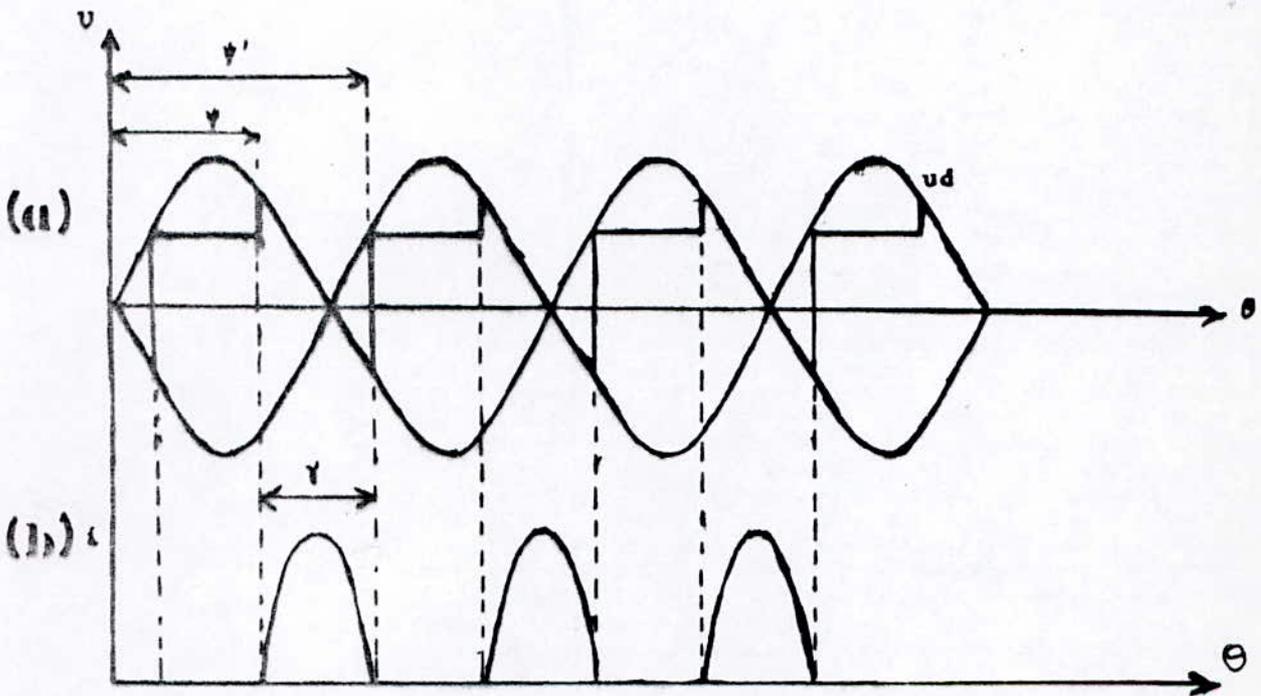


fig -1.1- a) tension U_d aux bornes du moteur.
b) courant i en régime haché.

I-2-2 EQUATIONS DU MOTEUR :

le moteur à courant continu est représenté par deux équations

électrique :

$$L\omega \frac{di}{d\Theta} + R.i + e = V_m \cdot \sin(\Theta) \quad (I-1)$$

mécanique :

$$J\omega \frac{d\Omega}{d\Theta} + f.\Omega + \Gamma_c = K.i \quad (I-2)$$

Pour une meilleur manipulation de ces équations, on utilise des variables réduites :

$$\xi_1 = R.i/V_m \quad C = K^2/R.f \quad \Delta e = L.\omega/R$$

$$\xi_2 = K.\Omega/V_m \quad \Delta m = J.\omega/f$$

Les équations (I-1) et (I-2) deviennent :

$$\Delta e \cdot \frac{d\xi_1}{d\Theta} = -\xi_1 - \xi_2 + \sin(\Theta). \quad (I-3)$$

$$\Delta m \cdot \frac{d\xi_2}{d\Theta} = C.\xi_1 - \xi_2 - C.\xi_1 C \quad (I-4)$$

I-3 PRINCIPE DE REGULATION DE VITESSE D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU

Le régulateur de vitesse d'un moteur à courant continu est un traitement d'informations réalisé par une séquence de fonctions. [1]

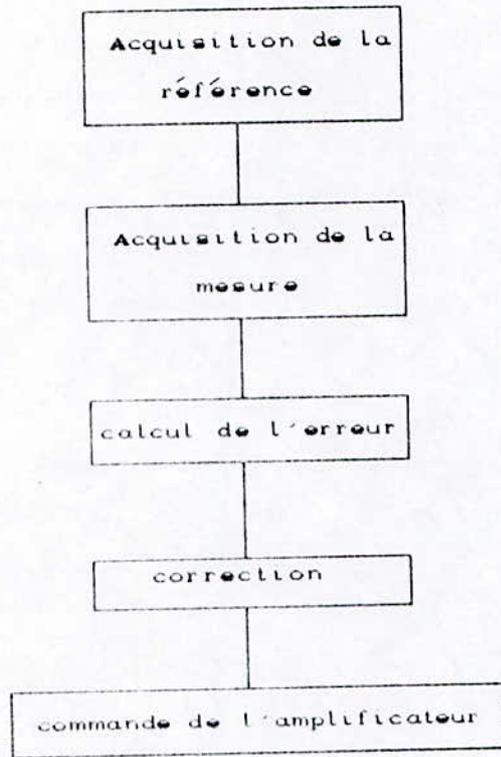


Fig -1.3- Organigramme d'une régulation

Toutes les fonctions de traitement sont réalisées par ordinateur

CHAPTER III

RAPPEL SUR LES METHODES D'IDENTIFICATION

II-1 GENERALITES :

La commande numérique des machines a de grands avantages (facilité d'utilisation, souplesse des algorithmes utilisés,.....) . En utilisant certaines hypothèses, un modèle simple d'un petit moteur à courant continu en régime haché du courant est proposé en vue d'une commande de vitesse. Ce modèle est le résultat d'une identification réalisée grâce à certaines méthodes en bloc et récursives. Celles-ci déterminent, en se basant sur la connaissance des entrées et des sorties d'un procédé, un modèle appartenant à une classe spécifiée, équivalent au procédé. [4]

Il s'agit donc de déterminer un modèle de représentation dans ce but on procédera par deux étapes :

a) caractérisation :

Il s'agit de se fixer un modèle .Celui auquel nous nous intéressons décrit le comportement du système autour d'un point de fonctionnement particulier pour de petites variations. Il reste à choisir le type de modèle (continu, discret,) .

Le calculateur est un outil de plus en plus courant dans l'industrie. Il est plus judicieux d'opter pour un modèle discret .

b) équivalence :

La validité du modèle est directement liée aux valeurs estimées des paramètres, elle est confirmée par rapport à un critère numérique qu'on définit .Ce dernier exprime quantitativement l'écart entre système et modèle .

Le modèle copie correctement le fonctionnement du système d'autant plus que le critère est minimalisé. Pour cela on dispose de nombreuses méthodes telles que :

statistiques :

les mesures sont traitées comme des variables aléatoires. On affecte une variance aux paramètres qui indique la précision de l'identification .

programmation linéaire :

il s'agit de minimiser un critère par certaines méthodes telles que :

- méthode du gradient .
- de NEWTON - RAPHSON .
- de GAUSS - NEWTON . [6]

La figure suivante schématise globalement la méthode

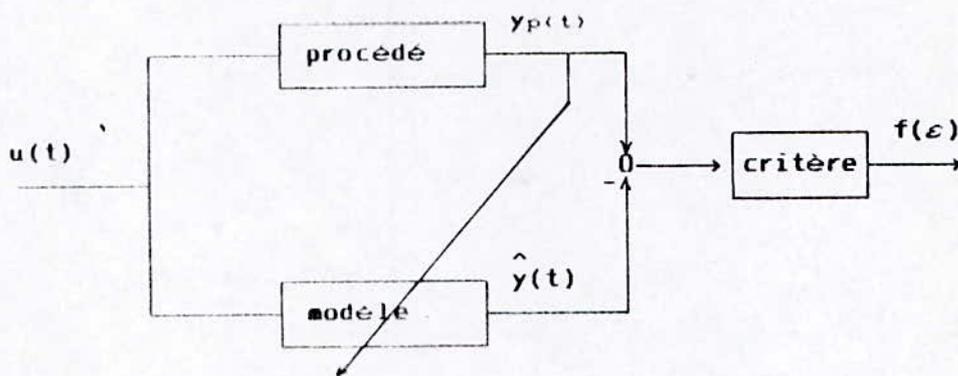


Fig -11.1 -

Etude du modèle :

Comme nous l'avons indiqué, considérons un système dont le modèle peut être assimilé à une expression échantillonnée linéaire écrite sous forme d'équations aux différences suivantes :

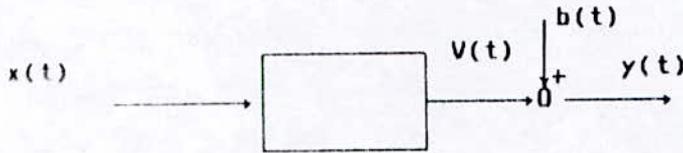
$$V(t) + \sum_{i=1}^n a_i V(t-i) = \sum_{i=0}^p b_i u(t-i) \quad (II-1)$$

où $V(t)$: représente la sortie " idéale " du système .
 $u(t)$: " l'entrée du processus .

Dans la suite de l'exposé on supposera que le bruit du système peut être ramené en sortie du procédé (supposée linéaire), ainsi la sortie réelle (mesurée) est :

$$y(t) = V(t) + b(t)$$

Ce qui conduit à la représentation schématique suivante :



$b(t)$: bruit additif en sortie (de mesure et de fonctionnement)

Nous aurons alors :

$$y(t) + \sum_{i=1}^n a_i \cdot y(t-i) = \sum_{i=0}^p b_i \cdot x(t-i) + e(t) + b(t) + \sum_{i=1}^n a_i \cdot b(t-i)$$

Le retard pur :

Dans le cas d'un procédé présentant un retard pur, on le prend en compte (en nombre entier de périodes d'échantillonnage) à travers une translation des données de l'entrée. ce qui est peut probable dans les cas du moteur à continu.

l'équation devient :

$$y(t) + \sum_{i=1}^n a_i \cdot y(t-i) = \sum_{i=0}^p b_i \cdot x(t-i-r) + b(t) + \sum_{i=1}^n a_i \cdot b(t-i)$$

Choix de la période d'échantillonnage :

Selon le théorème de SHANON, la fréquence d'échantillonnage doit être au moins 2 fois plus grande que la plus grande des fréquences contenues dans le spectre du signal que l'on échantillonne. Dans notre cas il suffit de prendre cette fréquence largement plus grande que la fréquence que celle du système.

II-2 METHODE DES MOINDRES CARRES SIMPLES

INTRODUCTION :

La méthode des moindres carrés introduite par Gauss au début du XIX^{eme} siècle peut être utilisée afin de déterminer les paramètres optimaux d'une équation linéaire vis à vis de ses paramètres, quand on minimise la somme des carrés des écarts entre les valeurs issues d'une mesure et les valeurs obtenues par l'équation.

Soit par exemple une séquence de valeurs d'un signal $X(t)$ appliquée à l'entrée d'un système pour différentes valeurs du temps

$$[X(t), X(2t), \dots, X(Nt)]$$

et soit la séquence correspondante apparaissant à la sortie du système

$$[Y(t), Y(2t), \dots, Y(Nt)].$$

Prenons, pour caractériser le système, comme modèle l'équation suivante :

$$y(t) + a \cdot y(t-1) = b \cdot x(t-1) \quad (\text{II-2})$$

caractérisée par les paramètres "a" et "b".

La méthode des M.C.S permet de rechercher le minimum de la somme :

$$C = \sum_{\alpha=2}^N e^2(\alpha \cdot T) \quad (\text{II-3})$$

avec $e(\alpha \cdot T) = y(\alpha \cdot T) + a \cdot y((\alpha-1) \cdot T) - b \cdot x((\alpha-1) \cdot T)$

vis à vis des paramètres "a" et "b". [2]

EXPOSE DE LA METHODE

Rappelons l'équation du système :

$$y(t) + \sum_{i=1}^n a_i y(t-i) = \sum_{i=0}^p b_i x(t-i) + e(t) \quad (II-4)$$

Avec les N mesures de l'entrée et de la sortie on peut écrire

$$\begin{bmatrix} y(i+1) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ y(i+N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -y(i) & -y(i-1) & \dots & -y(i-n+1) & x(i+1) & \dots & x(i+1-p) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ -y(i+N-1) & \dots & -y(i+N-n) & x(i+N) & \dots & x(i+N-p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ a_n \\ b_0 \\ \cdot \\ \cdot \\ b_p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e(i+1) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ e(i+N) \end{bmatrix}$$

qui est de la forme suivante :

$$\underline{Y} = \underline{X} \cdot \underline{\theta} + \underline{E} \quad (II-5)$$

\underline{Y} : représente le vecteur des sorties

\underline{X} : " la matrice formée des données entrées-sorties

$\underline{\theta}$: " le vecteur des paramètres à estimer

\underline{E} : " le vecteur des résidus ou bruit généralisé .

Ainsi, C s'écrira comme suit:

$$C = \sum_{i=1}^N e_i^2 = \underline{E}^T \cdot \underline{E} \quad (II-6)$$

minimisons C par rapport à $\underline{\theta}$:

$$C = (Y - X\underline{\theta})^T (Y - X\underline{\theta}) = Y^T \cdot Y - \underline{\theta}^T \cdot X^T \cdot Y - Y^T \cdot X \cdot \underline{\theta} + \underline{\theta}^T \cdot X^T \cdot X \cdot \underline{\theta}$$

$$\left[\frac{\delta C}{\delta \underline{\theta}} \right] = -2 \cdot X^T \cdot Y + 2 \cdot X^T \cdot X \cdot \underline{\theta} = (0)_{\underline{\theta} = \hat{\underline{\theta}}}$$

$$\hat{\underline{\theta}} = (X^T \cdot X)^{-1} (X^T \cdot Y) \quad (\text{II-7})$$

La matrice :

$$\left[\frac{\delta^2 C}{\delta \underline{\theta}^2} \right] = -2 \cdot X^T \cdot X$$

est symétrique, définie positive ou nulle. Donc le critère est bien minimum. La condition de régularité de la matrice $(X^T \cdot X)$ doit être satisfaite pour le calcul de l'estimateur $\hat{\underline{\theta}}$.

$\hat{\underline{\theta}}$ est une variable aléatoire, puisque fonction de $y(i)$ elle même variable aléatoire. Il serait donc intéressant d'étudier son biais. Un estimateur est dit non biaisé si :

$$EM(\hat{\underline{\theta}}) = \underline{\theta} \quad (\text{II-8})$$

Dans le cas des M.C.S on a :

$$\begin{aligned} EM(\hat{\underline{\theta}}) &= EM (X^T \cdot X)^{-1} (X^T \cdot Y) = EM ((X^T \cdot X)^{-1} \cdot X^T \cdot (X \cdot \underline{\theta} + E)) \\ &= \underline{\theta} + EM ((X^T \cdot X)^{-1} \cdot X^T \cdot E) \end{aligned}$$

L'estimateur sera non biaisé si \underline{e} est non corrélé avec X .

Supposons cette hypothèse vérifiée et calculons la matrice de covariance qu'on notera $C_{\underline{\theta} \underline{\theta}}$

$$C_{\underline{\theta} \underline{\theta}} = E \left[(\underline{\theta} - \hat{\underline{\theta}})^T (\underline{\theta} - \hat{\underline{\theta}}) \right]$$

$$= \left[(X^T X)^{-1} X^T e \cdot e^T X (X \cdot X^T)^{-1} \right]$$

Si e est blanc, de variance σ^2

$$C_{\underline{\theta} \underline{\theta}} = \sigma^2 (X^T X)^{-1} \quad (II-9)$$

Un estimateur non biaisé de σ^2 est donné comme suit :

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{M-m} \hat{e}^T \cdot \hat{e} = \frac{1}{M-m} \left[\underline{Y} - X \cdot \hat{\underline{\theta}} \right]^T \cdot \left[\underline{Y} - X \cdot \hat{\underline{\theta}} \right] \quad (II-10)$$

M, m : représente les dimensions de la machine $X(N-n, n+p+1)$.

\hat{e} : représente l'estimateur des résidus .[4]

II-3 METHODE DES MOINDRES CARRÉS SIMPLES RECURSIFS (M.C.R) :

La méthode des M.C.S peut être utilisée en temps réel ou de façon récursive .

Soit l'estimateur $\underline{\theta}_{-N}$ déterminé pour N mesures d'entrées sorties :

$$\hat{\underline{\theta}}_{-N} = (X_N^T X_N)^{-1} \cdot X_N^T \cdot \underline{Y}_{-N} \quad (II-11)$$

Si on acquiert une mesure supplémentaire à l'instant $N+1$,
l'expression de l'estimateur deviendra :

$$\hat{\theta}_{N+1} = (X_{N+1}^T \cdot X_{N+1})^{-1} \cdot X_{N+1}^T \cdot Y_{N+1}$$

ou :

$$X_{N+1} = \begin{bmatrix} X_N \\ \vdots \\ x_{N+1} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad Y_{N+1} = \begin{bmatrix} Y_N \\ \vdots \\ y_{N+1} \end{bmatrix}$$

avec :

$$x_{N+1} = \begin{bmatrix} -y(N) \dots -y(N-n+1) & u(N+1) \dots u(N+p+1) \end{bmatrix}$$

$$X_{N+1}^T \cdot X_{N+1} = \begin{bmatrix} X_N & x(N+1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_N \\ x_{N+1} \end{bmatrix} = X_N^T \cdot X_N + x_{N+1}^T \cdot x_{N+1}$$

$$X_{N+1}^T \cdot Y_{N+1} = X_N^T \cdot Y_N + x_{N+1}^T \cdot y(N+1)$$

Donc :

$$\hat{\theta}_{N+1} = \left[X_N^T \cdot X_N + x_{N+1}^T \cdot x_{N+1} \right]^{-1} \cdot \left[X_N^T \cdot Y_N + x_{N+1}^T \cdot y(N+1) \right]$$

En utilisant le lemme d'inversion matricielle suivant :

$$(A+B \cdot C \cdot D)^{-1} = A^{-1} \cdot A^{-1} \cdot B \cdot \left[C^{-1} + D \cdot A^{-1} \cdot B \right]^{-1} \cdot D \cdot A^{-1}$$

$$\text{avec : } A = X_N^T \cdot X_N \quad ; \quad B = x_{N+1}^T \quad ; \quad C = I \quad ; \quad D = x_{N+1}$$

on obtient après calcul :

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_{N+1} = \hat{\theta}_N - (X_N^T \cdot X_N)^{-1} \cdot x_{N+1}^T \cdot \left[1 + x_{N+1} \cdot (X_N^T \cdot X_N)^{-1} \cdot x_{N+1}^T \right]^{-1} \\ \cdot \left[x_{N+1} \cdot \hat{\theta}_N + x_{N+1} \cdot (X_N^T \cdot X_N)^{-1} \cdot x_{N+1}^T \cdot y(N+1) \right] \\ + (X_N^T \cdot X_N)^{-1} \cdot x_{N+1}^T \cdot y(N+1) \end{aligned}$$

La quantité $(x_{N+1} \cdot (X_N^T \cdot X_N)^{-1} \cdot x_{N+1}^T)$ est un scalaire .

L'expression finale de $\hat{\theta}_{N+1}$ sera :

$$\hat{\theta}_{N+1} = \hat{\theta}_N + \frac{(X_N^T \cdot X_N)^{-1} \cdot x_{N+1}^T}{\left[1 + x_{N+1} \cdot (X_N^T \cdot X_N)^{-1} \cdot x_{N+1}^T \right]} \cdot \left[y(N+1) - x(N+1) \hat{\theta}_N \right]$$

Soit : $P_N = (X_N^T \cdot X_N)^{-1}$: appelée matrice de gain

elle peut être évaluée aussi récursivement .

$$P_{N+1} = P_N - K_{N+1} \cdot x_{N+1} \cdot P_N$$

ou

$$K_{N+1} = P_N \cdot x_{N+1}^T \cdot \left[1 + x_{N+1} \cdot P_N \cdot x_{N+1}^T \right]^{-1}$$

L'algorithme final sera :

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{\theta}_{N+1} = \hat{\theta}_N + K_{N+1} \cdot \left(y(N+1) - x_{N+1} \cdot \hat{\theta}_N \right) \\ K_{N+1} = P_N \cdot x_{N+1}^T \cdot \left(1 + x_{N+1} P_N x_{N+1}^T \right)^{-1} \\ P_{N+1} = P_N - K_{N+1} \cdot x_{N+1} \cdot P_N \end{array} \right. \quad (II-12)$$

Cet algorithme peut être initialisé grâce à un calcul préalable de $\hat{\theta}_N$ et P_N par les M.C.S.

P_N : représente $\sigma^2 \cdot (X_N^T X_N)^{-1}$.

Ou bien, on initialise avec une valeur quelconque $\hat{\theta}_0$ et dans ce cas, on prend $P_0 = \lambda \cdot I$, avec λ grand.

Les matrices $\hat{\theta}$, K et P sont réactualisées par l'acquisition de $y(N+1)$ et x_{N+1} .

II-4 METHODE DE LA MATRICE INSTRUMENTALE

INTRODUCTION :

L'estimateur des M.C.S présente en général un biais, qui est dû à la corrélation entre la matrice X d'entrée-sortie et le vecteur des résidus E . Pour remédier à cela, certains auteurs (BANON, S. GENIL ...) ont eu l'idée de remplacer X par une matrice Z .

Soit l'équation représentant le système :

$$y(t) + \sum_{l=1}^n a_l \cdot y(t-l) = \sum_{l=0}^p b_l \cdot x(t-l) + e(t)$$

Pour N mesures de l'entrée et de la sortie on obtient l'expression matricielle suivante :

$$\underline{Y} = X \cdot \underline{\theta} + \underline{E}$$

EXPOSE DE LA METHODE :

Soit une matrice Z de dimension $M \times m$

avec $M = N-n$ et $m = n+p+1$

on peut écrire :

$$Z^T \cdot \underline{Y} = Z^T \cdot X \cdot \underline{\theta} + Z^T \cdot \underline{E}$$

Z doit être tel que $(Z^T \cdot X)$ soit inversible, on aura alors :

$$\underline{\theta} = (Z^T \cdot X)^{-1} \cdot Z^T \cdot \underline{Y} - (Z^T \cdot X)^{-1} \cdot Z^T \cdot \underline{E}$$

considérons l'estimateur $\hat{\underline{\theta}}$:

$$\hat{\underline{\theta}} = (Z^T \cdot X)^{-1} \cdot Z^T \cdot \underline{Y} \quad (\text{II-13})$$

Est appelé matrice instrumentale, toute matrice Z qui assure la convergence de $\hat{\underline{\theta}}$ vers le vecteur $\underline{\theta}$ au sens de la probabilité .

Pour que Z soit instrumentale, elle doit vérifier les conditions suivantes :

$$\frac{1}{M} \begin{matrix} Z^T \cdot R \longrightarrow 0 \\ M \longrightarrow 0 \end{matrix}$$

$$\frac{1}{M} \begin{matrix} Z^T \cdot X \longrightarrow A \\ M \longrightarrow \infty \end{matrix} \quad A : \text{régulière}$$

Les convergences doivent être vérifiées en probabilité .
On aura finalement :

$$\hat{\underline{\theta}} = \underline{\theta} + (Z^T \cdot X)^{-1} \cdot Z^T \cdot R$$

$$\hat{\underline{\theta}} - \underline{\theta} = (Z^T \cdot X)^{-1} \cdot Z^T \cdot R$$

$$\hat{\underline{\theta}} - \underline{\theta} \longrightarrow A^{-1} \cdot \underline{0} = \underline{0}$$

alors : $\hat{\underline{\theta}} \longrightarrow \underline{\theta}$

Effectivement l'estimateur $\hat{\underline{\theta}}$ converge en probabilité vers les valeurs réelles de $\underline{\theta}$.

La matrice Z peut être construite de plusieurs manières, selon les propositions de certains auteurs . Nous présentons dans cet exposé quelques exemples :

a | la matrice X :

La matrice X est une matrice instrumentale si ses éléments sont indépendants de ceux de \underline{E} , ce qui n'est pas généralement le cas .

b | la matrice optimale :

Dans ce cas on exprime la matrice X comme une somme d'une partie déterministe et d'une partie aléatoire, due aux bruits .

$$X = X_d + X_a$$

X_d : partie déterministe

X_a : partie aléatoire

La matrice instrumentale sera :

$$Z = R^{-1} X_d \quad (II-14)$$

R : matrice de covariance des résidus .

Puisque X_d n'est pas connue, cette méthode n'est pas utilisée en pratique . Certains auteurs ont proposé la matrice ci dessous :

$$Z = \begin{bmatrix} -y_m(N-1) & \dots & -y_m(N-n) & x(N) & \dots & -x(N-p) \\ \cdot & & \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & & \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & & \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & & \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & & \cdot & \cdot & & \cdot \\ -y_m(n) & \dots & -y_m(1) & x(n+1) & \dots & x(n+1-p) \end{bmatrix}$$

$y_m(t)$: sortie du modèle à l'instant t .

Nous avons affaire à un cas itératif, qui s'effectue en trois étapes :

- initialisation du calcul par une méthode des moindres carrés
- utilisation des paramètres obtenus pour le calcul de y_m aux divers instants, d'échantillonnage .
- calcul d'un nouvel estimateur par la méthode de la M.I .

c) la matrice de BANDON :

Pour former Z, on remplace dans x les colonnes relatives aux mesures de la sortie par des réalisations décalées de celle-ci .
 La M.I ainsi obtenue est dite " à observations retardées " .
 En effet, considérons le système du premier ordre suivant :

$$U(N+1) = a \cdot U(N) + b \cdot x(N)$$

$$Y(N) = U(N) + e(N)$$

$$y(N+1) = U(N+1) + e(N+1) = a \cdot U(N) + b \cdot x(N) + e(N+1)$$

$$y(N+1) = a \cdot y(N) + b \cdot x(N) + e(N+1) - a \cdot e(N)$$

où U : représente l'état du système .

y : représente la sortie du système .

e : représente le bruit du système .

la séquence $\{e(N)\}$ sera supposée non corrélée .

On définit la séquence de bruit par :

$\varepsilon(N) = e(N+1) - a \cdot e(N)$, qui est une séquence de variables aléatoires non indépendante .

on aura alors :

$$X^T \cdot \underline{\varepsilon} = \begin{bmatrix} y(N)y(N+1)\dots \\ x(N)x(N+1)\dots \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e(N+1) - a \cdot e(N) \\ e(N+2) - a \cdot e(N+1) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix}$$

on remarque que les termes $y(N), y(N+1), \dots$, dépendent des termes

$$\left[e(N+1) - a \cdot e(N) \right], \left[e(N+2) - a \cdot e(N+1) \right], \dots$$

par contre, les termes $y(N-1), y(N), \dots$, sont indépendants des

$$\text{termes } \left[e(N+1) - a \cdot e(N) \right], \left[e(N+2) - a \cdot e(N+1) \right], \dots$$

Donc on retardant les observations, on obtiendra un estimateur sans biais, d'où :

$$Z^T \cdot \underline{\varepsilon} = \begin{bmatrix} y(N-1) & y(N) & \dots \\ x(N) & x(N+1) & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e(N+1) - a \cdot e(N) \\ e(N+2) - a \cdot e(N+1) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix}$$

Dans le cas général , correspondant à la classe de notre modèle, la matrice instrumentale à observations retardées sera donnée par :

$$Z = \begin{bmatrix} -y(N-1-K) & \dots & -y(N-n-K) & x(N) & \dots & x(N-p) \\ \cdot & & \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & & \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & & \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & & \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & & \cdot & \cdot & & \cdot \\ -y(n-k) & \dots & -y(1-k) & x(n+1) & \dots & x(n+1-p) \end{bmatrix}$$

Où $K \geq n$ pour qu'il y ait non corrélation entre Z et ε (proposition de M^{me} S.GENTIL) .

Remarque : on ignore la valeur à donner à K , il est nécessaire d'en essayer plusieurs . Pour cela, on se basera sur un critère qui sera minimale pour la valeur optimale de ce paramètre .

II-4-1 VARIANCE DES RESIDUS :

Un estimateur des résidus est donné par :

$$\hat{\underline{E}} = \underline{Y} - \underline{X} \cdot \hat{\underline{\theta}}$$

sa convergence en probabilité est assurée car

$$\begin{aligned} \hat{\underline{E}} &= \underline{Y} - \underline{X} \cdot (\underline{\theta} + (\underline{Z}^T \cdot \underline{X})^{-1} \cdot \underline{Z}^T \cdot \underline{E}) \\ &= \underline{E} - \underline{X} \cdot ((\underline{Z}^T \cdot \underline{X})^{-1} \cdot \underline{Z}^T \cdot \underline{E}) \end{aligned}$$

avec

$$\left. \begin{array}{l} \frac{1}{M} Z^T \cdot \underline{E} \longrightarrow \underline{0} \\ \frac{1}{M} Z^T \longrightarrow A \end{array} \right\} \Rightarrow \hat{\underline{E}} \longrightarrow \underline{E}$$

Par ailleurs, si la variance des résidus n'est pas connue, un estimateur non biaisé de cette variance est donné par :

$$\begin{aligned} \sigma_e^2 &= \frac{1}{M} \underline{E}^T \cdot \underline{E} = \frac{1}{M} \left[X(\underline{\theta} - \hat{\underline{\theta}}) + \underline{E} \right]^T \cdot \left[X(\underline{\theta} - \hat{\underline{\theta}}) + \underline{E} \right] \\ &= \frac{1}{M} \left[(\underline{\theta} - \hat{\underline{\theta}})^T \cdot X^T \cdot X \cdot (\underline{\theta} - \hat{\underline{\theta}}) + \underline{E}^T \cdot \underline{E} + \underline{E}^T \cdot X \cdot (\underline{\theta} - \hat{\underline{\theta}}) + (\underline{\theta} - \hat{\underline{\theta}}) \cdot X^T \cdot \underline{E} \right] \end{aligned}$$

et $\underline{\theta} \longrightarrow \hat{\underline{\theta}}$

$$\frac{1}{M} \underline{E}^T \cdot \underline{E} \longrightarrow \sigma^2$$

$$\Rightarrow \hat{\sigma}_e^2 \longrightarrow \sigma_e^2$$

Remarque : la précision de l'estimateur est donnée par la variance .

II-5] METHODE DE LA MATRICE INSTRUMENTALE RECURSIVE

L'algorithme, pour la matrice instrumentale en temps réel s'obtient par des calculs tout à fait identiques à ceux effectués pour les M.C.R, ne différant que par la substitution de X^T par Z^T .

on obtient alors :

$$\begin{cases} \hat{\theta}_{N+1} = \hat{\theta}_N + K_{N+1} \cdot \left(y(N+1) - x_{N+1} \cdot \hat{\theta}_N \right) \\ K_{N+1} = P_N \cdot z_{N+1}^T \cdot \left(1 + x_{N+1} P_N \cdot z_{N+1}^T \right)^{-1} \\ P_{N+1} = P_N - K_{N+1} \cdot x_{N+1} \cdot P_N \end{cases} \quad (II-15)$$

$$x_{N+1} = \left[-y(N) \dots -y(N-n+1) \quad u(N+1) \dots u(N+p+1) \right] \quad (II-16)$$

$$z_{N+1} = \left[-y(N-k) \dots -y(N-n+1-k) \quad u(N+1) \dots u(N+p+1) \right] \quad (II-17)$$

Variance des résidus :

pour N mesures, l'estimateur $\hat{\sigma}_{eN}^2$ de la variance des résidus est :

$$\hat{\sigma}_{eN}^2 = \frac{1}{M} E_{-N}^T \cdot E_{-N} \quad (II-18)$$

M : représente le nombre d'équations écrites .

m : n+p+1

STRUCTURE DE L'IDENTIFICATION RECURRENTE :

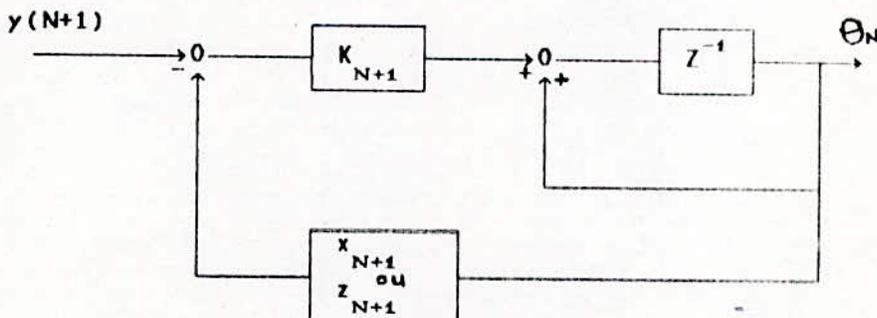


Fig (II-1)

CHAPTER

III

IDENTIFICATION DU MOTEUR A COURANT CONTINU

INTRODUCTION

L'identification de l'ensemble pont-convertisseur exige une connaissance préalable du système, pour un meilleur choix des entrées sensibilisantes.

Ce travail sera réalisé par simulation.

La simulation numérique du fonctionnement de l'ensemble pont-convertisseur (des différentes variables) s'effectue par une méthode pas à pas.

III-1 SIMULATION DU FONCTIONNEMENT DE L'ENSEMBLE PONT-CONVERTISSEUR :

Pour la résolution du système d'équations différentielles linéaires nous avons opté pour l'utilisation de l'algorithme de RUNGE KUTTA du 4^{ème} ordre (pour les deux modes de fonctionnement). Les équations (I-3) et (I-4) sont intégrées simultanément à partir de l'angle d'allumage jusqu'à l'angle d'extinction, la vitesse et le courant sont calculés.

Le mode de non conduction est déterminé à l'annulation du courant par un test. Il est donné par les équations :

$$\xi_1 = 0 \quad (\text{III-1})$$

$$\Delta m \cdot \frac{d\xi_2}{d\Theta} = -\xi_2 - C \cdot \xi_{1c} \quad (\text{III-2})$$

qui sont intégrées à partir de l'angle d'extinction jusqu'à l'angle d'allumage suivant .

algorithme de simulation :

Notre système est de la forme :

$$\frac{d\xi_1}{d\Theta} = f_1(\Theta, \xi_1, \xi_2) \quad (\text{III-3})$$

$$\frac{d\xi_2}{d\Theta} = f_2(\Theta, \xi_1, \xi_2) \quad (\text{III-4})$$

l'algorithme d'intégration du système d'équations différentielles linéaires, utilisant la méthode de RUNGE KUTTA d'ordre 4 est le suivant :

$$\xi_1(i+1) = \xi_1(i) + (K_{11} + 2 \cdot K_{12} + 2 \cdot K_{13} + K_{14}) / 6 \quad (\text{III-5})$$

$$\xi_2(i+1) = \xi_2(i) + (K_{21} + 2 \cdot K_{22} + 2 \cdot K_{23} + K_{24}) / 6 \quad (\text{III-6})$$

si H est le pas de calcul

$$K_{11} = H \cdot F_1(\Theta, \xi_1(i), \xi_2(i))$$

$$K_{21} = H \cdot F_2(\Theta, \xi_1(i), \xi_2(i))$$

$$K_{12} = H \cdot F_1(\Theta + H/2, \xi_1(i) + K_{11}/2, \xi_2(i) + K_{12}/2)$$

$$K_{22} = H \cdot F_2(\Theta + H/2, \xi_1(i) + K_{11}/2, \xi_2(i) + K_{12}/2)$$

$$K_{13} = H \cdot F_1(\Theta + H/2, \xi_1(i) + K_{21}/2, \xi_2(i) + K_{22}/2)$$

$$K_{23} = H \cdot F_2(\Theta + H/2, \xi_1(i) + K_{21}/2, \xi_2(i) + K_{22}/2)$$

$$K_{14} = H \cdot F_1(\Theta + H, \xi_1(i) + K_{31}, \xi_2(i) + K_{32})$$

$$K_{24} = H \cdot F_2(\Theta + H, \xi_1(i) + K_{31}, \xi_2(i) + K_{32})$$

III-2 CHOIX DES ENTREES :

Il est évident que certaines entrées sont meilleures que d'autres du point de vue de l'identification : elles doivent en premier lieu assurer la convergence des paramètres dans le cas des algorithmes récursifs. L'entrée appliquée ne doit pas perturber fortement le système.

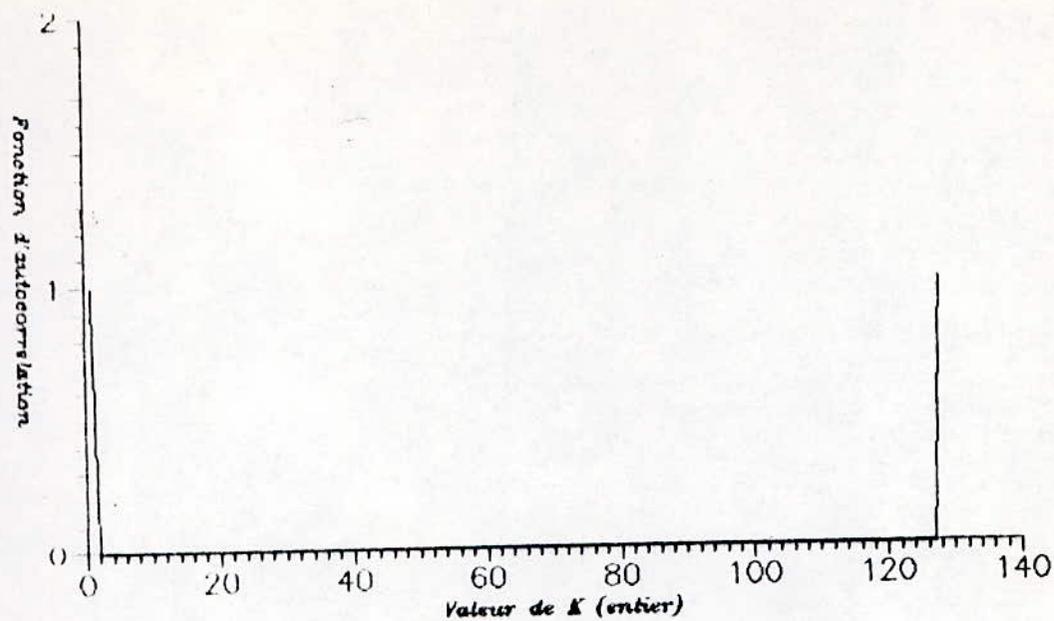


FIG - 1 - FONCTION D'AUTOCORRELATION DE LA S.B.P.A DE LONGUEUR MAXIMALE

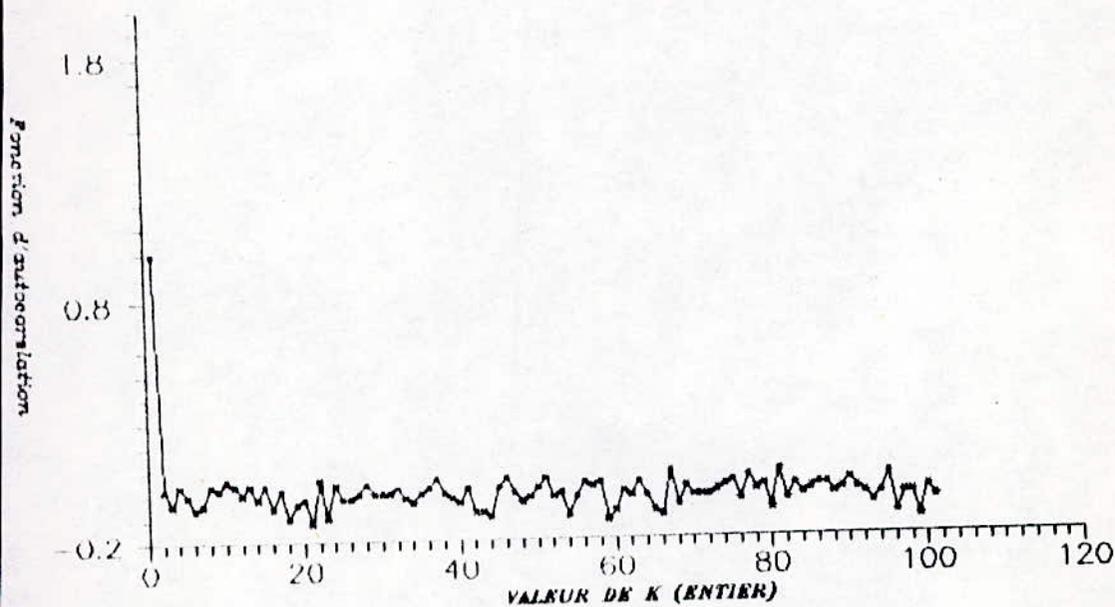


FIG - 2 - FONCTION D'AUTOCORRELATION DE LA S.B.P.A DE LONGUEUR INFÉRIEURE A LA LONGUEUR MAXIMALE

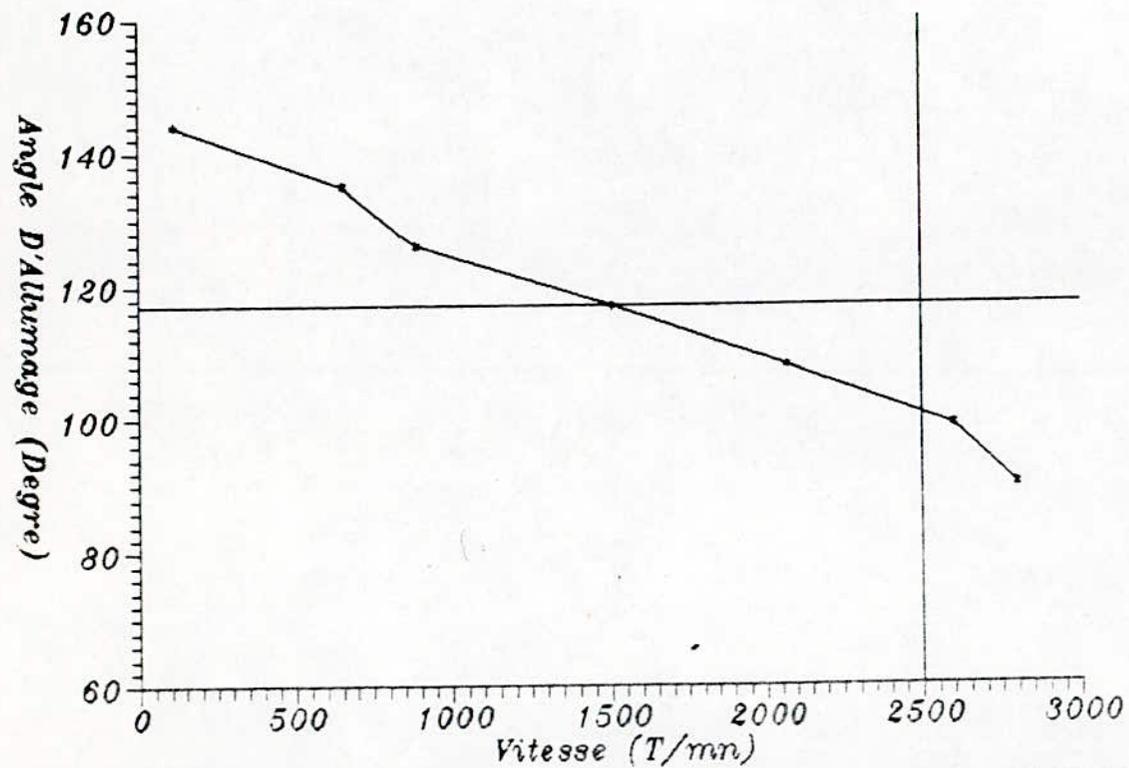


FIG - 3 - CARACTERISTIQUE VITESSE-ANGLE D'ALLUMAGE
EN CHARGE

Il s'agit d'identifier une unité industrielle sans interrompre son fonctionnement normale, donc finalement le bruit doit perturber le moins possible la sortie et avoir un spectre très riche. Un tel signal existe, c'est la séquence binaire aléatoire S.B.P.A.

Elle a pour fonction d'autocorrelation celle d'un bruit blanc (voir fig 1et2-)et permet une bonne excitation de la dynamique du

moteur, c'est à dire ses modes.

Avant de lancer la S.B.P.A, nous devons au préalable appliquer des échelons positifs et négatifs au point de fonctionnement. Pour cela on détermine l'angle d'allumage correspondant à partir de la caractéristique $\Omega=f(\psi)$.(voir fig-3-)

III-2-1 LES ENTREES EN ECHELON :

Pour une bonne identification, un bon choix de la période d'échantillonnage et de l'amplitude (variation de l'angle d'allumage) de la séquence s'impose.

Dans ce but on doit mettre en évidence le régime statique du moteur en appliquant des échelons positifs et négatifs. Les gains obtenus nous permettront une bonne évaluation de l'amplitude de la S.B.P.A et les constantes de temps qui nous donneront la période de celle-ci, respectant le théorème de shanon.

Les organigrammes de ces différents essais sont donnés en annexe.

Les courbes obtenues par les simulations sont données par les figures(5-6-7 et 8). On remarque dans celles-ci que pour le point de fonctionnement choisi, le système est plus lent en montée qu'en descente ce qui est explicable par l'ajout du terme

$\Delta_m \left(\frac{d^2 \theta}{dt^2} \right)$ au terme du couple de charge et son retranchement dans le cas contraire.(voir les équations (I-3) et (I-4))

III-2-2 LA SEQUENCE BINAIRE ALÉATOIRE :

Du point de vue statistique la S.B.P.A peut être considérée comme un signal aléatoire.

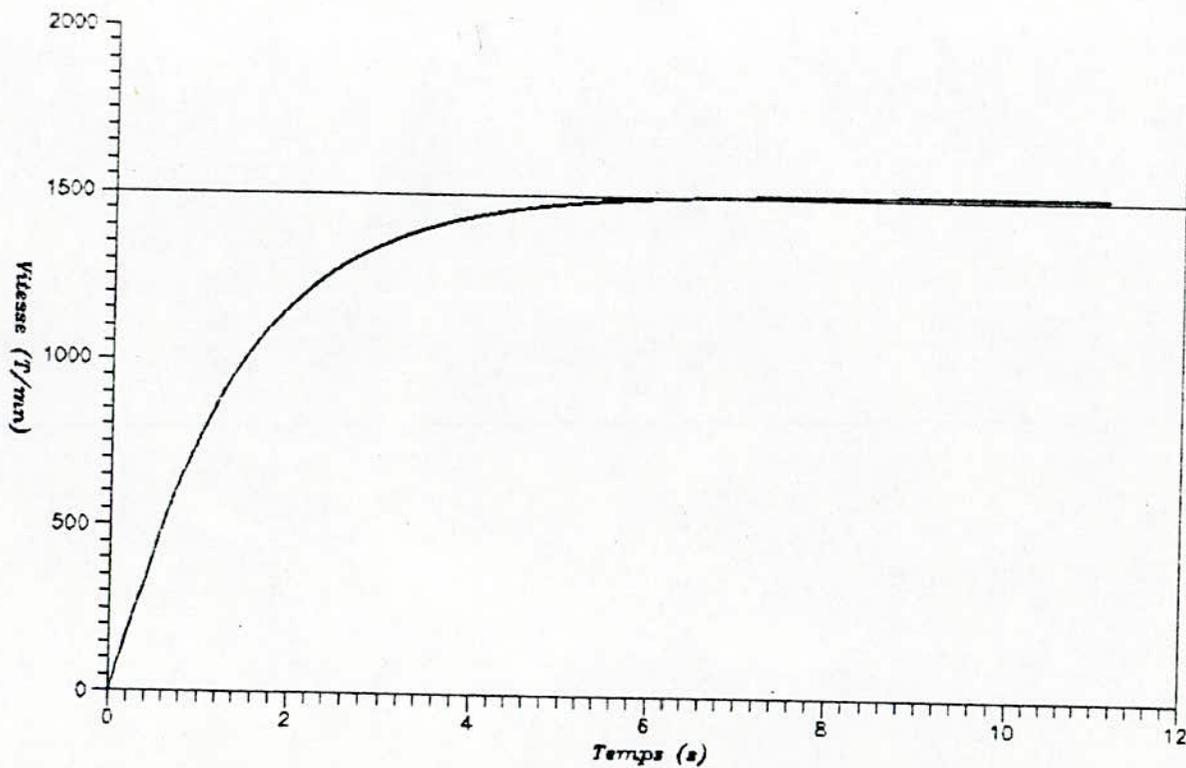


FIG - 4 - FONCTIONNEMENT DU MOTEUR
de 0 A 1500 (T/min)

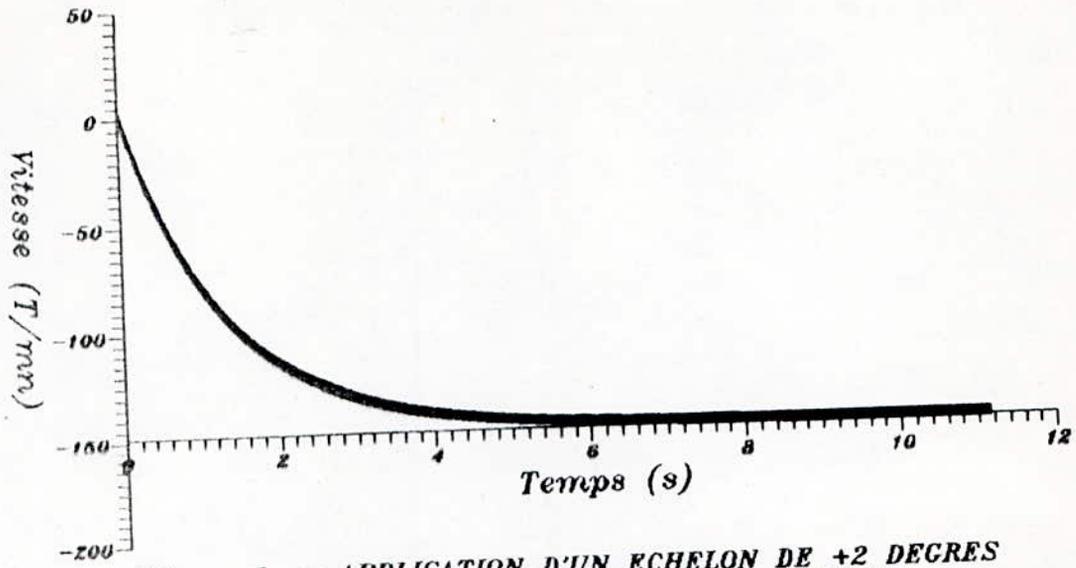


FIG - 5 - APPLICATION D'UN ECHELON DE +2 DEGRES
 AU POINT DE FONCTIONNEMENT
 1500 (T/mn)

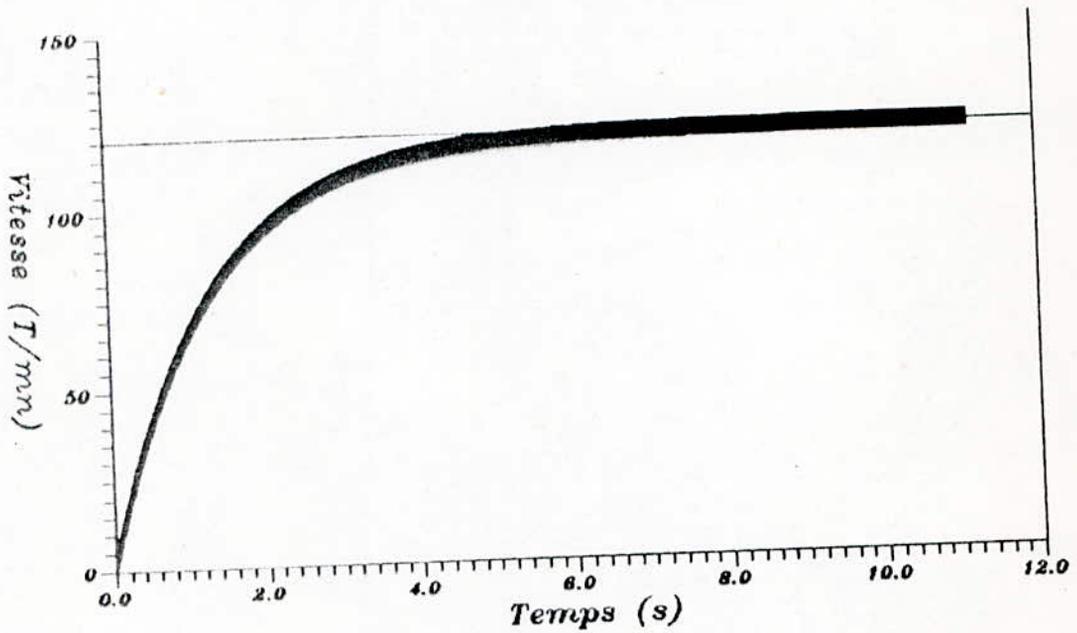


FIG - 6 - APPLICATION D'UN ECHELON DE -2 DEGRES
 AU POINT DE FONCTIONNEMENT
 1500 (T/mn)

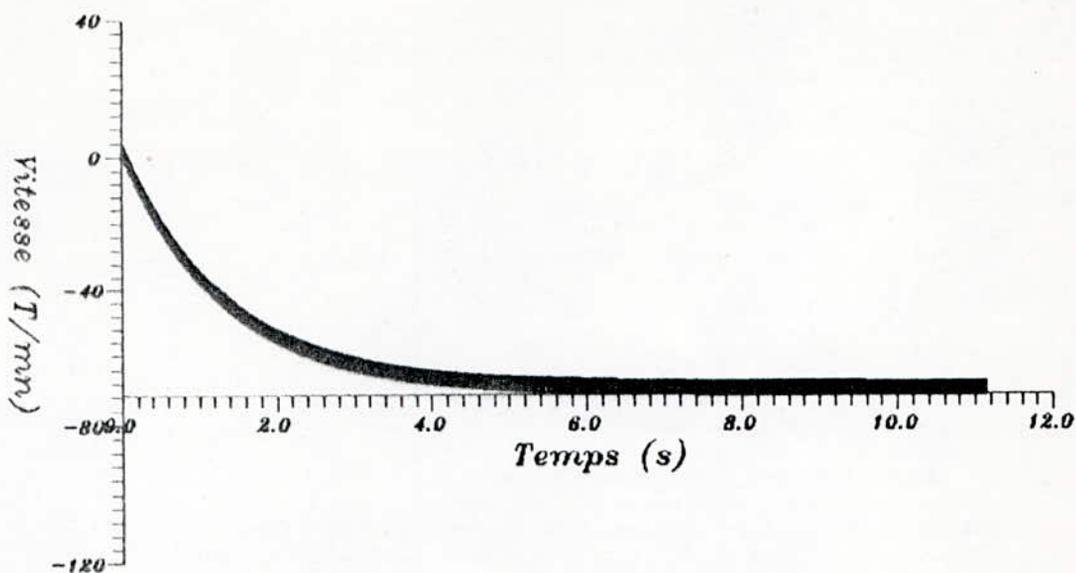


FIG - 7 - APPLICATION D'UN ECHELON DE +0.5 DEGRES
AU POINT DE FONCTIONNEMENT
1500 (T/min)

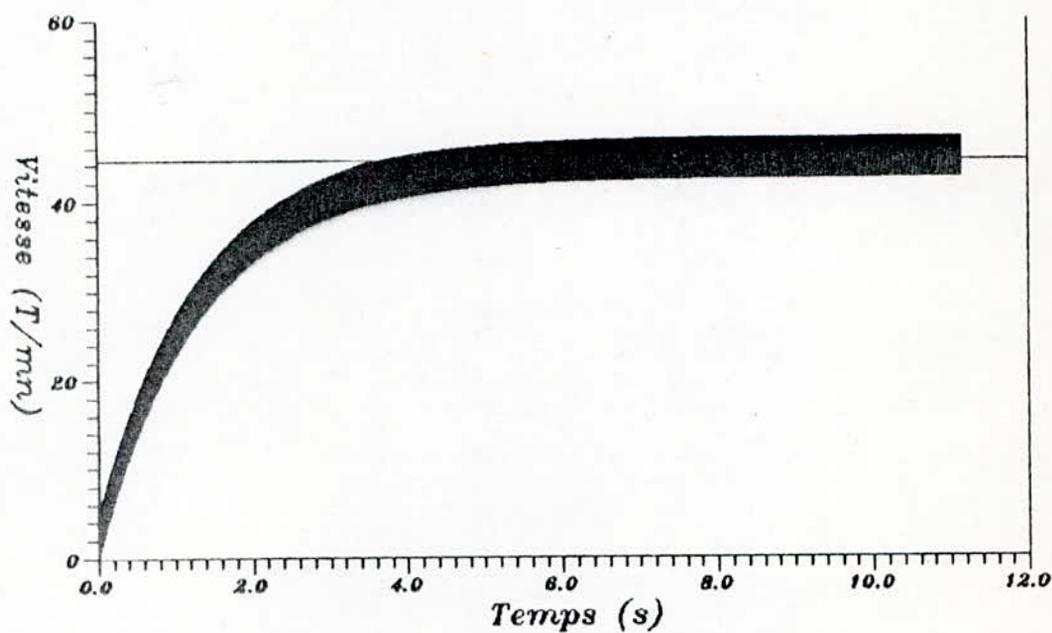


FIG - 8 - APPLICATION D'UN ECHELON DE -0.5 DEGRES
AU POINT DE FONCTIONNEMENT
1500 (T/min)

Il est important de prendre la séquence maximale, car sa fonction d'autocorrélation est proche de celle du bruit blanc (voir fig-3-). La S.B.P.A est créée grâce à N bascules, formant un registre à décalage, disposé de la façon suivante pour N = 7 :

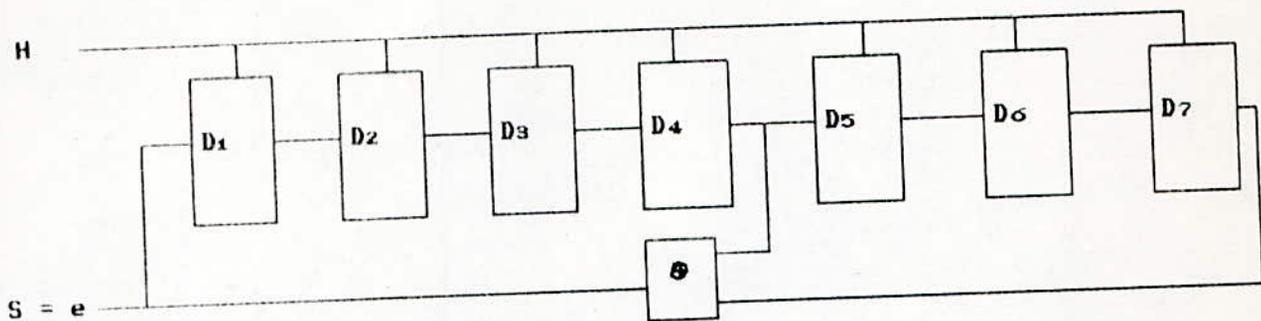


Fig -III.1-génération de la S.B.P.A

Les états initiaux des bascules sont les suivants :

1 0 1 0 1 0 1

La longueur maximale de la séquence sera $L = 2^7 - 1 = 127$

L'état logique de la sortie sera :

$$\begin{aligned} S &= 1 & \text{si} & e = 1 \\ S &= -1 & \text{si} & e = 0 \quad [3] \end{aligned}$$

La fonction d'autocorrélation de la séquence est donnée par :

$$\phi_{aa}(k) = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} S(i) \cdot S(i-k) = \begin{cases} 1 & \text{si } k = n \cdot L \\ -\frac{1}{L} & \text{si } k \neq n \cdot L \end{cases} \quad n : \text{entier}$$

III-3 LES MODELES D'IDENTIFICATION :

Le choix du modèle n'est pas régi par une règle rigide et stricte, mais dépend de plusieurs facteurs, dont les contraintes matérielles : échantillonnage imposé par le calculateur,.... ainsi que le but et les besoins de notre identification .

Néanmoins, la souplesse des algorithmes élaborés nous permet de tester plusieurs modèles et de faire le choix approprié .

Nous allons d'abord définir les variables du modèle .

$\Omega(k)$: vitesse à l'instant k (rad/s)

$\psi(k)$: angle d'allumage à l'instant k (rad)

$\theta^T(a_1, a_2, \dots, a_2, b_0, b_1, \dots, b_p)$: vecteur paramètres

Les unités des paramètres seront fonction des variables auxquelles ils sont liés .

III-3-1 DETERMINATION DU RETARD PUR (R) :

Le système identifié peut contenir un retard pur qu'on doit prendre en compte .

Pour le déterminer, on effectuera plusieurs essais en variant R de 0 jusqu'à atteindre une valeur minimale du critère C .

La valeur de R est indépendante de la méthode utilisée, vu que le retard est une caractéristique intrinsèque du système .

R	0	1	2	3
C(10 ⁻⁵)	2.00	2.01	2.01	2.01

Tab -III.1-

Ces résultats ont été obtenus en opérant avec les M.C.S pour le premier ordre ($n = 1$) et une amplitude de la S.B.P.A de 0.5° et de période d'échantillonnage 52ms .

La valeur minimale du critère est atteinte pour $R = 0$. Ce qui est prévisible car le système ne contient pas d'éléments susceptibles d'introduire un retard.

III-3-2 DETERMINATION DE L'ORDRE DU SYSTEME :

Le choix de l'ordre s'effectue indifféremment par l'une ou l'autre des méthodes étudiées. Ce choix est primordial car une mauvaise caractérisation de l'ordre du modèle peut nous conduire à un modèle très éloigné de la représentation du système escompté.

Soit les résultats obtenus par les M.C.S suivant :

n	1	2	3
$C(10^{-5})$	2.00	2.01	2.01
$\sigma(10^{-4})$	4.10	4.00	4.00

Tab -III.2-

Les caractéristiques $C = f(n)$ et $\sigma = f(n)$ sont utilisées pour déterminer l'ordre du système.

Les courbes de la fig-9- montrent bien que celles-ci présentent une cassure nette pour l'ordre 1, cet ordre est donc optimale. Ceci est prévisible car on sait qu'un moteur à courant continu est approximable à un système du premier ordre en négligeant la constante de temps électrique devant celle mécanique. [6]

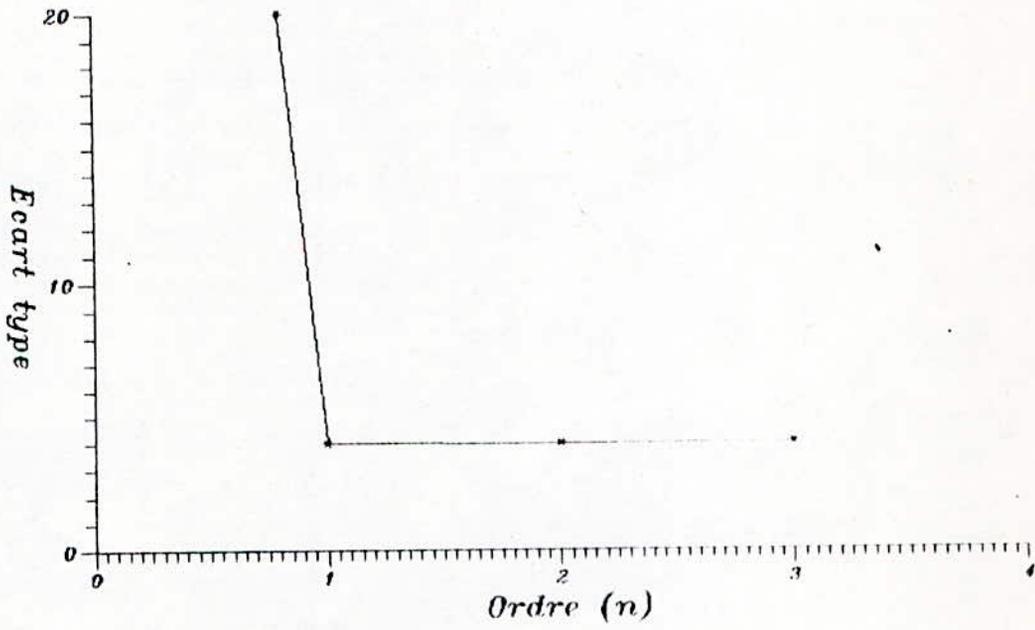
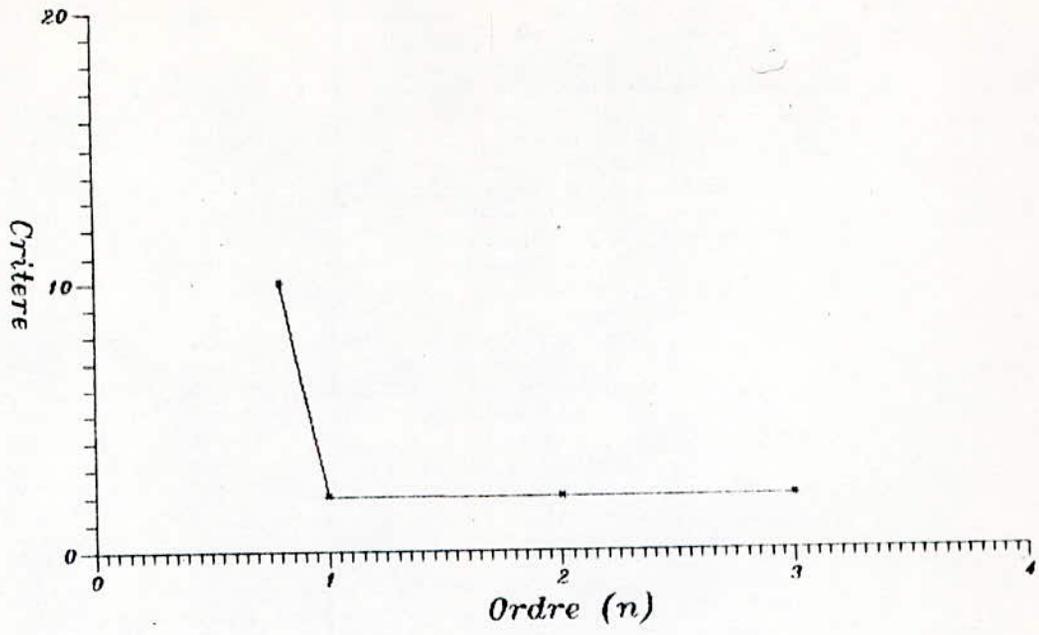


FIG- 9 - CARACTERISTIQUES CRITERE - ORDRE
ET ECART TYPE - ORDRE

III-3-3 DETERMINATION DE L'AMPLITUDE ET DE LA PERIODE
D'ECHANTILLONNAGE:

Lors d'une application à une commande ,on doit tenir compte du temps de calcul et de la simplicité du modèle .Dans ce sens nous proposons le modèle simple du premier ordre suivant :

$$\Omega(k) = -a_1 \cdot \Omega(k-1) + b_1 \psi(k-1)$$

Le choix de l'amplitude et de la période d'échantillonnage est très important pour l'obtention des paramètres optimaux. Ces grandeurs ne dépendent que des caractéristiques du système non de la méthode utilisée .

Soient donc les résultats des essais obtenus par les M.C.S dans le cas d'un système du premier ordre (n = 1) avec une S.B.P.A de période 32ms.

a) amplitude de la séquence :

$\Delta\psi(^{\circ})$	a_1	b_1	C
0.5	-0.99998	$3.8664 \cdot 10^{-9}$	$2.00 \cdot 10^{-5}$
1	-0.99996	$3.1033 \cdot 10^{-9}$	$7.73 \cdot 10^{-5}$
2	-0.99992	$3.2054 \cdot 10^{-9}$	$3.13 \cdot 10^{-4}$
3	-0.99923	$1.0540 \cdot 10^{-9}$	$1.85 \cdot 10^{-2}$
4	-0.99850	$1.7153 \cdot 10^{-9}$	$9.13 \cdot 10^{-4}$

Tab -III.3-

b) période d'échantillonnage :

amplitude de la S.B.P.A : 0.5^0

$T_e(\text{ms})$	a_1	b_1	C
16	-0.99999	$9.8919 \cdot 10^{-3}$	$4.98 \cdot 10^{-6}$
32	-0.99998	$3.8664 \cdot 10^{-3}$	$2.00 \cdot 10^{-5}$
64	-0.99996	$1.3030 \cdot 10^{-2}$	$7.29 \cdot 10^{-5}$
127	-0.99992	$4.3660 \cdot 10^{-2}$	$2.58 \cdot 10^{-4}$

Tab -III.4-

De ces deux derniers tableaux on peut conclure que la meilleure séquence est celle d'amplitude 0.5^0 et de période 16ms. On constate que plus l'amplitude ou la période est grande, le paramètre a_1 reste pratiquement invariant, ce qui n'est pas le cas pour b_1 et l'erreur augmente. Les modèles obtenus sont donc différents l'un de l'autre. Ce qui nous met devant un compromis " largeur du domaine de validité et précision du modèle " .

III-3-4 MODELES OBTENUS ET LEUR PERFORMANCES :

Après identification avec la séquence choisie on aboutit aux modèles suivants avec les M.C.S et M.C.R :

	a_1	b_1	C
M.C.S	-0.99999	$9.89493 \cdot 10^{-4}$	$4.98 \cdot 10^{-5}$
M.C.R	-0.99982	$9.53139 \cdot 10^{-4}$	$1.26 \cdot 10^{-5}$

Tab -III.5-

Dans le cas de la matrice instrumentale, plusieurs retards (K) doivent être essayés, et on choisira celui pour lequel le critère est minimale.

K	0	1	2	3
C(M.C.S)(10) ⁻⁵	4.968049	4.980419	4.980419	4.980419
C(M.C.R)(10) ⁻⁵	1.258992	1.25857	1.25818	1.25788
	4	10	15	30
	4.980419	4.980420	4.980420	4.980420
	1.25735	1.25792	1.25699	1.25649

Tab -III.6-

III-4 EXPLOITATION DES RESULTATS ET COURBES OBTENUES :

L'évaluation de l'écart entre la réponse du système et celle du modèle est faite dans chaque cas à l'aide d'un critère quadratique moyen, dont l'expression est la suivante :

$$C_m = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \left[\Omega_s(k) - \Omega_m(k) \right]^2$$

Ce critère donne un ordre de grandeur de l'erreur moyenne et permet d'évaluer les performances des différents modèles .

Méthodes	C _m (T/mn) ²
M.C.S	29.4
M.C.R	22.00

Tab -III.7-

L'erreur moyenne est plus petite pour la méthode des M.C.R , que pour les M.C.S, ce qui est conforme aux résultats trouvés auparavant, celle-ci est donc plus précise.

Un autre moyen d'évaluation de l'écart est la représentation des réponses du modèle et du système simulé à une S.B.P.A sur un même graphique (voir les figures -10-et-11-. Cette représentation n'est qu'une approximation du comportement du système, car dans la réalité celui-ci est sujet à des perturbations aléatoires .

La poursuite est satisfaisante dans les deux cas (M.C.S et M.C.R) . On remarque qu'il n'y a pas une grande différence entre l'estimation des paramètres par les M.C.S ou par la M.I ce qui est explicable par l'utilisation de données obtenues par simulation avec une entrée proche du bruit blanc. Mais dans la pratique le système peut être fortement bruité, ce qui conduira à une estimation biaisée par les moindres carrés. La matrice instrumentale à ce moment là, donnera un meilleur résultat.

Le système réel est non linéaire, nous pourons donc améliorer la validité du modèle linéaire en adjoignant des termes non linéaires à celui-ci en testant plusieurs combinaisons.[1]

Nous avons utilisé deux types d'algorithmes l'un acquiert les données d'entrées-sorties en bloc et donne une estimation unique du vecteur paramètre et l'autre récursif :il acquiert les données de façon séquentielle et réactualise ses estimations .La première manière de procéder est plus simple mais ne tient pas compte des éventuels changements des paramètres du système. On peut déduire que l'algorithme récursif peut être considéré comme une continuité de l'algorithme en bloc, le premier servant à son initialisation.

On peut facilement implanter l'algorithme récursif dans des calculateurs de faible capacité de mémoire ou de calcul, vu la simplicité de calcul des expressions qui le forme.[4]

Ces avantages nous incitent à faire le choix de ce dernier.

40

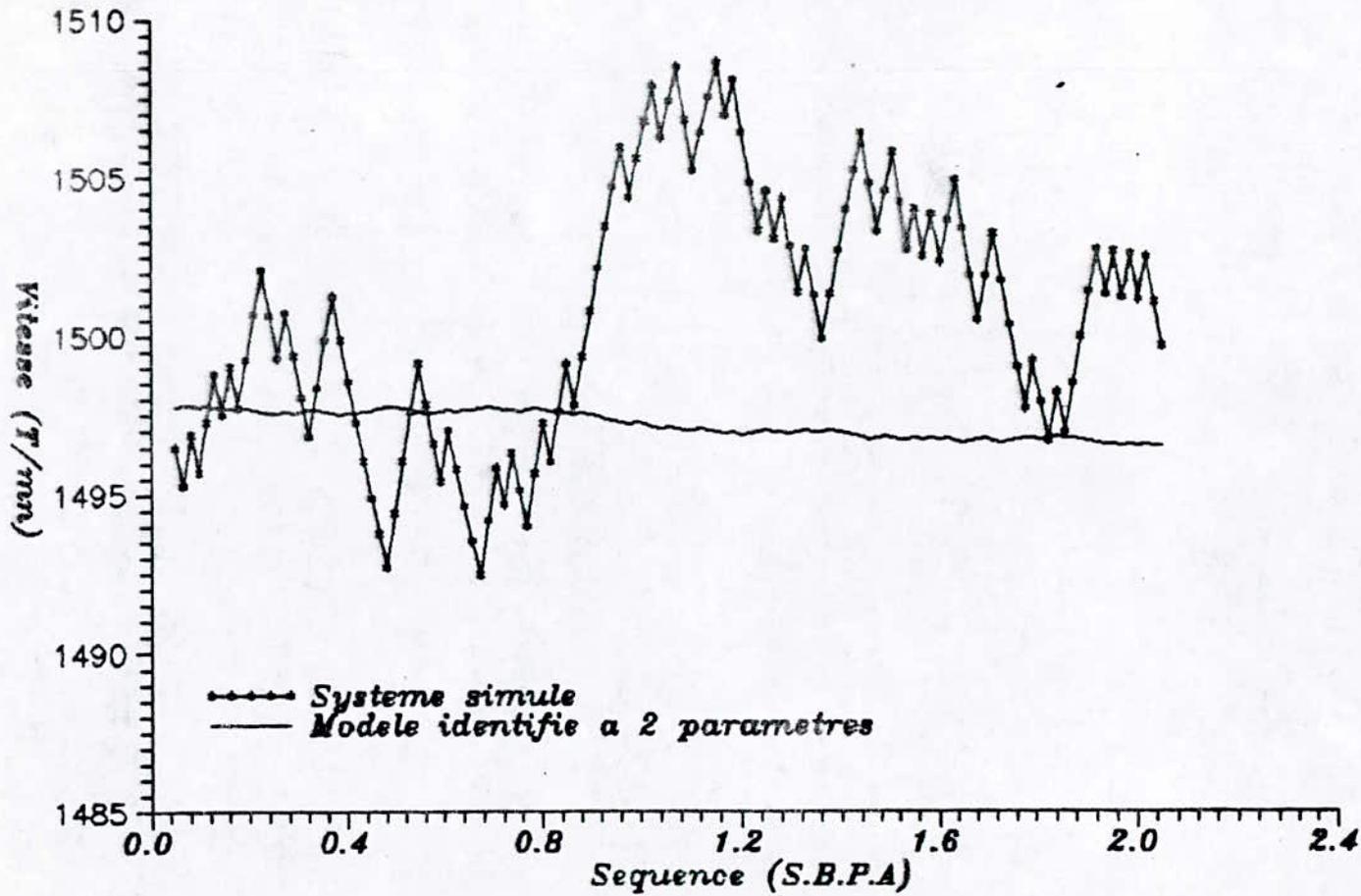


FIG- 40 - REPONSES DU SYSTEME SIMULE PAR LES M.C.S ET IDENTIFIE
A UNE ENTREE S.B.P.A

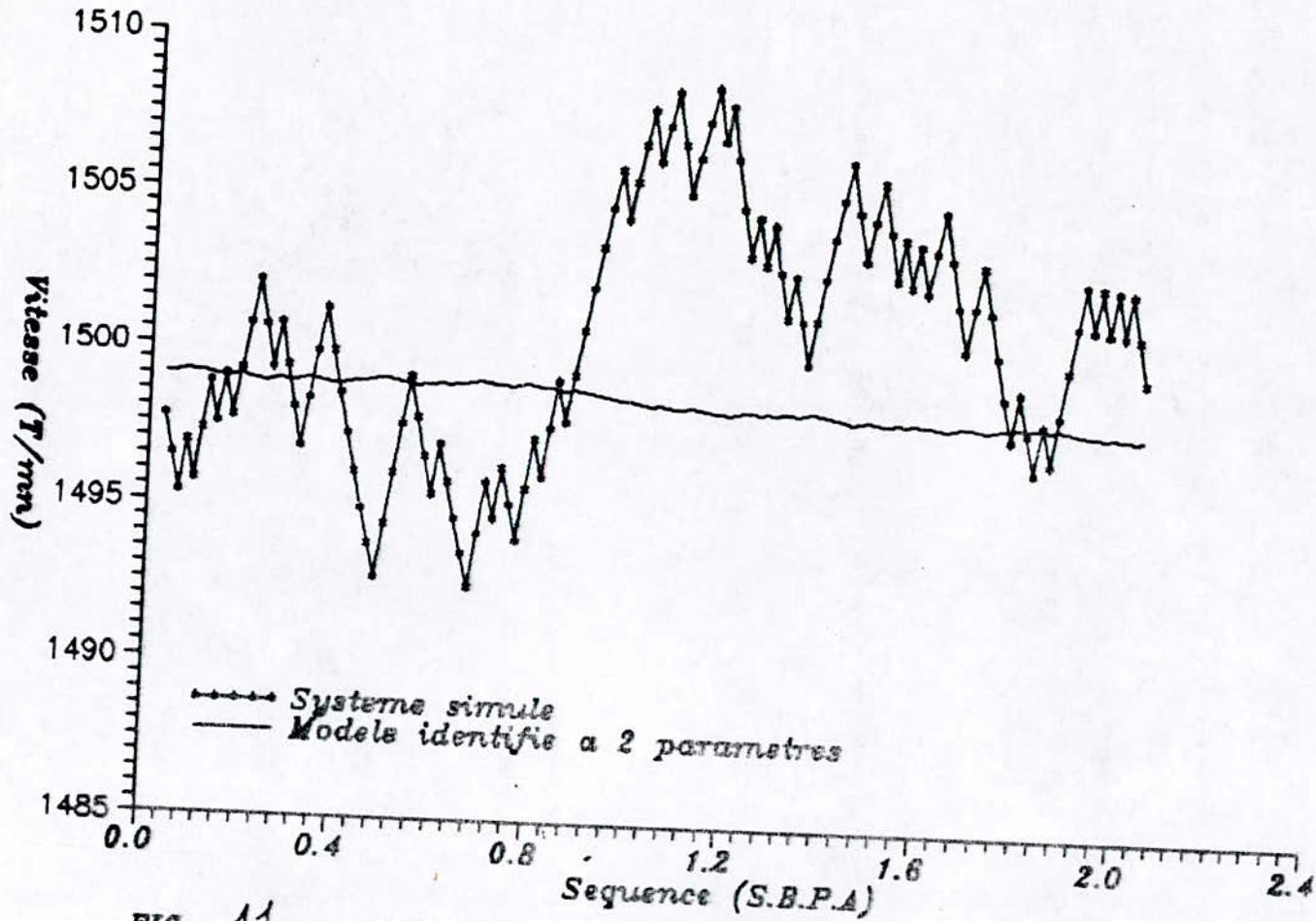


FIG- 11 -- REPONSES DU SYSTEME SIMULE PAR LES M.C.R ET IDENTIFIE
A UNE ENTREE S.B.P.A

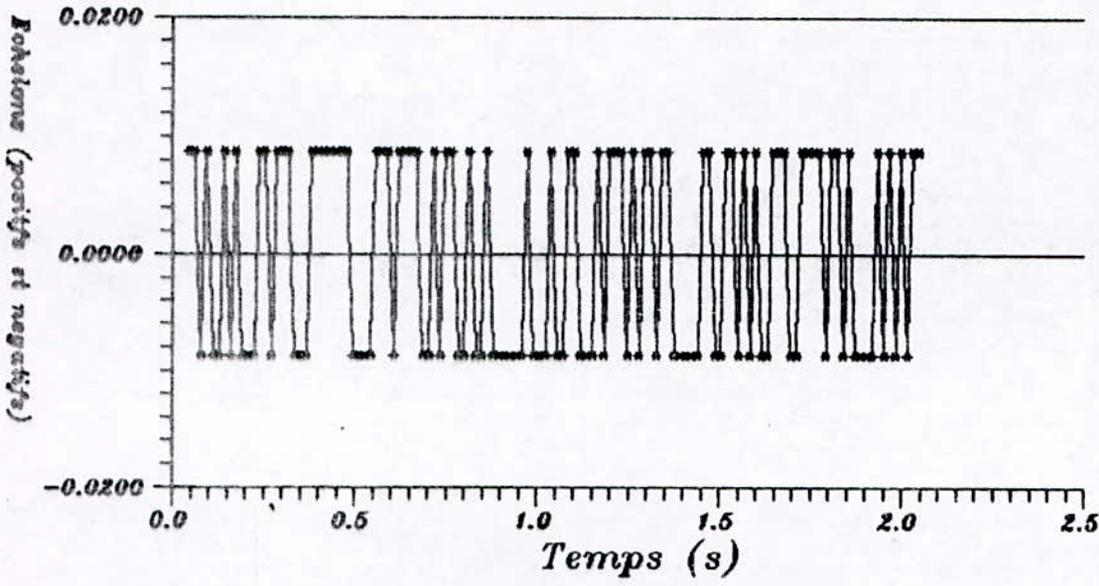


FIG- 12 - SEQUENCE BIN AIRE PSEUDO ALEATOIRE (S.B.P.A)

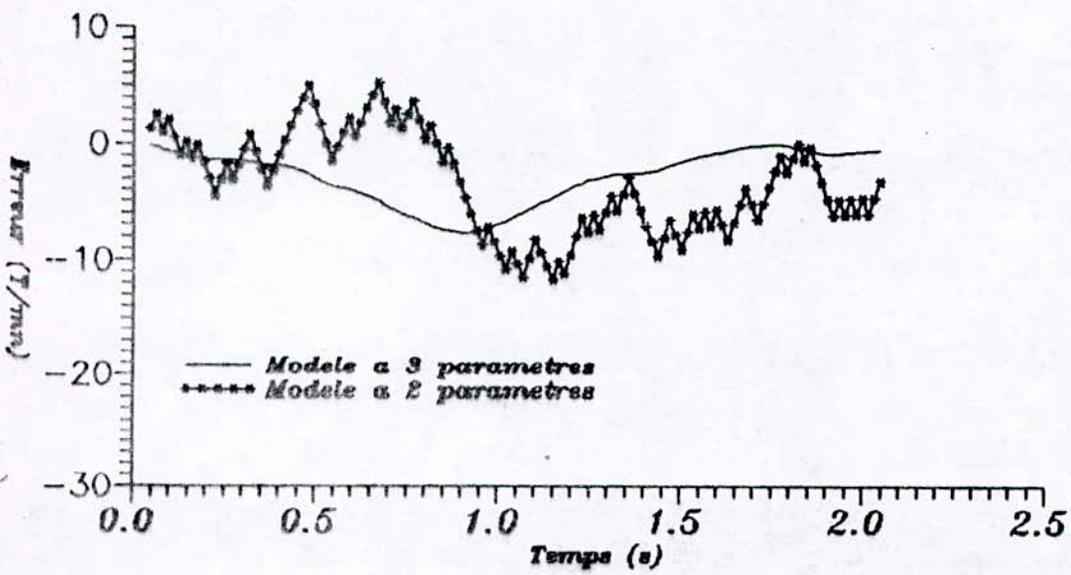


FIG- 13 - ERREURS DE SUIVI DES MODELES OBTENUS PAR LES M.C.S EXCITES PAR UNE (S.B.P.A)

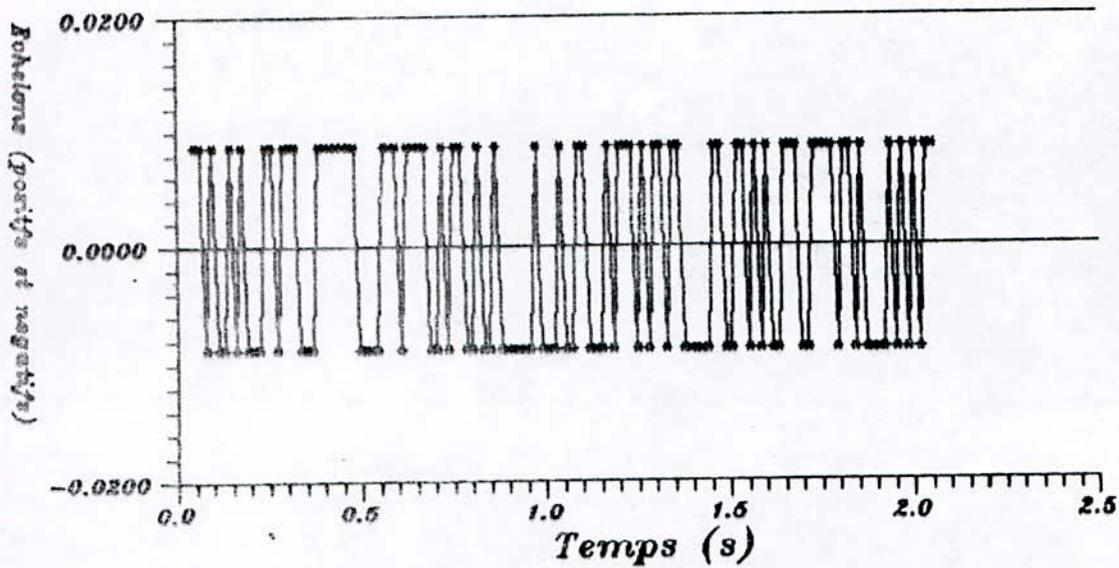


FIG- 14 - SEQUENCE BINAIRE PSEUDO ALÉATOIRE (S.B.P.A)

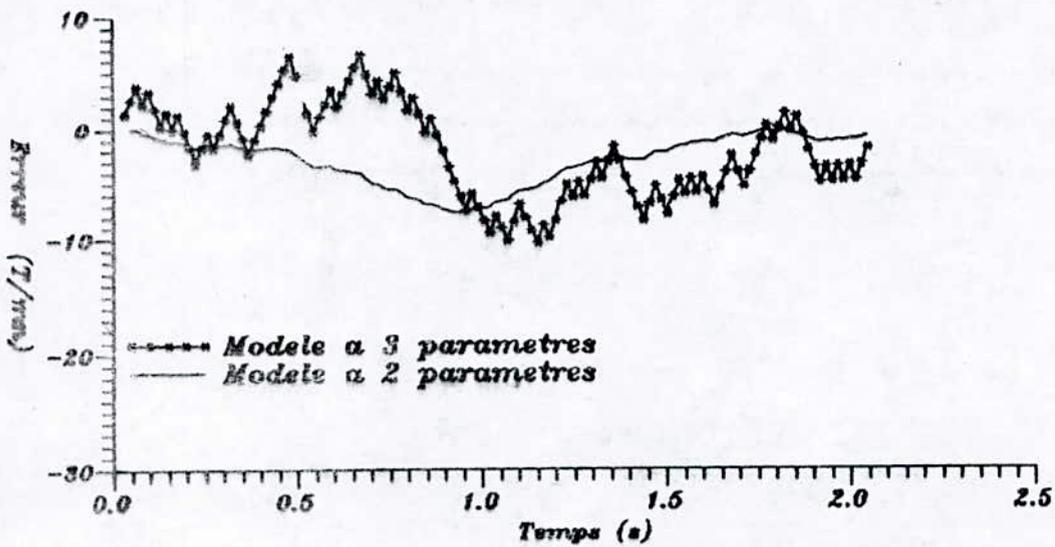


FIG- 15 - ERREURS DE SUIVI DES MODELES OBTENUS PAR LES M.C.R EXCITES PAR UNE (S.B.P.A)

CHAPTER III

COMMANDE NUMERIQUE DIRECTE DU CONVERTISSEUR

INTRODUCTION :

Un programme de simulation pour une régulation de vitesse est réalisé directement à partir des équations différentielles du système et des équations de récurrence du régulateur numérique. Les paramètres de ces derniers sont calculés à partir des modèles de connaissance et de représentation .

IV- 2 REGULATION DE VITESSE DU SYSTEME :

IV-2-1 DESCRIPTION DU SYSTEME :

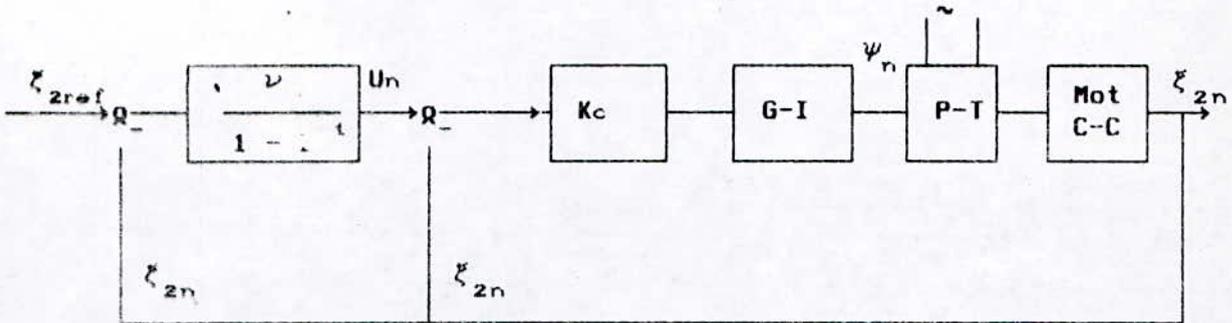


Fig -IV.1- boucles de régulation

G-I : générateur d'impulsions
MOT C-C : moteur à courant continu

Le système est constitué d'un moteur à courant continu, alimenté par un pont à thyristors à une phase (voir fig-IV.1-).

Le régulateur de vitesse est de type proportionnel intégral (P-I) avec deux contre réactions.

Les résultats de la régulation sont obtenus grâce à des programmes de simulation dont les algorithmes sont représentés en annexe.

IV-2-2 DETERMINATION DES PARAMETRES DU REGULATEUR (P-I) :

En utilisant certaines suppositions (de linéarité,.....), les équations du régulateur (P-I) peuvent être exprimées de la sorte [5]:

$$\begin{cases} U_n = U_{n-1} + \nu \cdot (\xi_{2ref} - \xi_{2n}) \\ \psi_n = K_c \cdot (U_n - \xi_{2n}) \end{cases} \quad (IV-1)$$

U : variable d'état du régulateur

Ces équations de récurrence peuvent facilement être implantées dans un ordinateur pour imposer le comportement du système, en calculant les paramètres du régulateur pour ce comportement. Pour cela on linéarise le système d'équation du moteur ((I-3) et (I-4)) autour du point de fonctionnement .

On obtient alors, après calcul [5]:

$$\Delta \xi_{2(n+1)} = A \cdot \Delta \xi_{2n} + B \cdot \Delta \psi_n$$

$$A = \left[1 - \frac{\pi}{\Delta m} \right] + \frac{C}{\Delta m} \cdot \left[\Delta e \cdot (1 - e^{-(\gamma_{\infty}/\Delta e)}) - \nu_{\infty} \right]$$

$$B = \frac{C}{\Delta m} \cdot h(\xi_{2\infty}, \psi_{\infty}) \cdot (1 - e^{-(\gamma_{\infty}/\Delta e)})$$

$$\gamma_{\infty} = \psi_{\infty}' - \psi_{\infty}$$

$$h(\xi_{2\infty}, \psi_{\infty}) = \xi_{2n} - \cos\left(\psi_n - \frac{\pi}{2}\right)$$

En utilisant $\Delta \psi_n$ et la transformée en Z, on obtient après calcul l'équation caractéristique suivante du système [5]:

$$Z^2 - Z \cdot (1 - \nu \cdot B \cdot K_c + A - B \cdot K_c) + (A - B \cdot K_c) = 0 \quad (IV-2)$$

Soit Z_1 et Z_2 la solution de cette équation :

alors : $Z_1 \cdot Z_2 = (A - B \cdot K_c)$

$Z_1 + Z_2 = (1 - \nu \cdot B \cdot K_c + A - B \cdot K_c)$

$K_c = (A - Z_1 Z_2) / B$ (IV-3)

$\nu = \frac{1 + Z_1 Z_2 - (Z_1 + Z_2)}{(A - Z_1 Z_2)}$ (IV-4)

Les équations (IV-3) et (IV) donnent les paramètres (K_c, ν) du régulateur (P-I) pour les pôles désirés Z_1 et Z_2 .

Nous choisirons 2 pôles conjugués.

Les paramètres (K_c, ν) sont donnés dans le tableau -IV.1-, pour différents choix de pôles dans le plan de Laplace.

	point de fonctionnement (1500T/mn)		
Poles	20 45°	50 45°	140 45°
K _c	-114.7	-238.7	-357.7
ν	0.15	0.35	0.66

Tab -IV.1-

Les figures (16, 17 et 18) illustrent les résultats de la simulation pour le comportement dynamique du système pour une variation de la vitesse de référence de 20 (T/mn)..

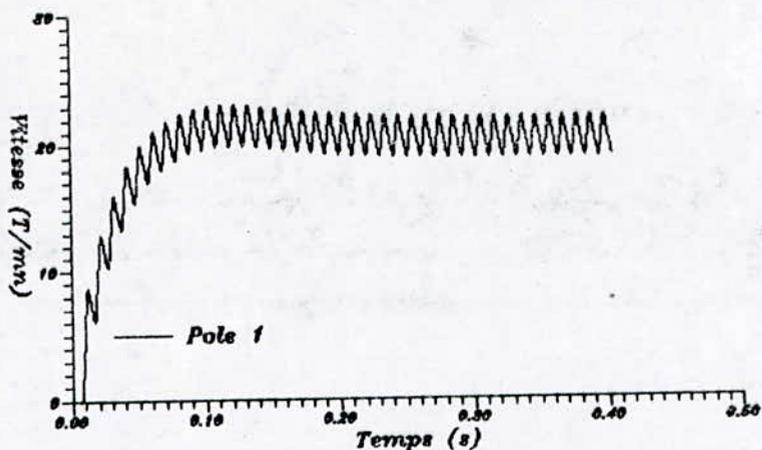


FIG- 16 - REPONSE DU SYSTEME A UN ECHELON DE VITESSE DE 20(T/min) EN PRESENSE D'UN REGULATEUR (P-I)

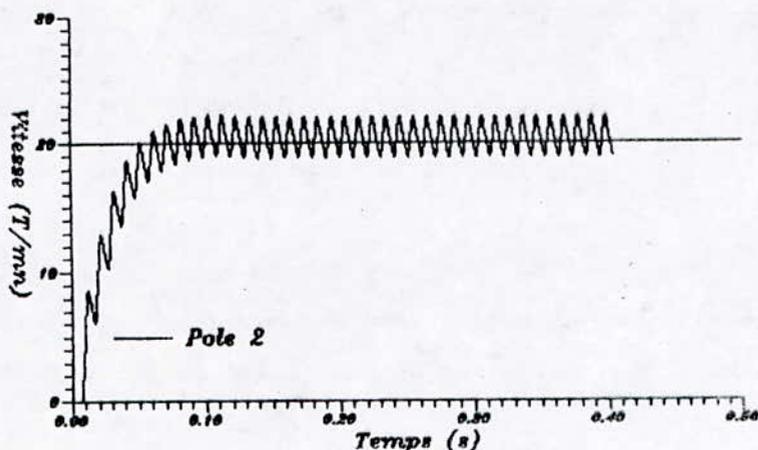


FIG- 17 - REPONSE DU SYSTEME A UN ECHELON DE VITESSE DE 20(T/min) EN PRESENSE D'UN REGULATEUR (P-I)

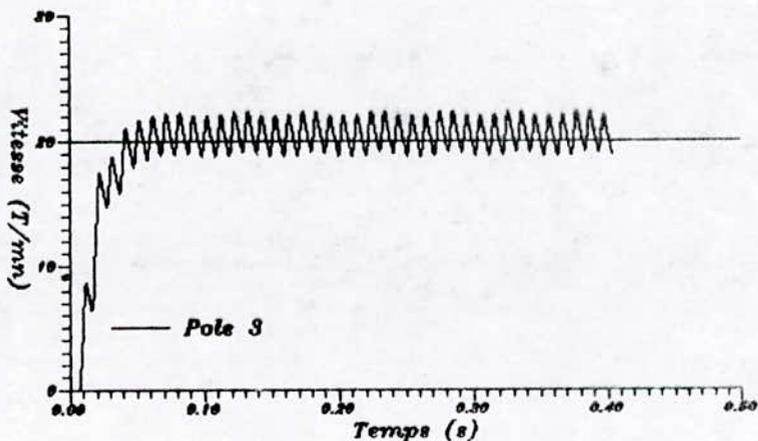


FIG- 18 - REPONSE DU SYSTEME A UN ECHELON DE VITESSE DE 20(T/min) EN PRESENSE D'UN REGULATEUR (P-I)

IV-3-1 DESCRIPTION DU SYSTEME :

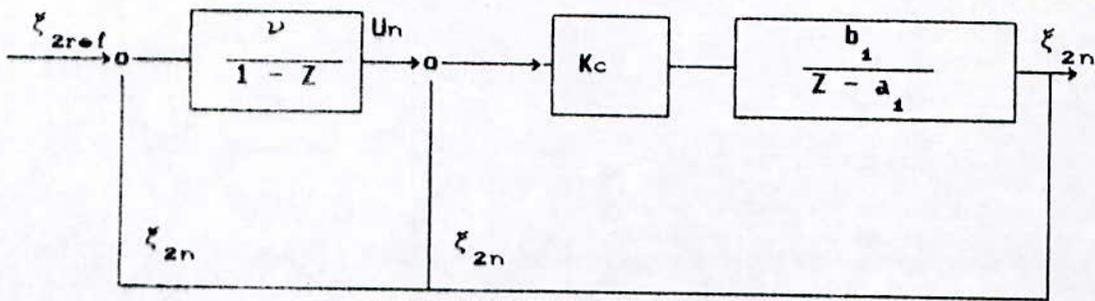


Fig -IV.2- boucles de régulation de vitesse

Le principe de régulation est le même, on substitut seulement le moteur par le modèle obtenu de l'identification.

IV-3-2 DETERMINATION DES PARAMETRES DU REGULATEUR (P-I) :

La fonction de transfert globale obtenue après calcul est :

$$\frac{\xi_{2n}}{\xi_{2ref}} = (\nu \cdot K_c \cdot b_1) \cdot \frac{1}{Z - (a_1 + K_c \cdot b_1) \cdot Z^{-1} + (\nu \cdot K_c \cdot b_1 + K_c \cdot b_1 + a_1 - 1)} \quad (IV.5)$$

L'équation caractéristique s'écrit :

$$Z^2 + (\nu \cdot K_c \cdot b_1 + K_c \cdot b_1 + a_1 - 1) Z - (a_1 + K_c \cdot b_1) = 0 \quad (IV.6)$$

Soit Z_1 et Z_2 les solutions de cette équation :

$$Z_1 \cdot Z_2 = (-a_1 - b_1 \cdot K_c)$$

$$Z_1 + Z_2 = (1 - \nu \cdot b_1 \cdot K_c - a_1 - b_1 \cdot K_c)$$

$$K_c = (-a_1 - Z_1 Z_2) / b_1 \quad (\text{IV.7})$$

$$\nu = \frac{1 + Z_1 Z_2 - (Z_1 + Z_2)}{(a_1 - Z_1 Z_2)} \quad (\text{IV.8})$$

Les équations (IV.7) et (IV.8) donnent les paramètres (K_c, ν) du régulateur numérique (P-I) pour les poles désirés Z_1 et Z_2 .

Pour une petite variation de la vitesse de référence, on obtient les comportements dynamiques illustrés par la figure (19) pour les différents poles suivants :

- 1) $Z_{1,2} = 0.80 \pm j 0.15$
- 2) $Z_{1,2} = 0.55 \pm j 0.29$
- 3) $Z_{1,2} = 0.20 \pm j 0.31$

Ces valeurs de poles en Z correspondent, pour une valeur de la période d'échantillonnage $T_e = 0.014$ s, aux paires de poles suivants dans le plan de Laplace :

- 1) $P_{1,2} = 20 \angle 45^\circ$
- 2) $P_{1,2} = 50 \angle 45^\circ$
- 3) $P_{1,2} = 100 \angle 45^\circ$

Finalement le comportement transitoire du dispositif dépend des valeurs calculées du régulateur.

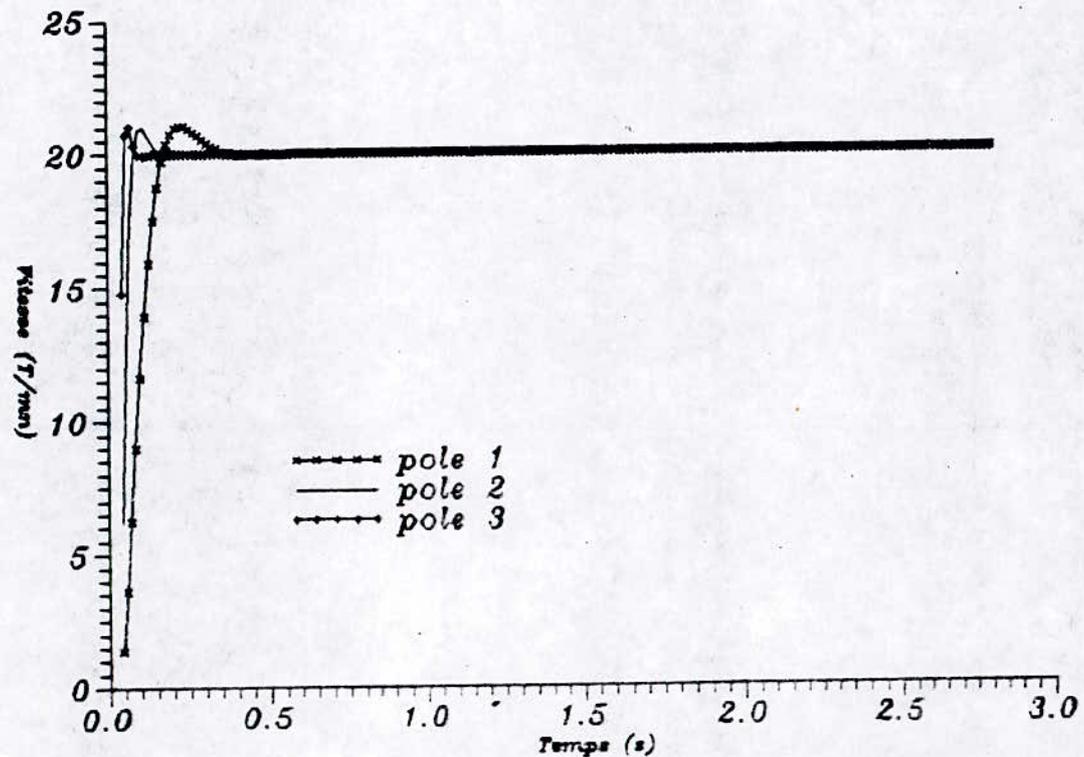


FIG- 19 - REponse DU MODELE A UN ECHELON DE VITESSE DE 20 (T/mn) EN PRESENCE D'UN REGULATEUR (P-I)

IV-4 LIEU DES RACINES :

Dans les deux cas de régulation du système et du modèle les expressions des coefficients du régulateur sont de la même forme :

avec $A = -a_1$ dans le cas du modèle

Dans un souci de stabilité, il est intéressant de connaître les limites du choix des coefficients du régulateur (K_c, ν), pour cela il est impératif de savoir où se situent les racines de l'équation caractéristique [(IV-2) ou (IV-6)] globale dans le lieu des racines exprimées en fonction de ν paramétré en K_c , le point de fonctionnement étant fixé. [7]

Rappelant l'équation caractéristique :

$$Z^2 - Z \cdot (1 - \nu \cdot B \cdot K_c + A - B \cdot K_c) + (A - B \cdot K_c) = 0$$

Soit $Z_{1,2}$ les solutions :

$$Z_{1,2} = \frac{1}{2} \left[(1 - \nu \cdot B \cdot K_c + A - B \cdot K_c) \pm \sqrt{(1 - \nu \cdot B \cdot K_c + A - B \cdot K_c)^2 - 4 \cdot (A - B \cdot K_c)} \right] \quad (\text{IV-8})$$

Lorsque ces racines présentent une partie imaginaire c'est à dire lorsque :

$$(1 - \nu \cdot B \cdot K_c + A - B \cdot K_c)^2 < 4 \cdot (A - B \cdot K_c)$$

Nous avons $Z_{1,2} = \rho + j \cdot \sigma$

ou
$$\rho = \frac{1}{2} (1 - \nu \cdot B \cdot K_c + A - B \cdot K_c)$$

et
$$\sigma^2 = (A - B \cdot K_c) - \rho^2$$

comme
$$\rho^2 + \sigma^2 = (A - K_c \cdot B)$$

Le lieu des racines comporte donc un cercle centré à l'origine. Les points relevant de cette courbe sont représentés dans la figure (IV-1).

$$\text{pour } \nu = 0 \quad Z_{1,2} = \begin{cases} 1 \\ (A - K_c \cdot B) \end{cases}$$

$$\text{pour } \nu = \infty \quad Z_{1,2} = \begin{cases} 0 \\ \infty \end{cases}$$

Les parties imaginaires des pôles s'annulent quand :

$$(1 - \nu \cdot B \cdot K_c + A - B \cdot K_c)^2 = 4 \cdot (A - B \cdot K_c)$$

On obtient alors :

$$\nu_{1,2} = \frac{1}{K_c \cdot B} \left[(1 + A - B \cdot K_c) \pm 2 \sqrt{(A - B \cdot K_c)} \right]$$

Le système est stable ou à la limite de la stabilité pour les valeurs réelles positives des pôles. Pour les valeurs négatives des pôles réels, la condition suivante doit être respectée :

$$\frac{1}{2} \left[(1 - \nu \cdot B \cdot K_c + A - B \cdot K_c) \pm \sqrt{(1 - \nu \cdot B \cdot K_c + A - B \cdot K_c)^2 - 4 \cdot (A - B \cdot K_c)} \right] > -1$$

$$\rightarrow \nu K_c \cdot B < 2(1 + A - K_c \cdot B)$$

Les pôles contenant une partie imaginaire, pour être stable, doivent respecter la condition :

$$A - K_c \cdot B \leq 1 \rightarrow K_c \cdot B \leq A - 1 .$$

IV-5 INTERET DE LA REGULATION NUMERIQUE :

La régulation de vitesse avec un moteur à courant continu s'est développée rapidement avec l'avènement des circuits intégrés à partir des années 70, donc avec l'apparition du calculateur numérique.

La technique numérique permet de remplacer des dispositifs de commande classique analogique par des commandes en logique programmée.

Le développement de la logique programmée est liée aux intérêts qu'elles présentent (souplesse, remplacement de certains capteurs par des estimateurs,...). L'un des avantages les plus importants dans le cas de la régulation du moteur à courant continu alimenté par un convertisseur, est que celui-ci possède un comportement discret avec son dispositif de commande de gachette. la commande échantillonnée se prête parfaitement à ce type d'asservissement.[7]

IV-6 INTERET DE L'IDENTIFICATION DANS LA REGULATION NUMERIQUE DE VITESSE DU CONVERTISSEUR-MOTEUR :

C'est le bon dimensionnement des coefficients du régulateur qui donne les performances voulues, or celui-ci s'effectue soit avec le modèle de connaissance ou de représentation.

On peut par un bon choix des pôles déterminer les coefficients (K_c, ν) du régulateur (P-I).

Les réponses en vitesse du moteur simulé et de son modèle ne diffèrent que très peu dans leurs allures, sauf que pour le premier elle est oscillatoire. Ceci est dû d'une part aux caractéristiques des commandes, d'autre part à la nature des calculs :

la commande du système simulé s'effectue en régime haché du courant et utilise la méthode numérique de RUNGE-KUTTA pour l'intégration, alors que celle du modèle se base sur les expressions dans le plan en Z et les équations aux différences.

Le modèle de représentation présente une expression simple, d'où la simplicité de la détermination des coefficients (K_c, ν), qui peuvent être utilisées dans la régulation réelle.

Le modèle de connaissance ne tient pas compte de la fluctuation des paramètres du système, alors que ceux-ci changent du fait de la présence de bruit ou du fonctionnement, le modèle identifié les compense.

54

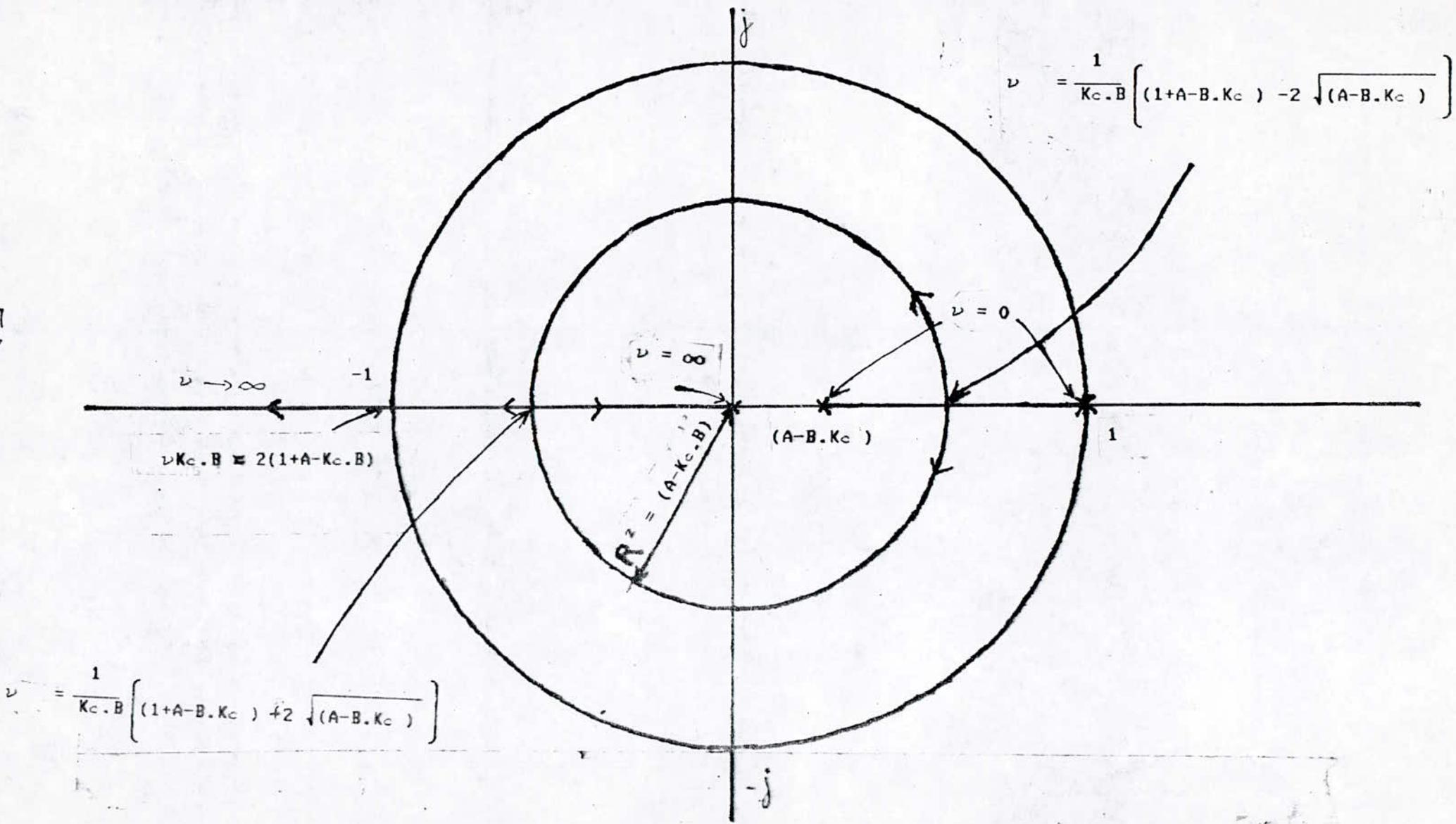


Fig -IV - Les places des racines de l'éq (IV-)

dans le plan complexe

CONCLUSION

CONCLUSION

La commande dynamique du moteur à courant continu nécessite une bonne connaissance de ses paramètres.

Dans ce sens, notre travail a porté sur l'identification off-line et on-line de ces paramètres. Ces méthodes présentent certains avantages, parmi lesquels nous citerons :

- les modèles proposés sont d'ordre minimal contrairement à d'autres méthodes utilisant la matrice de transfert dans lequel apparait une augmentation .[8]

- les modèles contiennent un nombre minimum de paramètres. Ces avantages ont été obtenus en forçant la structure du modèle avant l'identification .

On ne peut pas évaluer les performances des paramètres obtenus par un seul algorithme d'identification utilisé, il est préférable d'en essayer plusieurs et de choisir l'un ou l'autre des algorithmes suivant le procédé considéré.

Le choix de l'algorithme n'est pas suffisant pour donner les meilleurs résultats.

Dans une identification on est appelé à utiliser certaines approximations, une connaissance empirique est donc très utile.

L'identification permet d'adapter le modèle du système aux changements et aux altérations qui pourront survenir pendant le fonctionnement de celui-ci.

Dans notre travail, on est limité à de petites variations autour d'un point de fonctionnement donné, ce qui restreint la commande autour de ce point, mais les exigences de l'industrie sont plus grandes, d'où la nécessité d'une commande adaptative qui permettra un réglage plus étendu.

Les paramètres du régulateur sont modifiés à chaque changement.

On distingue deux classes de systèmes adaptatifs :

a : la commande adaptative avec modèle de référence.

b : la méthode du régulateur auto-ajustable.

La deuxième méthode pourra être envisagée dans une étude ultérieure, car ce schéma est couramment utilisé lorsque les caractéristiques du procédé sont inconnues et varient éventuellement dans le temps et avec les conditions opératoires, les paramètres du contrôleur sont calculés à partir du modèle d'identification.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] : K.BENHAMZA
IDENTIFICATION ET COMMANDE NUMERIQUE DIRECTE PAR MONOCHIP
D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU.
THESE DE DOCTEUR INGENIEUR
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE DE LORRAINE (1985)
- [2] : N.KACHEBI K.HAMITI
METHODE D'IDENTIFICATION PAR LA MATRICE INSTRUMENTALE
MINI-PROJET, COURS D'IDENTIFICATION
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER (1990)
- [3] : K.RIDOUH H.SAARI
METHODE D'IDENTIFICATION PAR LES MOINDRES CARRÉS RECURSIFS
MINI-PROJET, COURS D'IDENTIFICATION
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER (1990)
- [4] : C.FOULARD S.GENTIL
COMMANDE ET REGULATION PAR CALCULATEUR NUMERIQUE
(1988)
- [5] : A.A EL HAFNAWY
MODELING SIMULATION FOR DIRECT DIGITAL CONTROL OF A SMALL
D.C MOTOR.
INTERNATIONAL CONFERENCE, MODELING AND SIMULATION
VALLEE DE CHEVREUSE (PARIS-SUD),FRANCE. (1982)

[6] : H.MAAFI

IDENTIFICATION DE LA MACHINE A PAPIER

PROJET DE FIN D'ETUDE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER (1974).

[7] : J.L.DUARTE

COMMANDE NUMERIQUE EN COURANT ET EN VITESSE SANS CAPTEUR
D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU.

THESE DE DOCTEUR INGENIEUR

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE DE LORRAINE (1985).

[8] : A.GAUTHIER

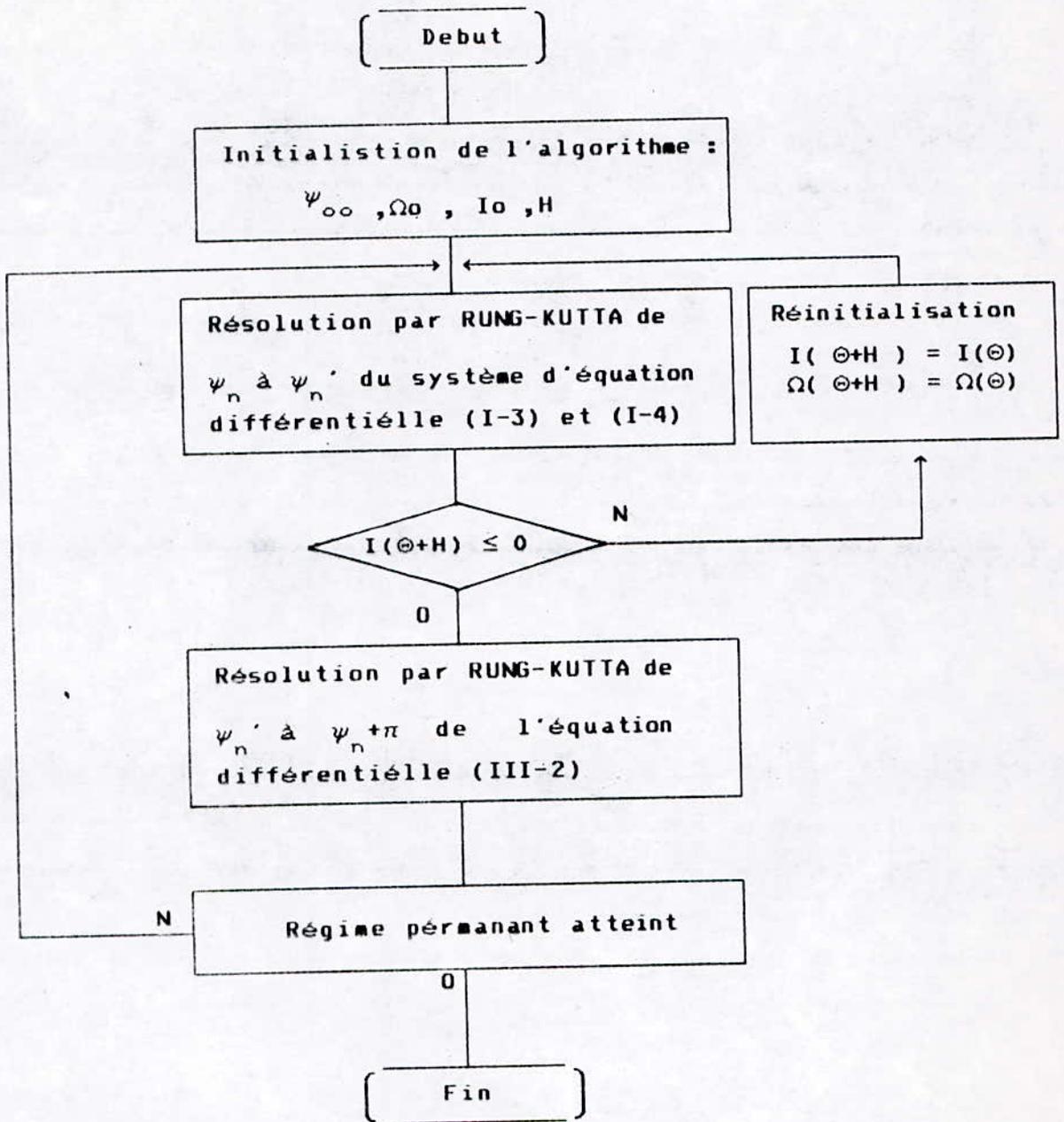
IDENTIFICATION RECURRENTE MULTI-ENTREES, MULTI SORTIES

THESE DE DOCTORAT 3^{eme} CYCLE

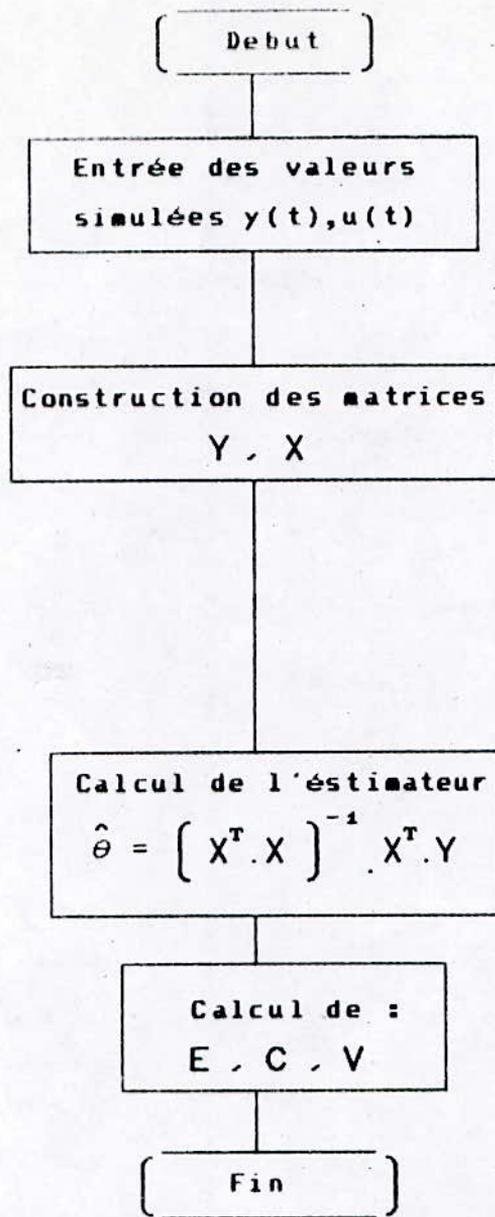
UNIVERSITE SCIENTIFIQUE MEDICALE

INSTITUT POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE (1977)

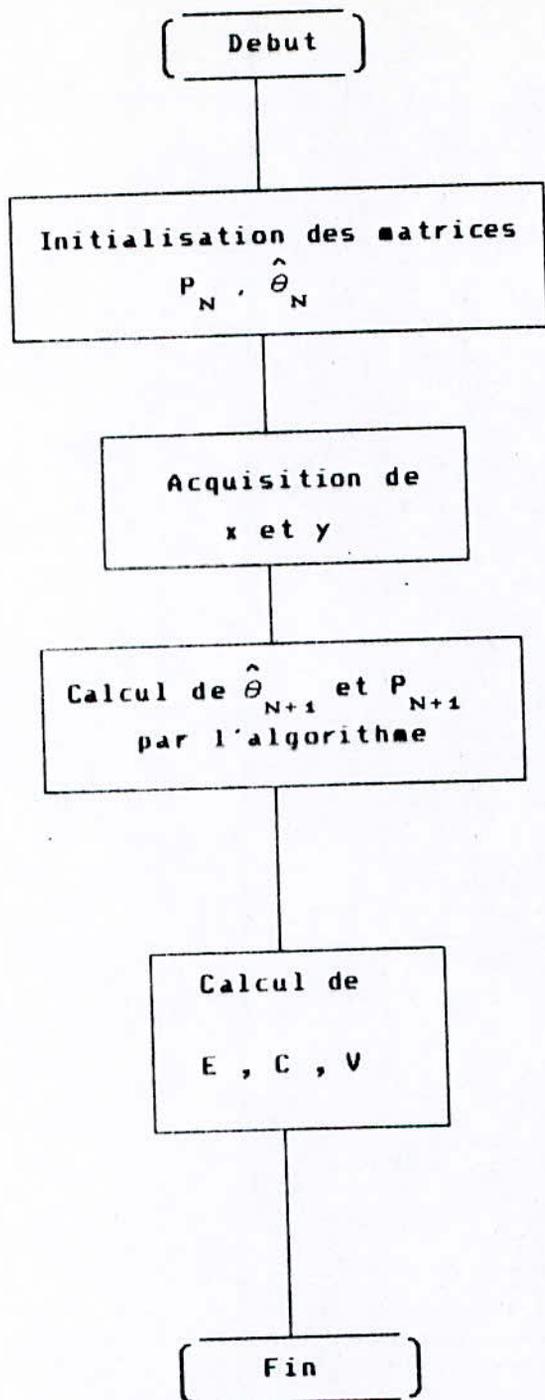
ANNEXE



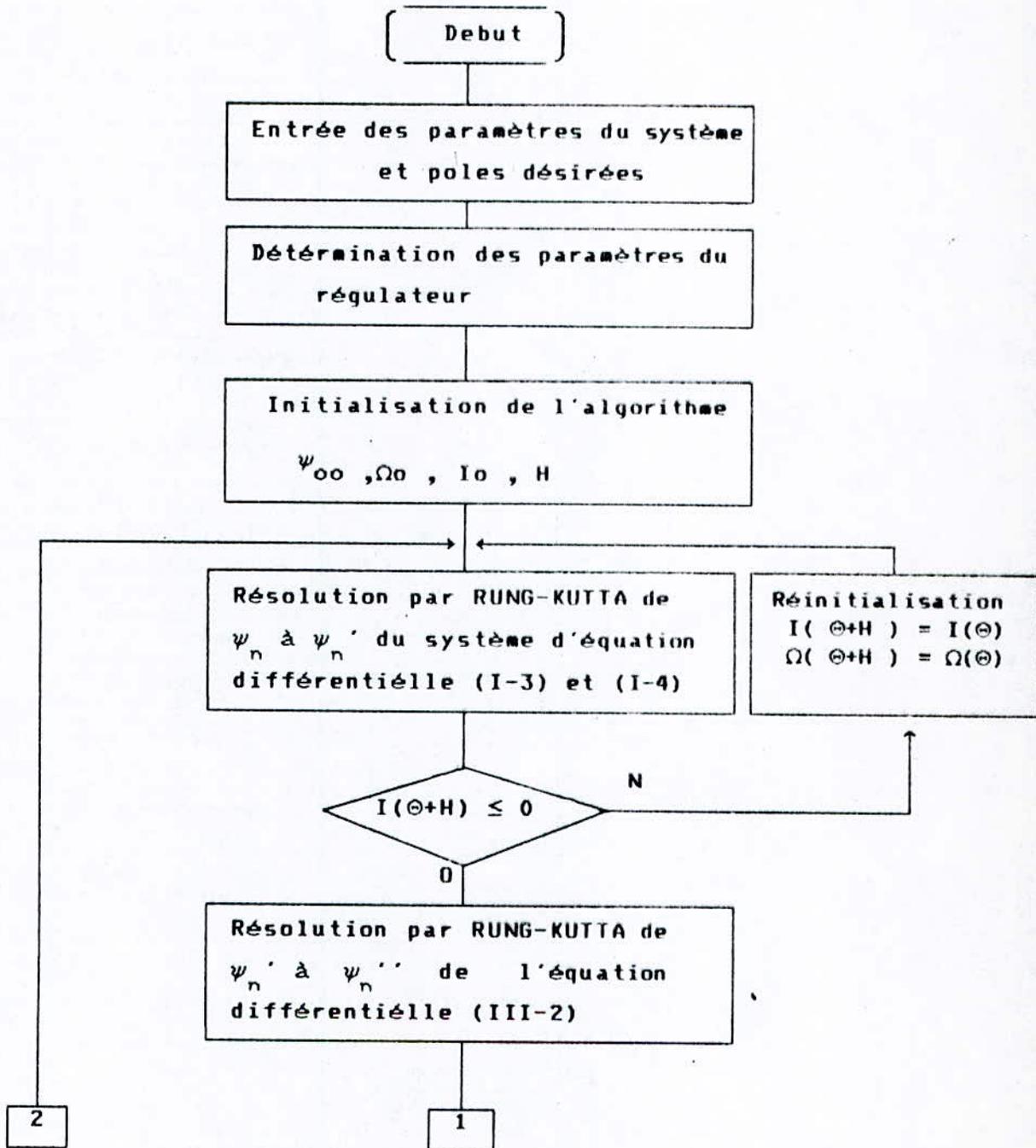
ORGANIGRAMME DE LA SIMULATION DU FONCTIONNEMENT
DU SYSTEME

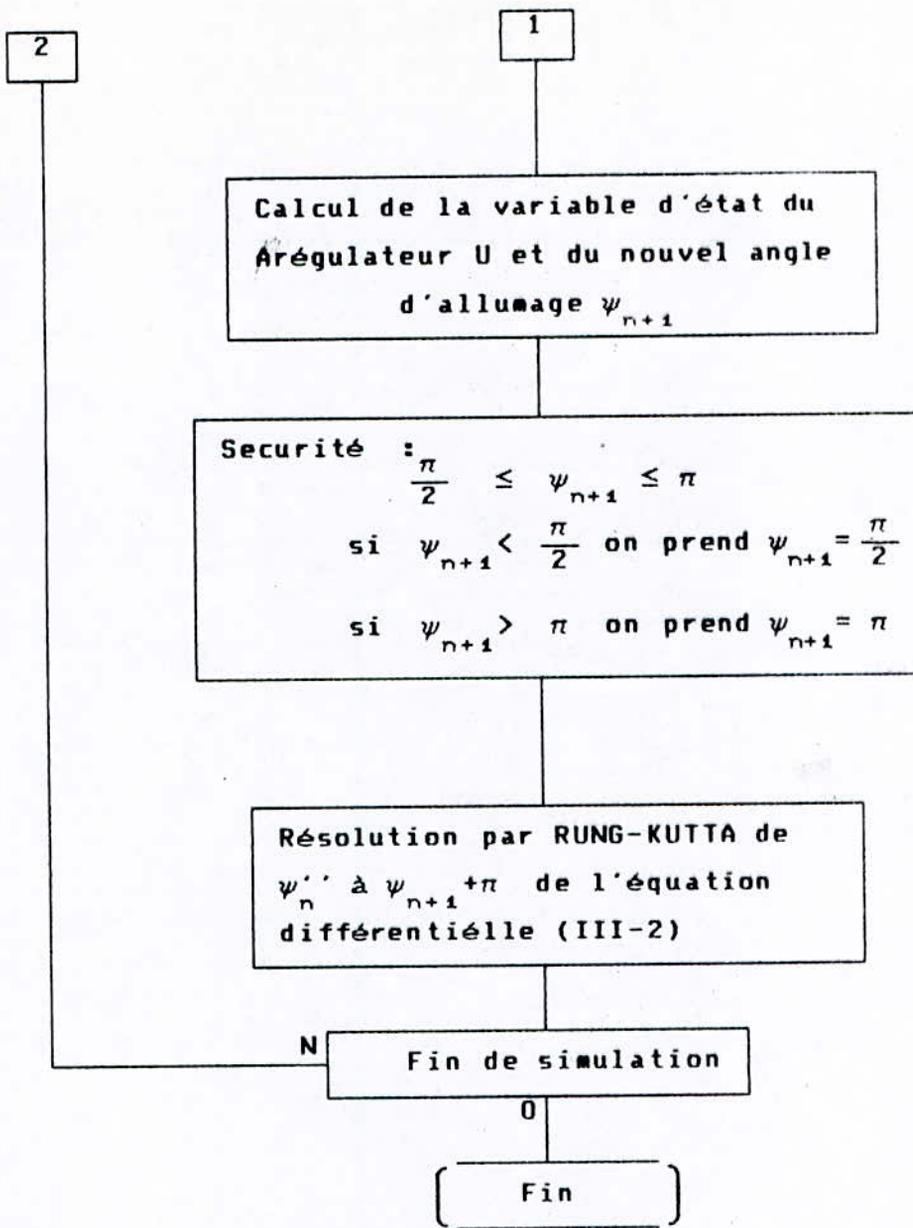


ORGANIGRAMME DE LA METHODE DES MOINDRES CARREES SIMPLES ET DE LA MATRICE INSTRUMENTALE EN REMPLAÇANT X^T PAR Z^T



ORGANIGRAMME DES MOINDRES CARRES RECURSIFS ET DE LA MATRICE INSTRUMENTALE RECURSIVE EN REMPLAÇANT x^T PAR z^T





ORGANIGRAMME DE LA SIMULATION DE LA REGULATION DE VITESSE

La distance qui sépare l'incrédulité de la foi n'est que d'un souffle,
celle qui sépare le doute de la certitude n'est que d'un souffle,
passons donc gaiement cet espace précieux d'un souffle,
car notre vie aussi n'est séparé de la mort que par l'espace d'un souffle.