

N° d'ordre 586

50376
1990
217

50376
1990
217

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE
FLANDRES ARTOIS

pour l'obtention du titre de

DOCTEUR

En Productique : Automatique et Informatique Industrielle

par

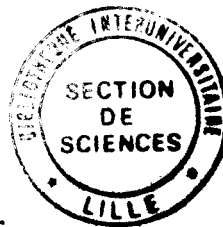
Jean-Paul BRIENNE

CONTRIBUTION A LA DETERMINATION DE METHODES D'ESTIMATION ET D'IDENTIFICATION DES SYSTEMES NON LINEAIRES

Soutenue publiquement le 16 Novembre 1990 devant la commission d'examen:

MM. P. VIDAL
R. LAURENT
M. NAJIM
L. POVY
D. PINCHON
C. VASSEUR

Président
Rapporteur
Rapporteur
Directeur de Recherche
Examineur
Examineur



AVANT PROPOS

Le travail que nous présentons dans ce mémoire a été effectué au centre d'automatique de l'Université des Sciences et Techniques de Lille Flandres Artois sous la direction de Monsieur le Professeur Lucien POVY.

Nous exprimons toute notre gratitude à Monsieur le Professeur Pierre VIDAL pour l'accueil qu'ils nous a réservé au sein de son laboratoire et nous le remercions d'avoir accepté la présidence de notre jury de thèse.

Que Monsieur le Professeur Lucien POVY trouve ici l'expression de notre profonde reconnaissance pour l'aide constante qu'il nous a apportée, ses conseils et sa grande disponibilité.

Je remercie vivement Monsieur Robert LAURENT, Professeur à l'Université d'Orléans, pour avoir accepté de juger le contenu de ce mémoire et pour sa présence parmi les membres de ce jury en tant que rapporteur.

Que Monsieur Mohamed NAJIM, Professeur à l'Université de Bordeaux I, accepte nos plus vifs remerciements pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter au jugement de ce travail en acceptant d'être l'un de mes rapporteurs.

Nous exprimons notre reconnaissance à Monsieur Daniel PINCHON pour ses précieux conseils et sa bienveillante attention.

Je remercie également Monsieur Christian VASSEUR, Professeur à l'USTLFA et Directeur de l'Ecole Nationale Supérieure des Arts et Industries Textiles de Roubaix, pour l'intérêt qu'il a témoigné à ces travaux et pour sa présence parmi les membres du jury.

L'ensemble de mes travaux n'a pu être mené à bien que grâce à la coopération et l'aide amicale de tout le personnel et de nos collègues du laboratoire d'Automatique de Lille Flandres Artois, auxquels nous tenons à adresser nos plus vifs remerciements.

SOMMAIRE

Introduction Générale

Chapitre I - Modélisation

I Introduction.....	I.1
II Présentation du modèle.....	I.3
II.1 Modèle Mécanique.....	I.3
II.2 Modèle Electrique.....	I.4
II.3 Equation de couplage.....	I.4
III Présentation du modèle dans l'espace d'état.....	I.5
III.1 Modèle Complet.....	I.5
III.1.1 Variables d'état du système.....	I.5
III.1.2 Représentation générale du modèle.....	I.10
III.2 Modélisation en vue de l'identification.....	I.11
III.2.1 Hypothèses simplificatrices.....	I.12
III.2.2 Modélisation.....	I.15
III.3 Modélisation en vue de la commande.....	I.18
III.3.1 Expression du couple moteur en mode 2.....	I.19
III.3.2 Modélisation.....	I.20
III.3.3.1 Expression du couple moyen en mode 2.....	I.21
III.3.3.2 Elaboration du nouveau modèle.....	I.21
IV Conclusion.....	I.23

Chapitre II - Acquisition - Filtrage

I Introduction.....	II.1
II Acquisition de données.....	II.2

II.1 Détermination de la réponse sur un pas du système.....	II.2
II.2 Carte d'acquisition de données.....	II.3
II.2.1 Présentation.....	II.3
II.2.2 Réglage de la position initiale.....	II.3
II.2.3 Synchronisation de l'acquisition avec la consigne d'entrée.....	II.3
II.3 Stockage et étalonnage des données.....	II.5
II.3.1 Stockage des données.....	II.5
II.3.2 Etalonnage des données.....	II.6
II.3.2.1 Détermination de la position en pas.....	II.6
II.3.2.2 détermination de la vitesse en pas/s.....	II.6
III Estimation - Filtrage.....	II.10
III.1 Introduction.....	II.10
III.2 Méthodes d'estimation.....	II.11
III.2.1 Méthode des moindres carrés.....	II.12
III.2.2 Méthode des moindres carrés à fenêtre glissante.....	II.14
III.2.2.1 Présentation de l'algorithme.....	II.14
III.2.2.2 Algorithme de calcul.....	II.18
III.2.3 Méthode des moindres carrés avec facteur d'oubli.....	II.19
III.2.3.1 Présentation de l'algorithme.....	II.19
III.2.3.2 Algorithme de calcul.....	II.21
III.2.4 Méthode de la moyenne gauche-droite.....	II.22
III.2.4.1 Présentation de l'algorithme.....	II.22
III.2.4.2 Algorithme de calcul.....	II.24

IV Application des méthodes d'estimation à des signaux bruités.....	II.25
IV.1 Position du problème.....	II.25
IV.2 Application 1.....	II.26
IV.2.1 Choix du bruit.....	II.27
IV.2.2 Détermination du filtre.....	II.28
IV.3 Application 2.....	II.28
IV.3.1 Détermination du filtre.....	II.39
V.Conclusion.....	II.45

Chapitre III - Identification

I Introduction.....	III.1
II Présentation du problème.....	III.2
II.1 Equation du système.....	III.2
II.2 Détermination des coefficients du couple hybride.....	III.3
II.2.1 Obtention de C_H	III.3
II.2.2 Obtention de C_D	III.3
II.3 Linéarisation du système.....	III.3
II.3.1 Expression du couple moteur moyen.....	III.6
II.3.2 Equation du système.....	III.7
II.4 Relations nécessaires pour les méthodes d'identification.....	III.8
II.4.1 Expressions des vecteurs d'état.....	III.8
II.4.2 Caractéristique des extrémums de vitesse..	III.9
III Méthode d'identification.....	III.9
III.1 Première méthode d'identification.....	III.10

III.1.1 Relation nécessaire à l'obtention des paramètres.....	III.11
III.2 Deuxième méthode d'identification.....	III.11
III.2.1 Relation nécessaire à l'obtention des paramètres.....	III.12
III.3 Troisième méthode d'identification.....	III.13
III.3.1 Relation nécessaire à l'obtention des paramètres.....	III.13
III.4 Conclusion.....	III.15
IV Stratégie de choix des points.....	III.15
IV.1 Présentation des essais.....	III.15
IV.2 Méthode 1.....	III.17
IV.2.1 Essai oscillant.....	III.17
IV.2.2 Essai non oscillant.....	III.21
IV.3 Méthode 2.....	III.22
IV.3.1 Essai oscillant.....	III.22
IV.3.2 Essai non oscillant.....	III.25
IV.4 Méthode 3.....	III.26
IV.4.1 Essai oscillant.....	III.26
IV.4.2 Essai non oscillant.....	III.29
IV.5 Conclusion.....	III.30
V Application aux essais bruités.....	III.30
V.1 Essai 1.....	III.32
V.2 Essai 2.....	III.32
V.3 Essai 3.....	III.35
V.4 Conclusion.....	III.37

VI Essai expérimental..... III.37

VI.1 Détermination des paramètres du modèle..... III.37

VI.2 Validation des résultats obtenus..... III.40

VII Conclusion..... III.42

Conclusion Générale

Références Bibliographiques

INTRODUCTION GENERALE

Le travail que nous présentons dans ce mémoire est l'aboutissement d'une recherche traitant les problèmes du traitement de signal et de l'identification. Pour mener à bien ce travail, nous avons décidé de prendre comme actionneur de référence le moteur pas à pas hybride.

Des études antérieures ont tout d'abord permis d'élaborer un ensemble d'équations non linéaires caractérisant le système appelé "modèle complet" et de tester une méthode d'identification mise au point par R.Laurent dans le cadre d'une thèse d'état "Modélisation et Identification des Systèmes complexes". Cette méthode associée à des méthodes de programmation non linéaires a permis de déterminer les paramètres du modèle complet.

L'objectif de cette thèse est de définir à partir du modèle non linéaire, un modèle linéaire et d'élaborer à partir de celui-ci des méthodes d'identification simples et précises nécessitant la réponse sur un pas du système en position et en vitesse.

Le premier chapitre est consacré à la mise en équation du système sous forme de variables d'état ainsi qu'à l'évaluation des non linéarités caractérisant le processus. Puis à partir des hypothèses simplificatrices, nous élaborons un modèle linéarisé caractérisant le système dans une gamme de fonctionnement liée à la caractéristique dynamique du moteur pas à pas.

Dans le second chapitre, nous présentons une carte de conversion permettant d'obtenir la réponse du système pour une consigne d'entrée donnée ainsi qu'une carte d'acquisition permettant de mémoriser les données dans un ordinateur. On envisage ensuite par l'intermédiaire de méthodes déjà existantes dans la littérature, de filtrer ces données et de sélectionner ensuite une méthode d'estimation.

Finalemant, dans le troisieme chapitre, nous proposons trois methodes d'identification adaptees au modele d'etude et d'etudier ensuite la sensibilité des résultats obtenus en fonction du filtre choisi.

MODELISATION**I. INTRODUCTION**

La modélisation consiste à déterminer une représentation mathématique qui permet de décrire le plus fidèlement possible le système à étudier. Plusieurs types de descriptions seront alors possibles selon que nous serons en présence d'un processus connu ou inconnu. Si nous sommes en présence de système qui obéit à des lois physiques connues, nous pourrons le représenter par un modèle dit de comportement dont les équations mathématiques représentent correctement son fonctionnement. D'autre part, si nous avons affaire à un système très complexe à étudier où les lois physiques ne sont pas très bien connues, nous utiliserons un modèle dit de représentation. Ce modèle sera composé d'équations mathématiques sans lien avec les lois physiques du processus.

Dans ce chapitre, nous allons mettre en oeuvre, de façon générale, la modélisation d'actionneurs électromécaniques. Dans le souci d'obtenir une représentation commune, nous allons décomposer les systèmes en sous-systèmes caractérisés par une équation mécanique, électrique et électromécanique (équation de couplage). L'étude d'un actionneur bien particulier s'effectuera en associant ses équations de fonctionnement à chaque schéma bloc caractérisant les sous-systèmes. Pour l'étude considérée, nous avons décidé de choisir comme actionneur le moteur pas à pas dont la représentation mathématique est très complexe par rapport à d'autres systèmes électromécaniques.

A partir du modèle de connaissance associé au système choisi précédemment, nous allons évaluer ses variables d'état ainsi que ses non linéarités afin d'élaborer les différents blocs de fonctionnement le définissant. A partir des hypothèses faites sur les formes d'ondes des courants et sur les non linéarités, nous essayerons d'élaborer un modèle linéarisé sous forme de variables d'état. Deux formes de modélisation seront alors possibles suivant que l'on désire obtenir les valeurs des

paramètres du modèle définissant le processus ou suivant que l'on désire réaliser une commande. Nous exposerons ici dans ce chapitre les deux formes de représentation.

II. PRESENTATION DU MODELE [KAN-89]

Le fonctionnement d'un système entraîné par un moteur pas à pas est représenté par un ensemble de trois équations. Une équation mécanique, électrique et une équation de couplage électromécanique [BRI-89][BRU-88][GOE-84][PINC-88]. Nous allons décrire dans ce paragraphe l'ensemble de ces équations qui constituent le modèle complet du moteur pas à pas.

II.1 Modèle mécanique

L'équation mécanique décrivant le système est une équation différentielle non linéaire à coefficient constant dont la représentation est:

$$J.\ddot{\theta} + F.\dot{\theta} + C_R.Sgn(\dot{\theta}) = C_m \quad (I.1)$$

En posant $P=\theta/S$ l'équation(I.1) devient:

$$S.J.\ddot{P} + S.F.\dot{P} + C_R.Sgn(\dot{P}) = C_m \quad (I.2)$$

avec

- S :Pas angulaire
- J :Moment d'inertie
- F :Frottement visqueux
- C_R :Frottement sec
- C_m :Couple moteur
- P :Position exprimée en pas

II.2 Modèle électrique

L'équation électrique permet de prendre en compte le temps de montée des courants dans les phases statoriques du moteur pas à pas. Il est à noter que la forme d'onde des courants obtenus dépend aussi de la conception de l'alimentation de puissance commandant l'actionneur. Si nous considérons que le moteur possède des enroulements identiques, nous pouvons écrire:

$$U_{\alpha} = R.i_{\alpha} + L.\frac{di_{\alpha}}{dt} - K_e.\frac{dP}{dt}.\sin\frac{\pi.P}{2} \quad (\text{I.3})$$

$$U_{\beta} = R.i_{\beta} + L.\frac{di_{\beta}}{dt} + K_e.\frac{dP}{dt}.\cos\frac{\pi.P}{2} \quad (\text{I.4})$$

où

- U_{α}, U_{β} : Tension d'alimentation des phases statoriques
- i_{α}, i_{β} : Courant dans les phases statoriques
- R : Résistance d'une phase
- L : Inductance d'une phase
- K_e : Coefficient de la force électromotrice induite

II.3 Equation de couplage

Cette équation permet de faire la liaison entre la partie électrique et mécanique, et de fournir un couple moteur à la partie mécanique du système. Des travaux antérieurs ont montré qu'il pouvait s'exprimer de la façon suivante:

$$C_m = -C_H(i_{\alpha}).\sin\left(\frac{\pi.P}{2}\right) + C_H(i_{\beta}).\cos\left(\frac{\pi.P}{2}\right) - C_D.\sin(2.\pi.P) \quad (\text{I.5})$$

avec

$$C_H(i_\alpha) = C_s.[1-e^{-A|i_\alpha|}].\text{sign}(i_\alpha)$$

$$C_H(i_\beta) = C_s.[1-e^{-A|i_\beta|}].\text{sign}(i_\beta)$$

C_D : Couple de détente

Nous pouvons constater que le couple moteur est une expression qui dépend bien du courant et de la position.

Ces équations étant établies, nous pouvons donc passer à la phase suivante qui est la représentation du système sous forme de variables d'état.

III. PRESENTATION DU MODELE SOUS FORME VARIABLES D'ETAT [NAJ-88]

III.1 Modèle complet

L'étude de processus en général, nous amène à définir ses grandeurs d'entrées, de sorties ainsi que de son état [BAR-81]. La décomposition du système en sous-système caractérisant les équations de fonctionnement de l'actionneur, permettra d'évaluer les grandeurs définies ci-dessus.

III.1.1 Variables d'état du système.

Le système étant composé de trois équations, il sera caractérisé par trois sous-systèmes. Chaque sous-système sera défini par des blocs représentés de la façon suivante:

- Bloc1 : Equation mécanique
- Bloc2 : Equation électrique
- Bloc3 : Equation de couplage

a) Elaboration du bloc 1

En reprenant l'expression(I.2) et en posant comme variables d'etat $X1=P$ et $X2=\dot{P}$ nous aboutissons à:

$$\dot{X1} = X2$$

$$\dot{X2} = (Cm - C_R \cdot \text{sgn}(X2) - S.F.X2) \cdot 1/(S.J)$$

La représentation de ce système sous forme matricielle est:

$$\begin{bmatrix} \dot{X1} \\ \dot{X2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -F/J \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X1 \\ X2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1/(S.J) & 1/(S.J) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Cm(i_\alpha, i_\beta, X1) \\ C_R \cdot \text{Sgn}(X2) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} Y1 \\ Y2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X1 \\ X2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

avec $Y1, Y2$ représentant la sortie du sous-système caractérisé par le bloc 1.

L'élaboration du premier schéma bloc décrivant la partie mécanique du système est donnée par la figure 1.

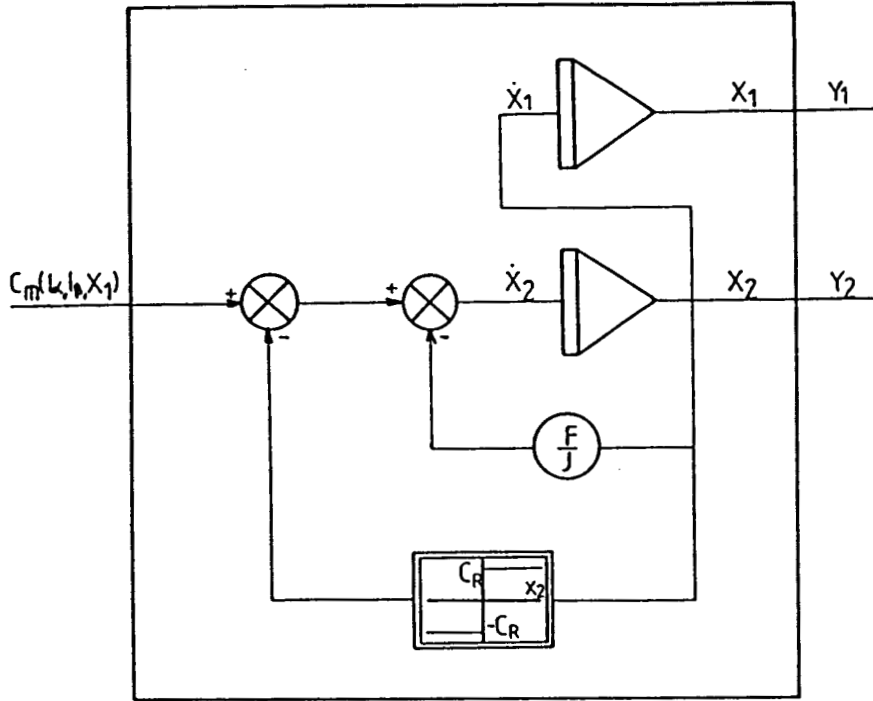


Figure 1

L'ensemble ainsi constitué montre que le sous-système possède une non linéarité due au couple de frottement sec. Il est caractérisé par une entrée qui est le couple moteur et par deux états X_1, X_2 représentant deux sorties du système. A partir des états X_1, X_2 , il sera donc possible de déterminer l'ensemble des paramètres J, F, C_R caractérisant le bloc 1.

b) Elaboration du bloc 2

En reprenant l'équation (I.3) et (I.4) et en posant comme variables d'état $X_3=i_\alpha$ et $X_4=i_\beta$ nous obtenons:

$$\dot{X}_3 = \left[U_\alpha - R.X_3 + K_e.X_2.\sin\left(\frac{\pi.X_1}{2}\right) \right] \cdot \frac{1}{L} \tag{I.9}$$

$$\dot{X}_4 = \left[U_\beta - R.X_4 - K_e.X_2.\cos\left(\frac{\pi.X_1}{2}\right) \right] \cdot \frac{1}{L} \tag{I.10}$$

La représentation de cet ensemble d'équations sous

forme matricielle est:

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_3 \\ \dot{X}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & 0 \\ 0 & -R/L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_3 \\ X_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (U_\alpha + K_e \cdot X_2 \cdot \sin(\pi \cdot X_1 / 2)) \cdot 1/L \\ (U_\beta - K_e \cdot X_2 \cdot \cos(\pi \cdot X_1 / 2)) \cdot 1/L \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} Y_3 \\ Y_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_3 \\ X_4 \end{bmatrix} \tag{I.11}$$

avec Y3, Y4 représentant la sortie du sous-système caractérisé par le bloc 2.

A partir de cette représentation, nous élaborons le deuxième schéma bloc dont la description est donnée par la figure 2.

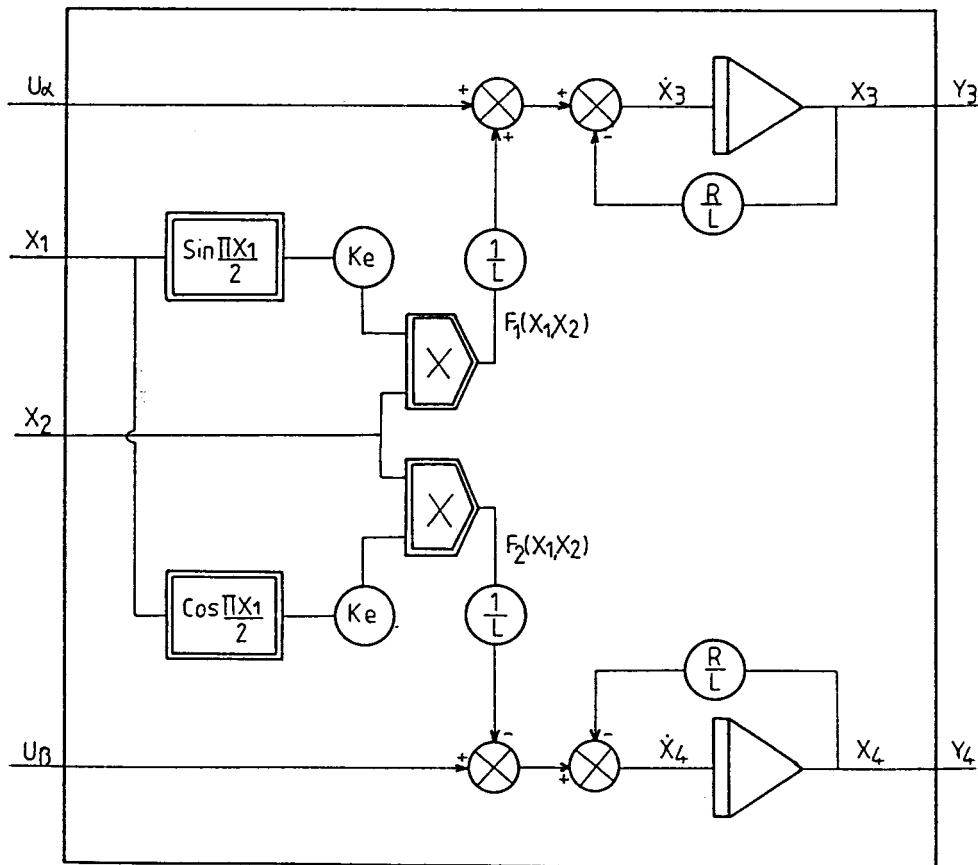


Figure 2

La constitution de ce bloc montre l'apparition de deux non linéarités $f_1(X_1, X_2)$ et $f_2(X_1, X_2)$ liées au phénomène de la force contre électromotrice du moteur pas à pas. Ce sous-système est donc caractérisé par 4 entrées dont deux par l'état du bloc 1 et par deux états X_3, X_4 correspondant à deux sorties du système. L'ensemble des paramètres constituant ce bloc sera déterminé à partir des états X_3, X_4 .

c) Elaboration du bloc 3

L'équation électromécanique permettant de faire le couplage entre l'équation mécanique (bloc 1) et l'équation électrique (bloc 2) n'amène pas de variables d'état supplémentaires. Cette équation permet de déterminer le couple moteur du système en tenant compte des phénomènes de saturation du couple en fonction du courant. Son expression s'écrit:

$$\begin{aligned}
 C_m(i_\alpha, i_\beta, X_1) = & -C_s \cdot [1 - e^{-A|i_\alpha|}] \cdot \text{sign}(i_\alpha) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot X_1}{2}\right) \\
 & + C_s \cdot [1 - e^{-A|i_\beta|}] \cdot \text{sign}(i_\beta) \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot X_1}{2}\right) \\
 & - C_D \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot X_1)
 \end{aligned} \tag{I.12}$$

A partir de cette équation, nous pouvons élaborer le bloc 3 dont la description est donnée par la figure 3

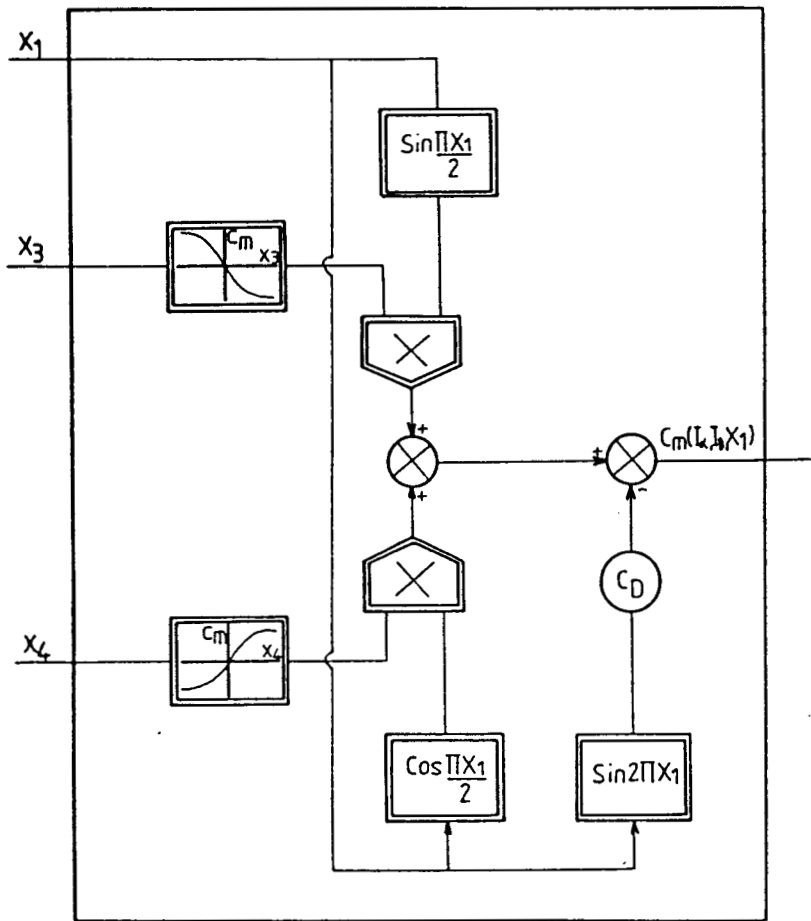


Figure 3

Dans l'expression trouvée en (I.12), nous faisons l'hypothèse que les non linéarités dues aux saturations sont connues ainsi que le coefficient C_D du couple de détente [BRU-88] [PINC-88].

III.1.2 Représentation générale du modèle

Ayant défini les sous systèmes caractérisant le processus d'étude, le système est donc maintenant entièrement caractérisé par ses entrées et ses sorties. La description de l'actionneur est donnée par la figure 4.

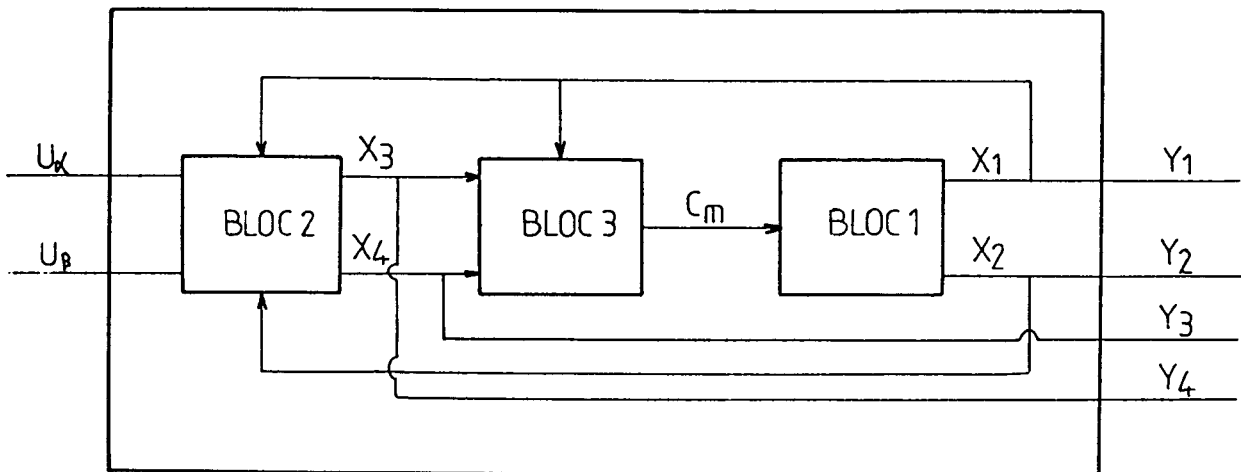


Figure 4

III.2 Modélisation en vue de l'identification

La détermination des paramètres d'un modèle de connaissance est obtenue, de façon générale, en observant l'état de sortie du processus pour une consigne d'entrée donnée [ARA-77][MAL-75][POV-75]. Dans le cas précis de notre étude, nous allons regarder l'évolution de notre processus pour une réponse sur un pas, c'est-à-dire lorsqu'un seul enroulement est alimenté. Si nous prenons comme référence l'avance sur un pas tel que nous commutons de la phase α vers β , seule l'expression (I.4) intervient. A partir du schéma bloc complet (figure 4), en faisant $U_\alpha=0$, nous pouvons déterminer l'ensemble des paramètres du modèle constituant le système par des méthodes d'identification non linéaires [KNA-83][LAA-83][LAU-85]. Dans le souci de ne pas les utiliser, nous allons élaborer un modèle linéarisé décrivant le mieux possible l'actionneur. Il sera obtenu en faisant des hypothèses simplificatrices qui donneront lieu à des restrictions au niveau du fonctionnement de l'actionneur.

III.2.1 Hypothèses simplificatrices

La réponse sur un pas du processus est donnée par la figure 5 [BRU-88].

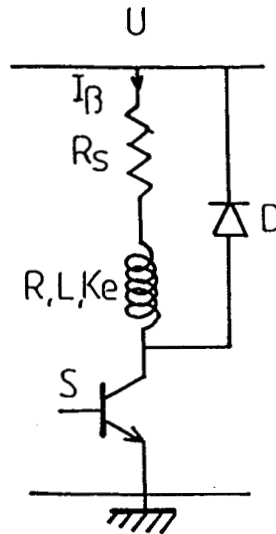


Figure 5

Si on néglige le coefficient de la force contre-électromotrice qui intervient à des vitesses élevées données par le constructeur, (caractéristique dynamique du moteur) l'équation électrique régissant la phase du moteur alimentée est donnée par:

$$U_{\beta} = R \cdot i_{\beta} + L \cdot \frac{di_{\beta}}{dt}$$

avec

$$U_{\beta} = U - R_s \cdot i_{\beta}$$

En reportant U_{β} dans l'équation différentielle nous obtenons:

$$U = (R + R_s) \cdot i_{\beta} + L \cdot \frac{di_{\beta}}{dt} \tag{I.13}$$

La résolution de (I.13) nous conduit à:

$$i_{\beta} = \frac{U}{R+R_s} \cdot (1 - e^{-T/\tau})$$

avec

$$\tau = \frac{L}{R+R_s}$$

Si la constante de temps τ est très petite, nous pouvons considérer le temps de montée du courant i_{β} dans la phase statorique du moteur comme négligeable. La valeur du courant est donc:

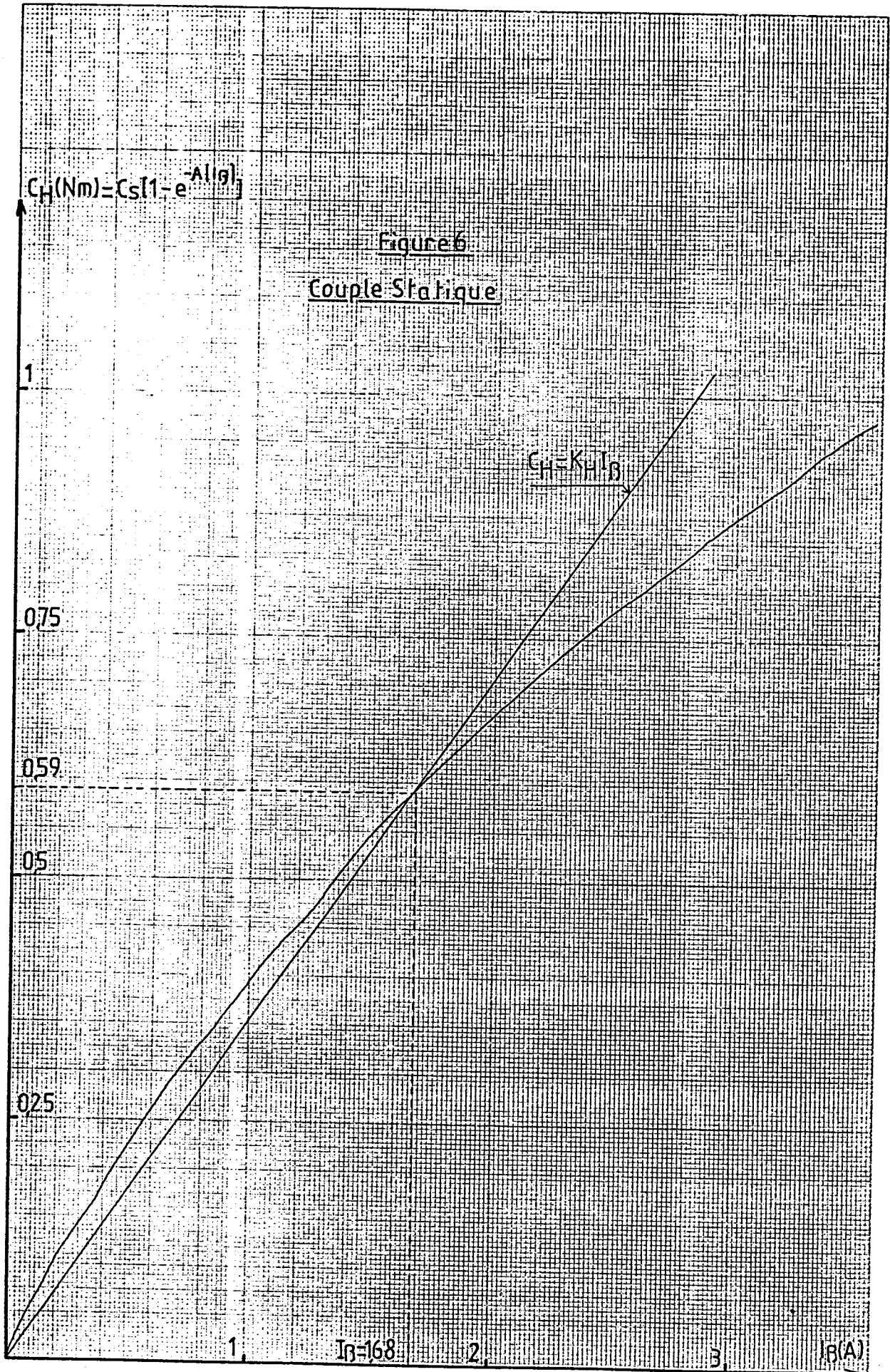
$$i_{\beta} = \frac{U}{R+R_s} = I_{\beta} = c^{te}$$

A partir de l'expression (I.12), en faisant $i_{\alpha}=0$, nous déterminons l'expression du couple moteur pour la réponse sur un pas. Elle s'écrit:

$$C_m = C_s \cdot [1 - e^{-A|i_{\beta}|}] \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot X_1}{2}\right) - C_D \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot X_1) \quad (\text{I.14})$$

La saturation du couple statique en fonction du courant étant connue (figure 6), il est possible pour un courant I_{β} donné, de caractériser le couple statique C_H par une droite de la forme:

$$C_H = K_H \cdot I_{\beta}$$



Le coefficient K_H sera obtenu par:

$$K_H = \frac{C_S [1 - e^{-A|I_B|}]}{I_B}$$

Moyennant ces hypothèses, l'expression (I.14) devient

$$C_M = C_H \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot X_1}{2}\right) - C_D \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot X_1) \quad (\text{I.15})$$

III.2.2 Modélisation

L'expression (I.15) étant une fonction non linéaire de la position, nous allons considérer que le couple moteur C_M reste constant dans l'intervalle $(X_1(t_n), X_1(t_{n+1}))$, hypothèse valable tant que $X_1(t_{n+1}) - X_1(t_n)$ reste petit. L'expression de $C_M(X_1(t_n), X_1(t_{n+1}))$ sera:

$$C_M = C_H \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot X_1(t_n)}{2}\right) - C_D \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot X_1(t_n)) \quad (\text{I.16})$$

En reprenant l'expression du sous-système caractérisé par le bloc 1, il est possible de déterminer l'évolution des variables d'état X_1 et X_2 aux instants (t_n, t) par:

$$X(t) = e^{A(t-t_n)} \cdot X(t_n) + \int_{t_n}^t e^{A(t-\tau)} \cdot B \cdot u(\tau) \cdot d\tau \quad (\text{I.17})$$

En calculant les valeurs propres de la matrice A et en utilisant le théorème de Cayley Hamilton [NAJ-88], nous pouvons déterminer l'expression de l'exponentielle de la matrice A .

Elle a pour expression:

$$e^{At} = \begin{bmatrix} 1 & 1 - e^{-(F/J) \cdot t} \\ 0 & e^{-(F/J) \cdot t} \end{bmatrix}$$

La résolution de l'équation (I.17) nous conduit à:

$$X1(t) = X1(tn) + \frac{J}{F} \left[X2(tn) - \frac{C_M - C_R \cdot \text{sgn}(X2(tn))}{S \cdot F} \right] (1 - e^{-(F/J)(t - tn)}) \\ + \frac{C_M - C_R \cdot \text{sgn}(X2(tn))}{S \cdot F} \cdot (t - tn)$$

et

$$X2(t) = \left[X2(tn) - \frac{C_M - C_R \cdot \text{sgn}(X2(tn))}{S \cdot F} \right] \cdot e^{-(F/J)(t - tn)} \\ + \frac{C_M - C_R \cdot \text{sgn}(X2(tn))}{S \cdot F}$$

A l'instant $t = tn+1$ caractérisant l'état $X1(n+1)$ et $X2(n+1)$ et en posant $Te = tn+1 - tn$, nous obtenons sous-forme matricielle

$$\begin{bmatrix} X1(n+1) \\ X2(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1 - e^{-a \cdot Te}}{a} \\ 0 & e^{-a \cdot Te} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X1(n) \\ X2(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} \cdot [C_M - C_R \cdot \text{sgn}(X2(n))]$$

$$\begin{bmatrix} Y1(n) \\ Y2(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X1(n) \\ X2(n) \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

avec

$$a = \frac{F}{J}$$

$$A = \frac{Te}{S.F} - \frac{1}{a.S.F} \cdot (1 - e^{-a \cdot Te}) ; B = \frac{1}{S.F} \cdot (1 - e^{-a \cdot Te})$$

A partir des hypothèses décrites dans ce paragraphe, nous avons élaborer le bloc 4 correspondant au modèle linéarisé [ANG-73] et dont la représentation est donnée par la figure 7.

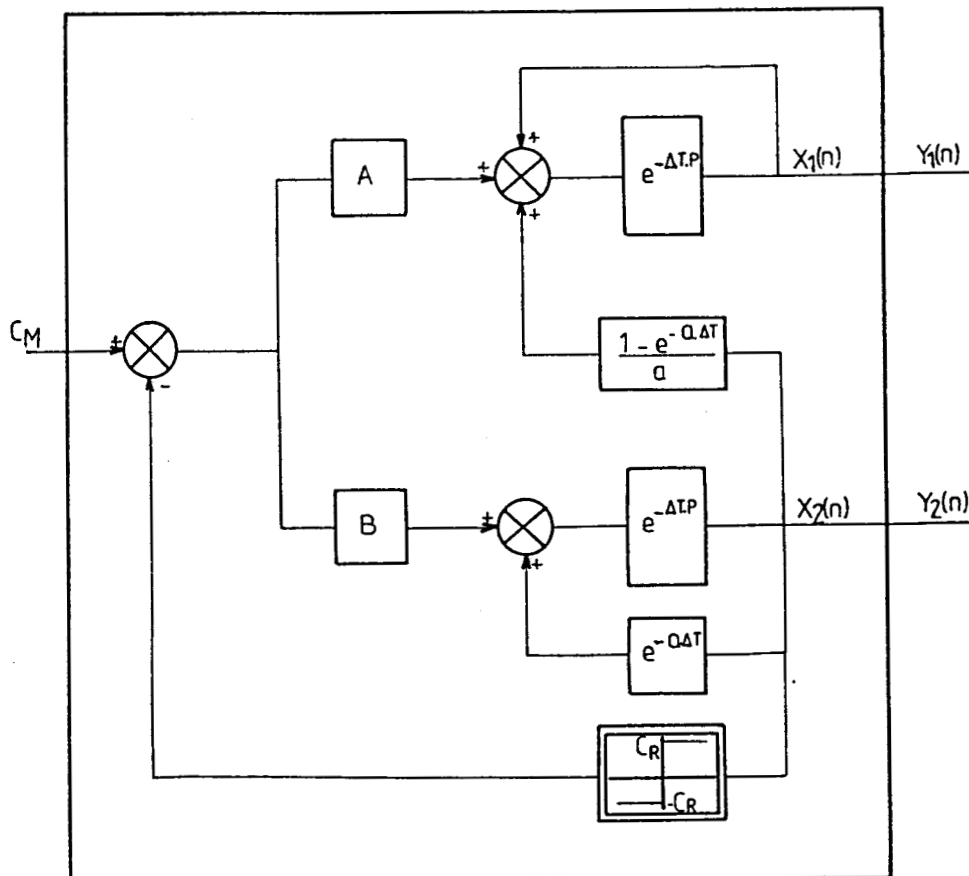


Figure 7

Le processus est donc maintenant caractérisé par une entrée C_M et par deux états $X_1(n)$ et $X_2(n)$ caractérisant la sortie du système. La détermination des paramètres de ce nouveau modèle sera obtenu par l'intermédiaire des sorties $y_1(n)$ et $y_2(n)$.

III.3 Modélisation en vue de la commande

Si nous négligeons le temps de montée des courants i_α et i_β dans les phases statoriques du moteur, hypothèse valable tant que la force électromotrice reste négligeable, il est possible de déterminer l'expression du couple moteur pour différentes formes d'ondes I_α et I_β . Plusieurs modes d'alimentation sont disponibles pour commander le moteur [GOE-84][PIN-81]. Nous pouvons distinguer 4 modes.

- **Mode 1** : Une seule phase du moteur est alimentée par le courant I . Dans ce mode d'alimentation, on définit l'angle de pas.

- **Mode 2** : Deux phases du moteur sont alimentées simultanément par le courant I . Le couple moteur résultant est 1,414 plus élevé qu'en mode 1. Le nombre de positions d'équilibre stable sont les mêmes qu'en mode 1, mais elles correspondent à des positions intermédiaires.

- **Mode 3** : La combinaison des modes 1 et 2 permet un fonctionnement en mode demi-pas. Un nombre double d'impulsions est donc nécessaire pour effectuer un tour. Ce mode d'alimentation présente l'inconvénient de ne pas présenter le même couple pour tout les pas.

- **Mode 4** : Identique au mode 3 mis à part que, lorsqu'un seul courant parcourt la phase du moteur, il est fixé à une valeur égale à $I.\sqrt{2}$ pour obtenir un couple identique au mode 2, ce qui permet de travailler en double précision.

Dans ce mémoire, nous ne retiendrons que le mode 2 en vue de la détermination de l'expression du couple moteur.

III.3.1 Expression du couple moteur en mode 2

La séquence des courants I_α et I_β alimentant les phases du moteur est donnée par le tableau suivant:

I_α	I_β
I	I
-I	I
-I	-I
I	-I

La linéarisation de la saturation du couple statique en fonction des courants I_α et I_β nous amène à déterminer une nouvelle expression du couple moteur [PINCH-88][PINCH-88]. L'expression décrite en (I.12) devient:

$$C_m = -K_H \cdot I_\alpha \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot X1}{2}\right) + K_H \cdot I_\beta \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot X1}{2}\right) - C_D \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot X1) \quad (\text{I.19})$$

En remplaçant I_α et I_β par les valeurs respectives du tableau des séquences, nous aboutissons:

- Séquence 1

$$C_m = -K_H \cdot I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot X1}{2} - \frac{\pi}{4}\right) - C_D \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot X1)$$

- Séquence 2

$$C_m = -K_H \cdot I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot X1}{2} - \frac{3 \cdot \pi}{4}\right) - C_D \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot X1)$$

- Séquence 3

$$C_m = -K_H \cdot I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot X_1}{2} - \frac{5 \cdot \pi}{4}\right) - C_D \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot X_1)$$

- Séquence 4

$$C_m = -K_H \cdot I \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot X_1}{2} - \frac{7 \cdot \pi}{4}\right) - C_D \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot X_1)$$

De façon plus générale, le couple C_m s'exprime

$$C_m = -C_H \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot X_1}{2} - \frac{\pi}{4} - K_1 \cdot \frac{\pi}{2}\right) - C_D \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot X_1)$$

avec K_1 un coefficient entier qui s'incrémente d'une unité à chaque impulsion de commande en partant de la valeur $k_1=0$. Si nous posons $Z_2=X_1 + 1/2$ nous obtenons [PIN-81][PIN-84]:

$$C_m = -C_H \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot Z_2}{2} - K_1 \cdot \frac{\pi}{2}\right) + C_D \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot Z_2) \quad (\text{I.20})$$

K_1 : Coefficient qui s'incrémente d'une unité à partir de 1 pour chaque impulsion de commande.

Z_2 : Position angulaire en mode 2 exprimée en pas.

Nous constatons que les positions d'équilibre en mode 2 se situe à une distance égale à 0.5 pas par rapport aux positions d'équilibre en mode 1.

III.3.2 Modélisation

L'impulsion de commande s'effectuant lorsque le système a parcouru un pas correspondant à $X_1(n+1)-X_1(n)=1$, l'hypothèse définie au paragraphe II.2 n'est plus applicable à l'expression trouvée en (I.20). Afin de pouvoir utiliser la relation (I.18) pour l'extraction des temps de commutations,

nous allons considérer que le couple moteur, pour le mode utilisé, reste constant et égal à sa valeur moyenne entre deux commutations successives correspondant aux points $M_n(X1(n), X2(n), t_n)$ et $M_{n+1}(X1(n+1), X2(n+1), t_{n+1})$ [PINCH-88].

III.3.3.1 Expression du couple moyen en mode 2

Le couple moteur moyen entre M_n et M_{n+1} [BRIE-89] [PIN-82] a pour expression:

$$C_m = \frac{1}{X1(n+1) - X1(n)} \cdot \int_{X1(n)}^{X1(n+1)} C_m \cdot dZ_2$$

soit

$$C_m = \frac{1}{X1(n+1) - X1(n)} \cdot \left[\int_{X1(n)}^{X1(n+1)} \left(-C_H \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot Z_2}{2} - K_1' \cdot \frac{\pi}{2}\right) \right) \cdot dZ_2 \right. \\ \left. + \int_{X1(n)}^{X1(n+1)} \left(C_D \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot Z_2) \right) dZ_2 \right]$$

Il s'exprime donc:

$$C_m = \frac{2 \cdot C_H \cdot \sqrt{2}}{\pi \cdot (X1(n+1) - X1(n))} \cdot \left[\cos\left(\frac{\pi \cdot X1(n+1)}{2} - K_1' \cdot \frac{\pi}{2}\right) - \cos\left(\frac{\pi \cdot X1(n)}{2} - K_1' \cdot \frac{\pi}{2}\right) \right] \\ - \frac{C_D}{2 \cdot \pi \cdot (X1(n+1) - X1(n))} \cdot \left[\cos(2 \cdot \pi \cdot X1(n+1)) - \cos(2 \cdot \pi \cdot X1(n)) \right] \quad (I.21)$$

III.3.3.2 Elaboration du nouveau modèle

En reprenant l'expression (I.18) et en

remplaçant C_M par \bar{C}_m nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} X1(n+1) \\ X2(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1-e^{-a \cdot T_e}}{a} \\ 0 & e^{-a \cdot T_e} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X1(n) \\ X2(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} \cdot [\bar{C}_m - C_R \cdot \text{sgn}(X2(n))]$$

$$\begin{bmatrix} Y1(n) \\ Y2(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X1(n) \\ X2(n) \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

où T_e représente le temps de commutation.

A partir des nouvelles hypothèses, nous pouvons élaborer le schéma permettant de déterminer les temps de commutations nécessaires pour commander le moteur [BRIE-89][BRU-88]. Il est donné par la figure 8.

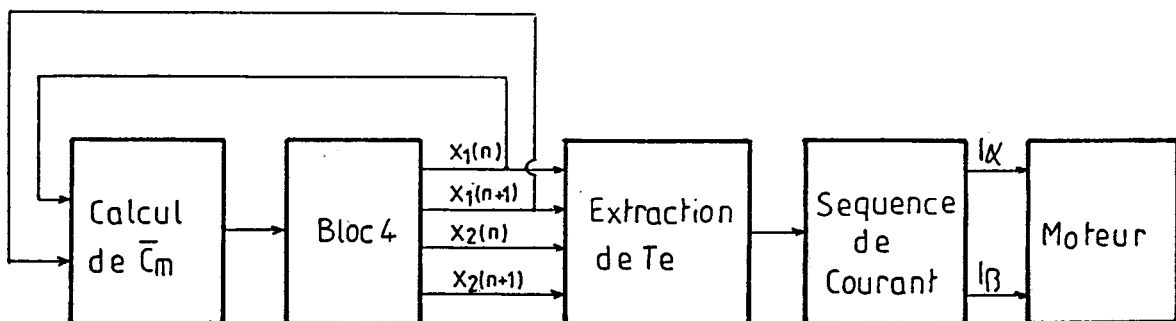


Figure 8

IV CONCLUSION

L'étude sur la modélisation conduit à choisir un modèle mathématique qui représente le mieux possible la description du système. Dans le cas précis, nous avons modélisé le fonctionnement d'un moteur pas à pas par un ensemble d'équations définissant le modèle complet de l'actionneur. L'étude dans l'espace d'état, nous a conduit à une décomposition du système en sous-systèmes non linéaire caractérisant ainsi chaque équation de fonctionnement. La connaissance des paramètres du modèle permet alors de connaître parfaitement le système pour l'élaboration d'une loi de commande. Le modèle étant fortement non linéaire, les méthodes d'identification classiques ne pouvant pas s'appliquer, nous avons élaboré un modèle linéarisé à partir d'hypothèses simplificatrices faites sur les formes d'ondes des courants et sur le couple moteur. Nous avons abouti de ce fait à deux représentations. Une qui sera utilisée pour déterminer les coefficients du modèle mathématique sans passer par les méthodes de programmation non-linéaires, l'autre pour effectuer une commande.

La chronologie de la modélisation effectuée dans ce chapitre serait la même pour tout autre actionneur.

ESTIMATION-FILTRAGE**I INTRODUCTION**

Dans le cadre de ce chapitre, nous proposons d'étudier de façon très détaillée tous les éléments nécessaires permettant d'obtenir la réponse d'un système pour une consigne d'entrée connue [LEC-83][RAJ-79]. Dans une première partie, nous commençons par définir la carte de conversion permettant, à partir d'un capteur, de mettre en forme l'information nécessaire à l'étude d'un processus. Nous décrivons aussi ici, le dispositif permettant l'acquisition sur ordinateur numérique des données recueillies à partir de la carte de conversion [BRU-83].

Dans une seconde partie, nous envisageons de traiter l'information reçue par différentes méthodes d'estimation appelées filtres [FON-81][RAD-70][RAD-84] afin d'extraire les valeurs utiles du signal d'étude. Puis à partir des différents filtres, nous choisissons l'estimateur le mieux adapté à notre processus d'étude [BIE-73].

II.Acquisition de données

II.1 Détermination de la position et de la vitesse par la réponse sur un pas.

La détermination de la position et de la vitesse est effectuée par l'intermédiaire d'un potentiomètre à piste plastique relié à l'arbre moteur ainsi que d'une carte de conversion donnant le moyen de mettre en forme les signaux obtenus. La carte de conversion est composée d'amplificateurs opérationnels réalisant les fonctions élémentaires dont l'addition et la dérivation. La variation du système sur un pas se faisant à partir d'une position quelconque de l'arbre moteur, il est donc nécessaire de s'affranchir de cette position afin de se ramener à la position correspondant à $p=0$. Pour cela, il suffit, avant d'obtenir la réponse du système sur un pas, de mesurer la tension au borne du potentiomètre à piste plastique et de l'annuler ensuite. Ainsi, après variation d'un pas, nous pouvons donc récupérer après amplification et dérivation l'information en position et en vitesse du processus. La carte de conversion est donnée par la figure 1.

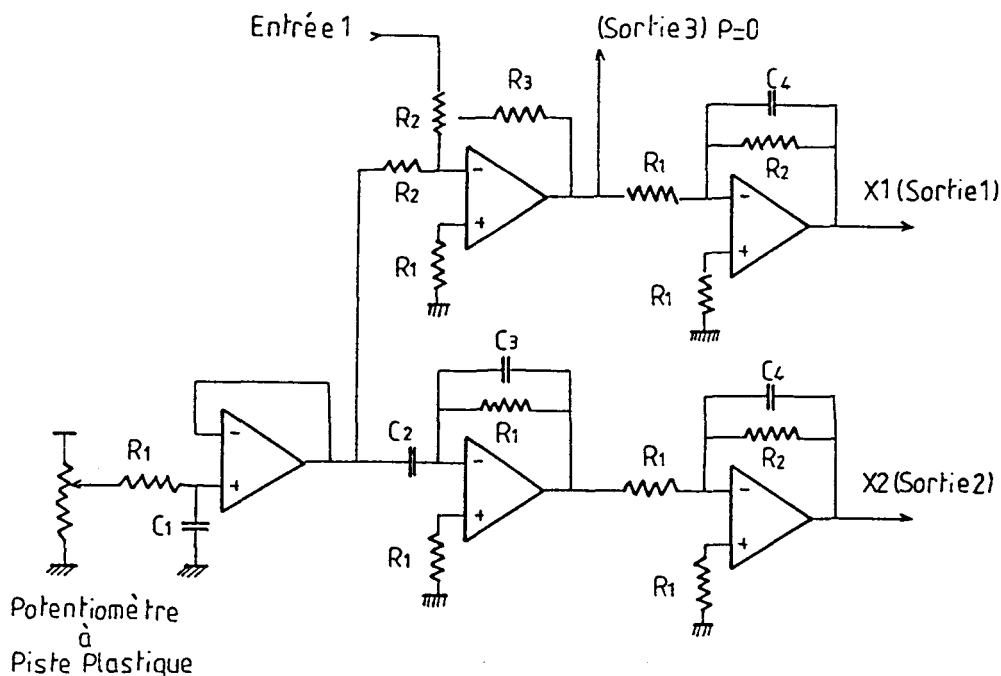


Figure 1

II.2 Carte d'acquisition de données.

II.2.1 Présentation

La carte d'acquisition de données est une DT2801 de chez data translation composée de 8 entrées analogiques en mode différentiel et de 2 sorties analogiques. Dans le cas précis de l'étude , nous utiliserons trois entrées et une sortie analogique. Les entrées seront respectivement reliées aux sorties 1,2,3 de la carte de conversion tandis que la sortie sera utilisée pour le réglage de la position initiale ($X1=0$) par l'intermédiaire de l'entrée 1 de la carte de conversion

II.2.2 Réglage de la position initiale $X1=0$

La lecture de la sortie 3 de la carte de conversion permet de connaître à tout instant la valeur de la position de l'arbre moteur. Le réglage de la position initiale, correspondant à $X1=0$, s'effectuera en utilisant la sortie de la carte DT2801. Lorsque la position initiale sera établie, nous pouvons passer à l'étape suivante correspondant à l'acquisition de données.

II.2.3 Synchronisation de l'entrée avec la consigne d'entrée

La synchronisation de l'acquisition avec la consigne d'entrée s'effectuera avec le trigger externe de la carte DT2801. Il sera branché sur le circuit logique permettant de commander le transistor de puissance lors d'une réponse sur un pas. Le système de commande est représenté par la figure 2.

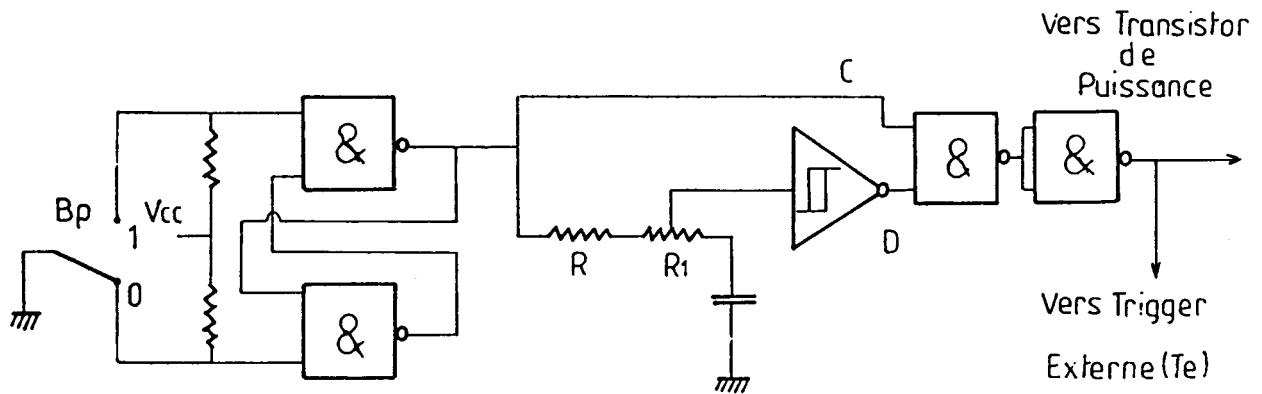
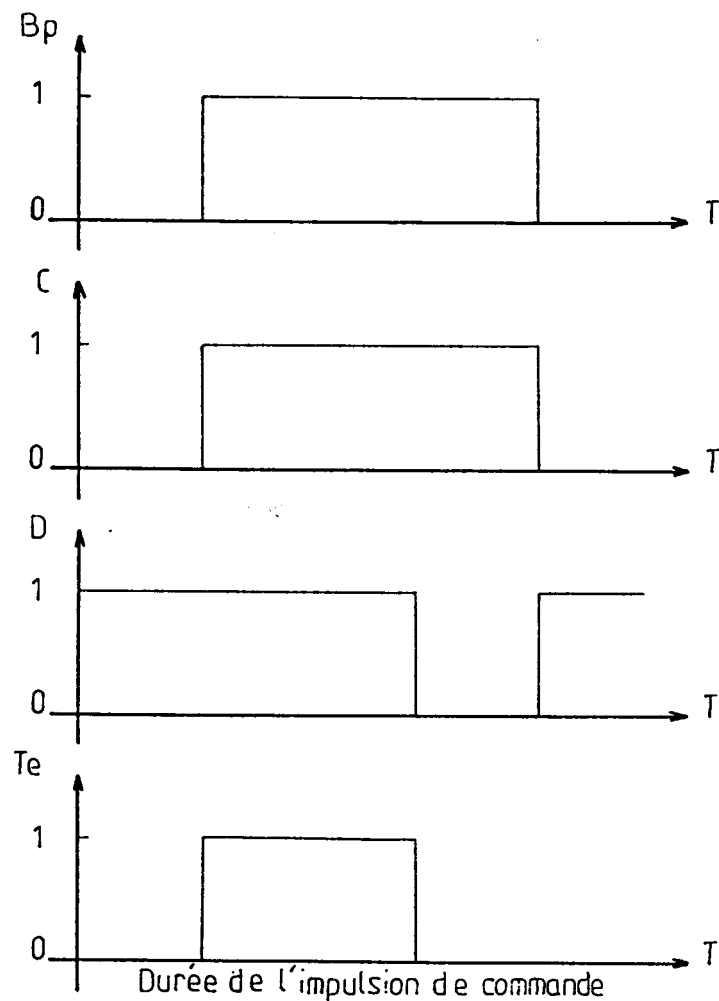


Figure 2

Le fonctionnement du circuit de commande est donné par le chronogramme suivant:



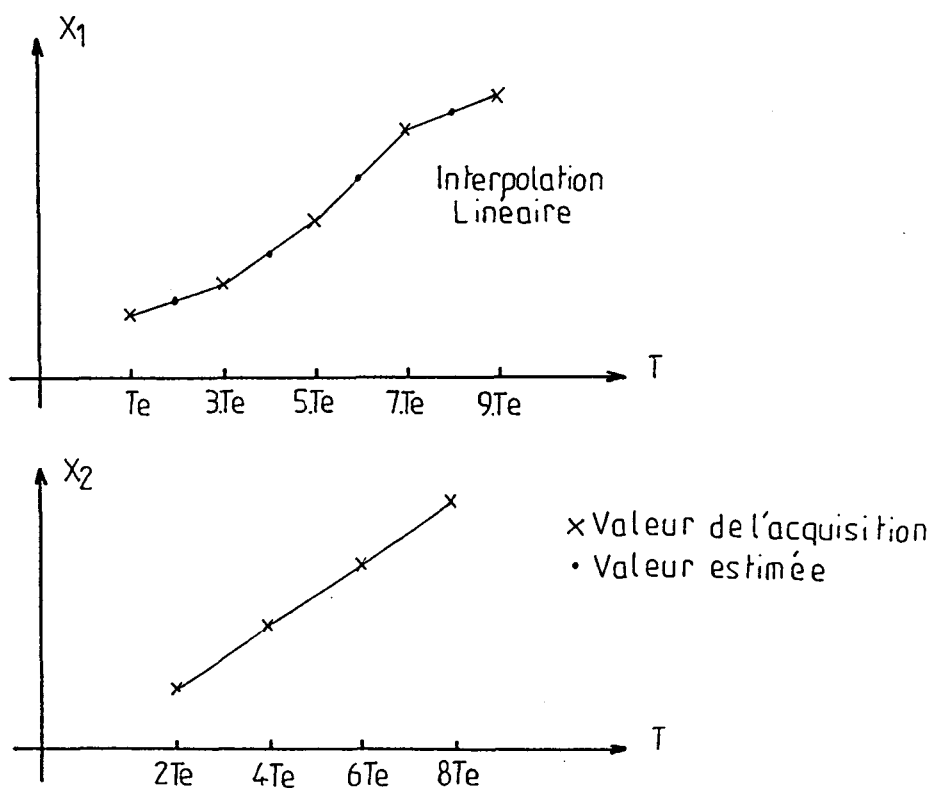
La résistance R_1 permet de régler la durée de

l'impulsion de commande ou le temps de passage du courant dans la phase du moteur.

II.3 Stockage et étalonnage des données

II.3.1 Stockage des données

L'utilisation des entrées analogiques en mode différentiel de la carte DT2801, nous conduit à un décalage d'une période d'échantillonnage entre la voie 1 et la voie 2 correspondant à la position et à la vitesse du système. De ce fait, les instants d'échantillonnage impairs correspondront aux valeurs de la position tandis que les instants d'échantillonnage pairs aux valeurs de la vitesse. Afin d'obtenir la valeur de la position aux instants d'échantillonnage pairs, nous effectuons une interpolation linéaire entre deux instants d'échantillonnage impairs successifs, pour estimer la position au point milieu. La description de la méthode est décrite par la figure ci-dessous.



II.3.2 Etalonnage des données pour un moteur à 200 pas/tour

Les valeurs obtenues après acquisition étant exprimées en volt, il est donc nécessaire de procéder à un étalonnage de ces valeurs afin d'exprimer la position et la vitesse dans l'unité désirée. L'unité associée à la position et à la vitesse sera respectivement le pas et le pas/s

II.3.2.1 Détermination de la position en pas

Le capteur de position est un potentiomètre délivrant une tension de 5 volts pour un tour. L'évolution du système se faisant sur un pas, la valeur finale obtenue à la sortie 1 de la carte de conversion en régime permanent sera de 0.9 V. La conversion de la réponse transitoire sur un pas est donnée par :

$$X1(\text{Pas}) = \frac{X1(\text{V}) - \text{Tension résiduelle } (X1=0)}{0.9}$$

II.3.2.2 Détermination de la vitesse en pas/s

L'étalonnage de la vitesse obtenue par la carte de conversion s'effectuera à l'aide d'une génératrice tachymétrique. Sa caractéristique, donnant le nombre de tour/mn en fonction de la tension, est donnée par le constructeur (figure 3, courbe 1). L'unité choisie pour la vitesse étant le pas/s, il est donc nécessaire de déterminer la relation liant la vitesse en pas/s et en tour/mn. Cette relation s'exprime :

$$X2(\text{Pas/s}) = \frac{X2(\text{tour/mn}) * 10}{3}$$

A partir de cette relation, il est donc

possible de déterminer la caractéristique de la génératrice tachymétrique donnant la vitesse en pas/s en fonction de la tension délivrée à sa sortie (figure 3, courbe 2). En utilisant la réponse sur un pas, nous relevons la caractéristique temporelle du vecteur X2, exprimée en volt, à partir de la carte de conversion. En comparant la courbe obtenue avec celle de la génératrice tachymétrique, nous élaborons la courbe d'étalonnage qui est donnée par la figure 4. De ce fait, la conversion de la réponse transitoire sur un pas est donnée par:

$$X2(\text{Pas/s}) = X2(\text{Volt}) \cdot K$$

où K représente la valeur de la pente de la courbe d'étalonnage. Il est caractérisé par:

$$K = \frac{X2(\text{Pas/s})}{U(\text{volt})} = \frac{225}{0.3} = 750 \text{ Pas/s/volt}$$

Dans ce paragraphe, nous avons élaboré une démarche chronologique, afin de pouvoir obtenir, lors d'une évolution sur un pas, la réponse du système en position et en vitesse dans l'unité désirée. Ces informations seront ensuite enregistrées dans la mémoire d'un ordinateur afin de pouvoir les utiliser dans le cadre de l'identification. D'une manière plus générale, la carte de conversion et d'acquisition peut être schématisée de la façon suivante:

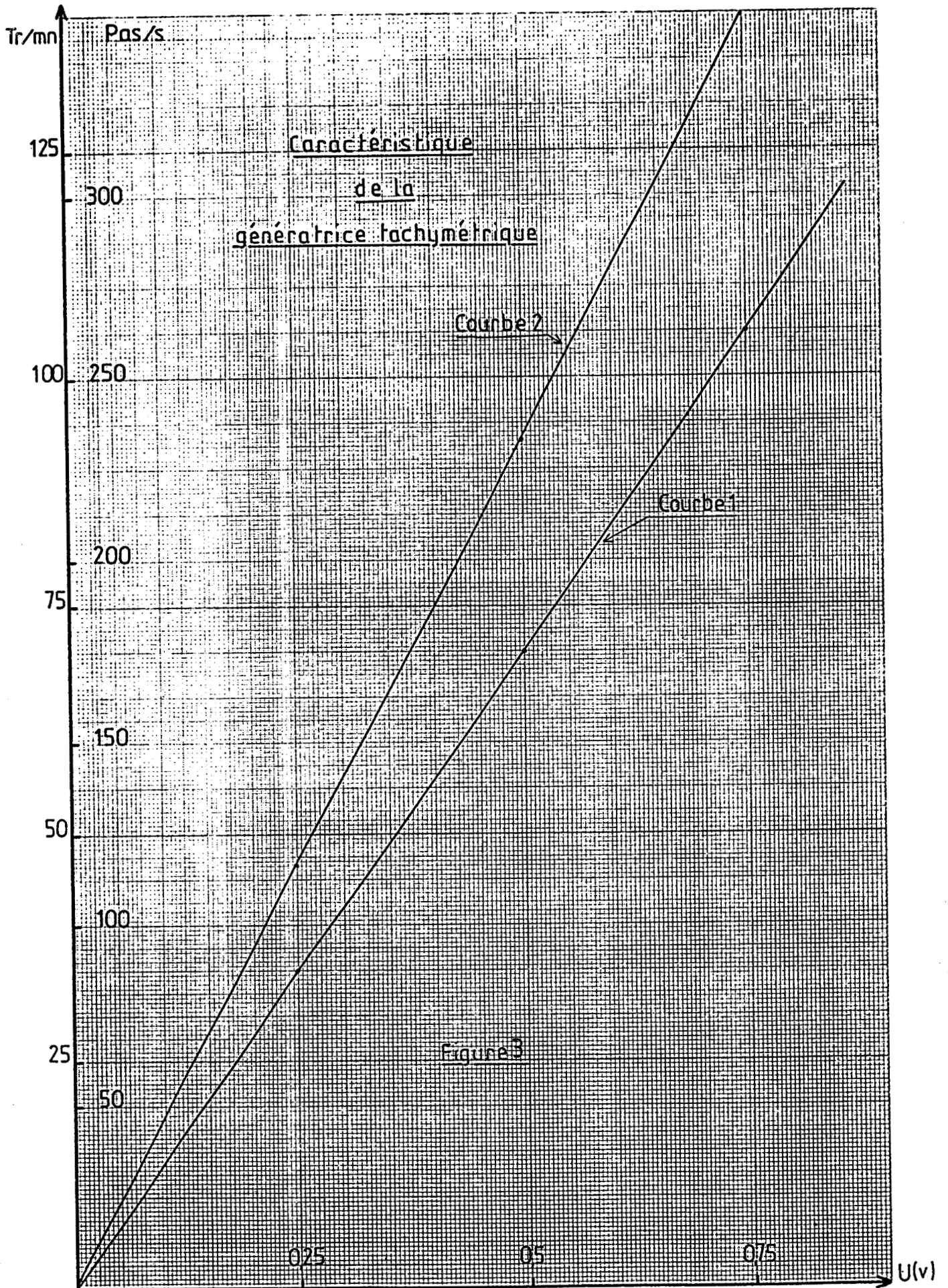
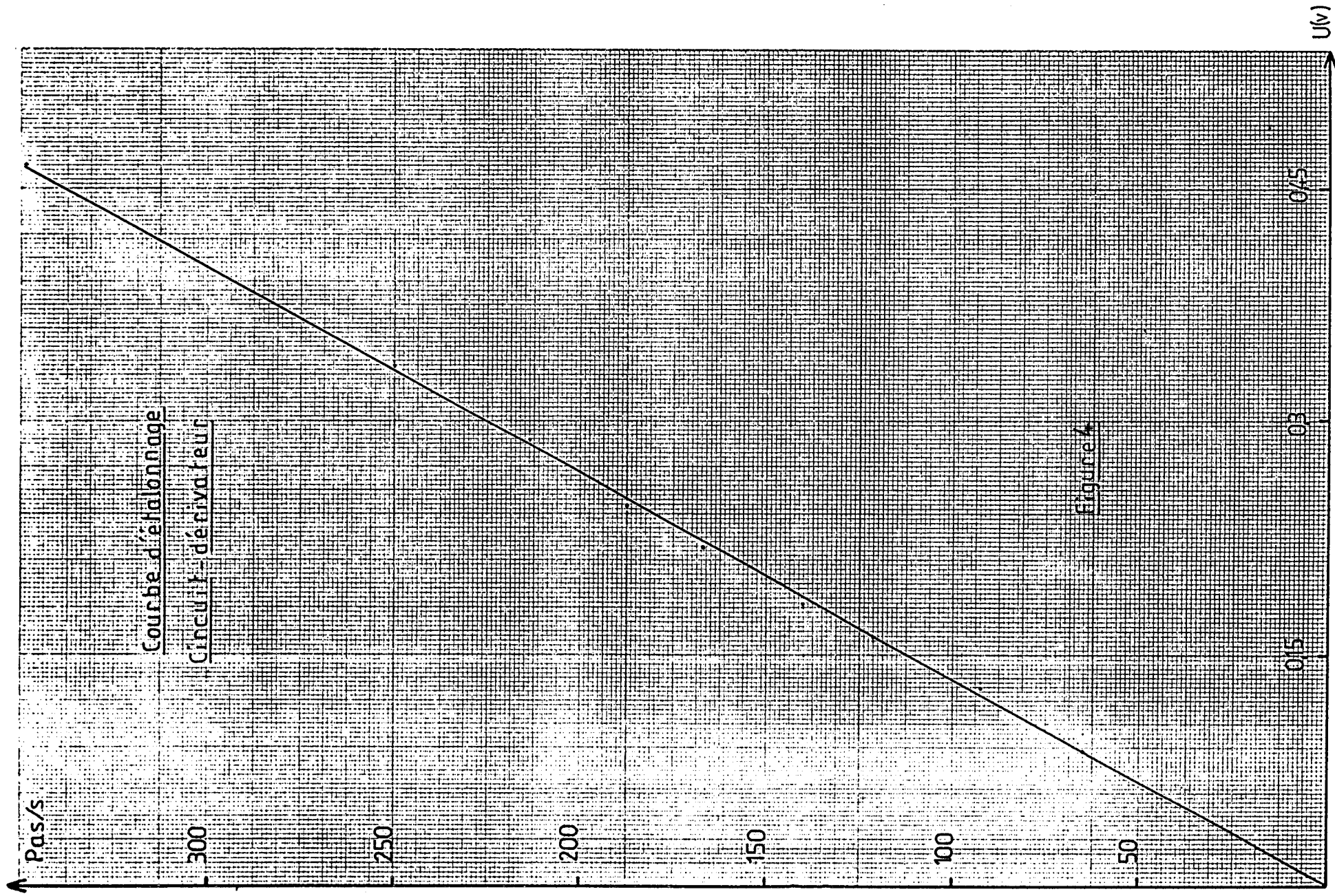


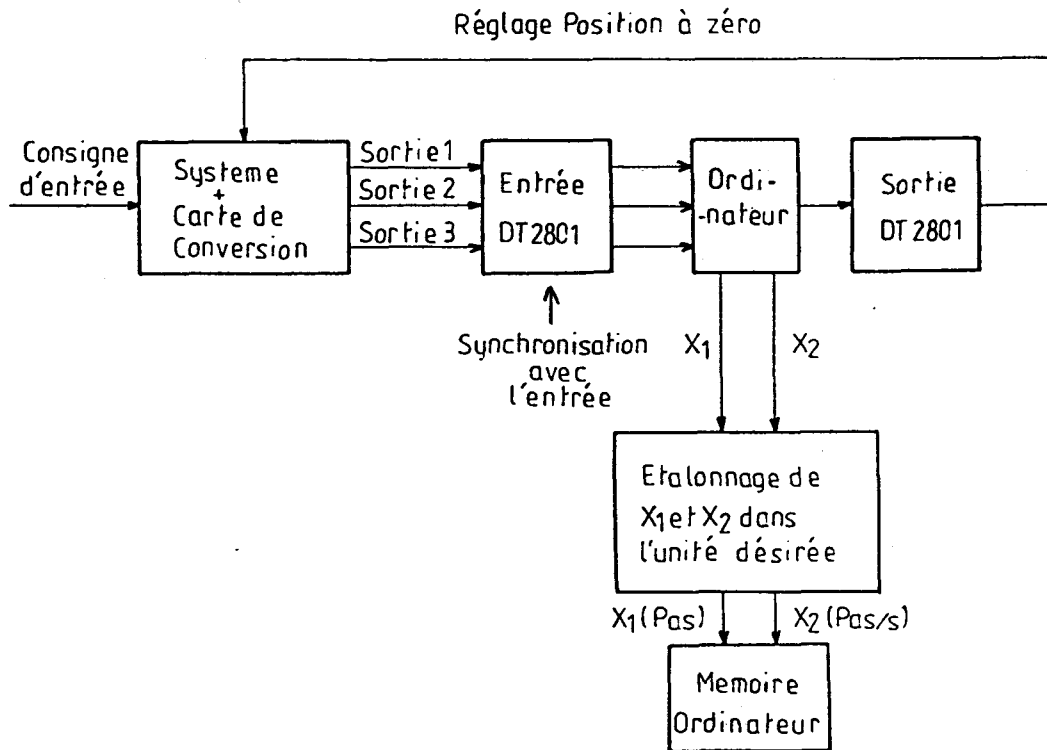
Figure 3



Courbe d'étalonnage

Circuit-dérivateur

Figure 4



III. ESTIMATION-FILTRAGE

III.1 Introduction

De façon générale, nous pouvons constater que des phénomènes extérieurs (parasites) viennent perturber le processus. De ce fait, l'information nécessaire à l'étude du système est entachée de bruit et il devient alors difficile de travailler sur ces données pour définir les paramètres du modèle de connaissance. Afin d'éliminer ces parasites, nous présentons ici des méthodes de filtrage efficaces permettant d'estimer, avec une assez bonne précision, les informations provenant du processus [LYN-71][TEM-88]. On propose aussi dans ce paragraphe, de tester les différents filtres présentés, et de sélectionner, selon un critère de choix, celui qui donnera la meilleure approximation de l'information caractérisant le

système. Plusieurs méthodes peuvent être utilisées pour extraire l'information utile du signal d'étude. On distingue:

- Les méthodes fréquentielles [RAJ-79][VAS-84] basées sur la décomposition du signal en série de Fourier s'il est périodique ou la transformée de Fourier pour les signaux non périodiques de puissance finie.

- Les méthodes d'estimation [LEC-83][NAJ-84][RAJ-79][SAV-64][VAS-84] par l'intermédiaire d'une forme analytique en utilisant la méthode des moindres carrés.

- Les méthodes se basant sur les équations de fonctionnement du système [ALO-88][CHU-88][NAJ-84][VAS-84], ainsi que les propriétés statistiques des signaux d'entrées et de sorties pour l'utilisation du filtre de Kalman.

Ici, nous faisons l'hypothèse que les équations de fonctionnement du système sont inconnues. La seule information mise à notre disposition est la réponse du processus pour une excitation d'entrée donnée. Dans le cas de notre étude, seule les méthodes fréquentielles ou analytiques peuvent être retenues pour la détermination des vecteurs d'état X_1 et X_2 . Dans ce chapitre, nous envisageons de s'intéresser plus particulièrement aux méthodes analytiques qui sont d'usage très courant. L'étude dans le domaine fréquentiel a été testée sans donner des résultats satisfaisants

III.2 Méthodes d'estimation

Nous allons présenter quatre méthodes d'estimation dont trois sont basées sur la méthode des moindres carrés pour estimer une fonction nommée $y(t)$. Elles se décomposent de la façon suivante :

- 1) Estimation de la fonction $y(t)$ notée $\hat{y}(t)$ par la méthode des moindres carrés à fenêtre glissante avec comme fonction d'estimation un polynôme de degré p [NAJ-84][VAS-84].

2) Estimation de la fonction $y(t)$ par l'intermédiaire de la dérivée du polynôme d'estimation (méthode des moindres carrés) lorsque le signal $y(t)$ est intégré [BRI-90].

3) Estimation de la fonction $y(t)$ par un polynôme de degré p en utilisant la méthode des moindres carrés récursive avec facteur d'oubli [NAJ-84].

4) Estimation de la fonction $y(t)$ en évaluant dans chaque intervalle d'observation la moyenne gauche et droite du signal [HUR-88][REN-89].

III.2.1.Méthode des moindres carrés

De façon générale, toutes les fonctions peuvent être représentées comme suit :

$y(t) = a_1.y_1(t) + a_2.y_2(t) + \dots\dots\dots a_p.y_p(t)$ où $y(t)$ représente une combinaison linéaire de fonction $y_i(t)$ pondérée par des coefficients a_i . Sous forme matricielle, nous obtenons:

$y(t) = H(t).\theta$ avec $H(t)=[y_1(t)\dots\dots y_p(t)]$

$$\text{et } \theta = \begin{bmatrix} a_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ a_p \end{bmatrix}$$

où $H(t)$ représente la matrice des mesures effectuées sur le modèle et θ la matrice des paramètres du modèle à déterminer.

Dans la plupart des cas, la fonction $y(t)$ est entachée de bruit et la formulation donnée ci-dessus n'est plus valable. En tenant compte de ce phénomène, $y(t)$ se représente :

$y(t) = H(t).\theta + V(t)$ où $V(t)$ représente le bruit.

Le but recherché est de déterminer le meilleur vecteur d'estimation θ noté $\hat{\theta}$ qui minimise un critère que l'on se sera fixé afin d'obtenir la meilleure estimation de la fonction $y(t)$ représentée par $\hat{y}(t)$ [GRA-80][SIE-85]. Le critère d'optimisation choisi pour l'intervalle $[k-n, k]$ est:

$$J = \sum_{i=0}^n [y(k-n+i) \cdot Te - \hat{y}(k-n+i) \cdot Te]^2 \text{ ou } \hat{y}(k-n+i) = H[(k-n+i) \cdot Te] \cdot \hat{\theta}$$

En posant $Y_{k-n, k} = \begin{bmatrix} y(k-n)Te \\ \vdots \\ y(k)Te \end{bmatrix}$ et

$$\Phi_{k-n, k} = \begin{bmatrix} y_1(k-n)Te & \dots & y_p(k-n)Te \\ \vdots & & \vdots \\ y_1(k)Te & \dots & y_p(k)Te \end{bmatrix}$$

le critère J peut s'écrire :

$$J = (Y_{k-n, k} - \Phi_{k-n, k} \cdot \theta)^T (Y_{k-n, k} - \Phi_{k-n, k} \cdot \theta)$$

La minimisation du critère J par rapport au vecteur θ , nous conduit à rechercher la valeur de $\theta = \hat{\theta}$ vérifiant:

$$\frac{\delta J}{\delta \theta} = 0 \text{ ce qui nous conduit à}$$

$$\hat{\theta} = (\Phi_{k-n, k}^T \cdot \Phi_{k-n, k})^{-1} \Phi_{k-n, k}^T \cdot Y_{k-n, k} \tag{II.1}$$

II.2.2 Méthode des moindres carrés à fenêtre glissante

A partir d'observations bruitées $y(t)$ et en utilisant une fenêtre d'observation dont la longueur est fixée à $[k-n, k]$, on se propose d'estimer $y(t)$ dans cette intervalle par l'intermédiaire de la relation (II.1) et de faire glisser ensuite cette fenêtre en incrémentant le coefficient k d'une unité pour estimer de nouveau la fonction $y(t)$. La description de la méthode est donnée par la figure 5

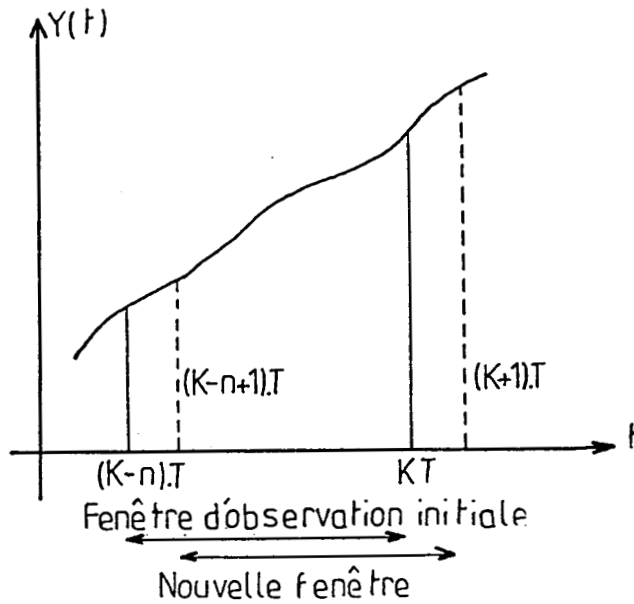


Figure 5

III.2.2.1 Présentation de l'algorithme

La fenêtre d'observation initiale correspondant à $n=k$ étant fixée, l'estimation du vecteur θ dans l'intervalle $[k-n, k]$ est donnée par la méthode des moindres carrés classique c'est à dire :

$$\hat{\theta}_{k-n, k} = (\Phi_{k-n, k}^T \cdot \Phi_{k-n, k})^{-1} \cdot \Phi_{k-n, k}^T \cdot Y_{k-n, k}$$

L'expression $(\Phi_{k-n, k}^T \cdot \Phi_{k-n, k})^{-1}$, notée $P_{k-n, k}$, est obtenue par l'algorithme de Gauss - Jordan [SIB-84].

L'estimation de $y(t)$ dans cette intervalle sera donc :

$$Y_{k-n,k}(t) = H_{k-n,k}(t) \cdot \hat{\theta}_{k-n,k}$$

a) Evolution de $\hat{\theta}_{k-n,k}$, lorsqu'on ajoute à la fenêtre d'observation un échantillon. [COO-83][NAJ-84]

Soit $\Phi_{k+1} = [y_1(k+1)Te \dots y_p(k+1)Te]$ définissant la nouvelle mesure du modèle à l'instant $(k+1)Te$ introduite dans la fenêtre d'observation et $Y_{k+1} = y(k+1)Te$ représentant la valeur de la fonction à l'instant $(k+1)Te$, l'estimation du nouveau vecteur $\hat{\theta}_{k-n,k+1}$ sera:

$$\hat{\theta}_{k-n,k+1} = P_{k-n,k+1} \cdot \Phi_{k-n,k+1}^T \cdot Y_{k-n,k+1} \tag{II.2}$$

avec

$$\Phi_{k-n,k+1} = \begin{bmatrix} \Phi_{k-n,k} \\ \dots \\ \Phi_{k+1} \end{bmatrix} \quad Y_{k-n,k+1} = \begin{bmatrix} Y_{k-n,k} \\ \dots \\ Y_{k+1} \end{bmatrix}$$

$$\text{et } P_{k-n,k+1} = (\Phi_{k-n,k+1} \cdot \Phi_{k-n,k+1}^T)^{-1}$$

En reportant ces expressions dans (II.2) nous obtenons :

$$\hat{\theta}_{k-n,k+1} = (\Phi_{k-n,k} \cdot \Phi_{k-n,k}^T + \Phi_{k+1} \cdot \Phi_{k+1}^T)^{-1} \cdot (\Phi_{k-n,k} \cdot Y_{k-n,k} + \Phi_{k+1} \cdot Y_{k+1})$$

Compte tenu de la relation matricielle:

$$\begin{aligned} & (\Phi_{k-n,k} \cdot \Phi_{k-n,k}^T + \Phi_{k+1} \cdot \Phi_{k+1}^T)^{-1} = (\Phi_{k-n,k} \cdot \Phi_{k-n,k}^T)^{-1} \\ & - (\Phi_{k-n,k} \cdot \Phi_{k-n,k}^T)^{-1} \cdot \Phi_{k+1} \cdot (\Phi_{k+1} \cdot (\Phi_{k-n,k} \cdot \Phi_{k-n,k}^T) \cdot \Phi_{k+1}^T + I)^{-1} \cdot \Phi_{k+1}^T \end{aligned}$$

obtenue par le lemme d'inversion, nous aboutissons à :

$$\hat{\theta}_{k-n,k+1} = \hat{\theta}_{k-n,k} + k_{k-n,k+1} [Y_{k+1} - \Phi_{k+1} \cdot \hat{\theta}_{k-n,k}]$$

$$K_{k-n,k+1} = P_{k-n,k} \cdot (\Phi_{k+1}^T \cdot (\Phi_{k+1} \cdot P_{k-n,k} \cdot \Phi_{k+1}^T + I)^{-1})$$

$$P_{k-n,k+1} = P_{k-n,k} - k_{k-n,k+1} \cdot \Phi_{k+1} \cdot P_{k-n,k}$$

b) Evolution du vecteur $\hat{\theta}_{k-n,k+1}$ lorsqu'on retire un échantillon à la fenêtre d'observation [COO-83][NAJ-84]

En enlevant un échantillon à la fenêtre d'observation, nous allons déterminer à nouveau le vecteur θ dans l'intervalle $[n-k+1, k+1]$ nécessaire à l'estimation de la fonction $y(t)$.

Soi $\Phi_{k-n} = [y_1(k-n)Te \dots \dots \dots y_p(k-n)Te]$ correspondant à la mesure du modèle à supprimer pour obtenir la nouvelle fenêtre d'estimation et $Y_{k-n} = y(k-n)Te$ définissant la valeur de la fonction à l'instant $(k-n)Te$, l'estimation du vecteur $\hat{\theta}_{k-n+1,k+1}$ sera :

$$\hat{\theta}_{k-n+1,k+1} = P_{k-n+1,k+1} \cdot \Phi_{k-n+1,k+1}^T \cdot Y_{k-n+1,k+1} \tag{II.3}$$

avec

$$P_{k-n+1,k+1} = (\Phi_{k-n+1,k+1}^T \cdot \Phi_{k-n+1,k+1})^{-1}$$

Détermination de $\Phi_{k-n+1,k+1}^T \cdot Y_{k-n+1,k+1}$ et de

$P_{k-n+1,k+1}$

La matrice $P_{k-n+1,k+1}$ sera obtenue à partir de la matrice $\Phi_{k-n,k+1}$ [GOL-65]. En effet $\Phi_{k-n,k+1}$ peut s'exprimer de la façon suivante :

$$\Phi_{k-n,k+1} = \begin{bmatrix} \Phi_{k-n,k} \\ \dots\dots\dots \\ \Phi_{k-n+1,k+1} \end{bmatrix}$$

En calculant $(\Phi_{k-n,k+1}^T \cdot \Phi_{k-n,k+1})$ nous aboutissons à :

$$\Phi_{k-n+1,k+1}^T \cdot \Phi_{k-n+1,k+1} = \Phi_{k-n,k+1}^T \cdot \Phi_{k-n,k+1} - \Phi_{k-n}^T \cdot \Phi_{k-n}$$

Quant à la matrice $P_{k-n+1,k+1}$, elle s'obtient en utilisant le lemme d'inversion qui nous conduit à :

$$P_{k-n+1,k+1} = P_{k-n,k+1} - k_{k-n+1,k+1} \cdot \Phi_{k-n} \cdot P_{k-n,k+1} \tag{II.4}$$

avec :

$$k_{k-n+1,k+1} = P_{k-n,k+1} \cdot \Phi_{k-n}^T \cdot (\Phi_{k-n} \cdot P_{k-n,k+1} \cdot \Phi_{k-n}^T - I)^{-1}$$

De la même façon, la matrice $(\Phi_{k-n+1,k+1}^T \cdot Y_{k-n+1,k+1})$ sera obtenue à partir de la matrice $\Phi_{k-n,k+1}$ et $Y_{k-n,k+1}$ avec

$$Y_{k-n+1,k+1} = \begin{bmatrix} Y_{k-n} \\ \dots\dots\dots \\ Y_{k-n+1,k+1} \end{bmatrix}$$

En calculant $\Phi_{k-n,k+1}^T \cdot Y_{k-n,k+1}$ nous obtenons :

$$\Phi_{k-n+1,k+1}^T \cdot Y_{k-n+1,k+1} = \Phi_{k-n,k+1}^T \cdot Y_{k-n,k+1} - \Phi_{k-n}^T \cdot Y_{k-n} \tag{II.5}$$

En reportant (II.4) et (II.5) dans (II.3) le vecteur $\hat{\Theta}_{k-n+1,k+1}$ s'exprime :

$$\hat{\theta}_{k-n+1,k+1} = \hat{\theta}_{k-n,k+1} - k_{k-n+1,k+1} [\phi_{k-n} \cdot \hat{\theta}_{k-n,k+1} - Y_{k-n}]$$

$$K_{k-n+1,k+1} = P_{k-n,k+1} \cdot \phi_{k-n}^T \cdot (\phi_{k-n} \cdot P_{k-n,k+1} \cdot \phi_{k-n}^T - I)^{-1}$$

$$P_{k-n+1,k+1} = P_{k-n,k+1} - k_{k-n+1,k+1} \cdot \phi_{k-n} \cdot P_{k-n,k+1}$$

III.2.2.2 Algorithme de calcul

L'estimation de la fonction $y(t)$ par la méthode 1 et 2 nous conduit à établir un algorithme de calcul qui se décompose de la façon suivante:

1^{ere} étape

- Choisir le nombre d'échantillon de la fenêtre d'observation correspondant à $n=k$
- Calculer $P_{k-n,k}$ et $\hat{\theta}_{k-n,k}$ par la méthode des moindres carrés classique

2^{eme} étape

- Calculer $k_{k-n,k+1}$, $\hat{\theta}_{k-n,k+1}$, $P_{k-n,k+1}$

3^{eme} étape

- Calculer $k_{k-n+1,k+1}$ et $\hat{\theta}_{k-n+1,k+1}$
- Estimation de $y(t)$ dans l'intervalle $[k-n+1,k+1]$ par $\hat{y}(t) = H_{k-n+1,k+1} \cdot \hat{\theta}_{k-n+1,k+1}$ si le signal $y(t)$ n'est pas intégré. Dans le cas contraire nous obtenons :

$$\hat{y}(t) = \frac{d[H_{k-n+1,k+1}]}{dt} \cdot \hat{\theta}_{k-n+1,k+1} + H_{k-n+1,k+1} \cdot \frac{d[\hat{\theta}_{k-n+1,k+1}]}{dt}$$

4^{eme} étape

- calculer $P_{k-n+1,k+1}$
- incrémenter k d'une unité puis retour à l'étape 2

II.2.3 Méthode des moindres carrés avec facteur d'oubli

Cette méthode consiste à pondérer chaque mesure effectuée en considérant que les dernières données ont plus de signification que les premières [NAJ-84]. Pour respecter cette contrainte, nous allons adopter un facteur de pondération approprié à chaque mesure effectuée comme l'indique la figure 6

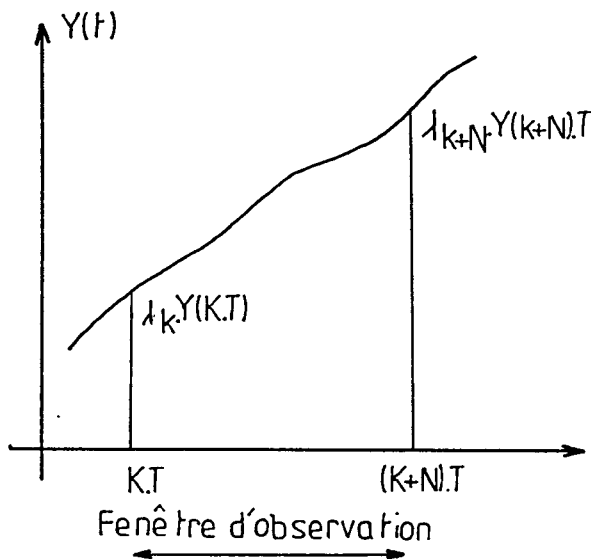


Figure 6

II.2.3.1 Présentation de la méthode

Le critère de minimisation choisi en II.2.2, adapté à la méthode des moindres carrés avec facteur d'oubli, s'écrit :

$$J = \sum_{i=0}^N [\delta_{k+i} \cdot (y(k+i)T_e - \hat{y}(k+i)T_e)]^2$$

où δ_{k+i} représente le facteur de pondération et N le nombre d'échantillon de la fenêtre d'observation dans l'intervalle $[k, k+N]$. Sous forme matricielle, le critère J s'écrit:

$$J = (Y_N - \Phi_N \cdot \Theta_N)^T W_N (Y_N - \Phi_N \cdot \Theta_N) \text{ avec}$$

$$Y_N = \begin{bmatrix} y(k)Te \\ \vdots \\ y(k+N)Te \end{bmatrix} \quad \Phi_N = \begin{bmatrix} y_1(k)Te & \dots & y_p(k)Te \\ \vdots & & \vdots \\ y_1(k+N)Te & \dots & y_p(k+N)Te \end{bmatrix}$$

$$W_N = \begin{bmatrix} \delta_k & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots \\ \vdots & \dots & \dots & \dots \\ \vdots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \delta_{k+N} \end{bmatrix} \quad \text{et } \theta_N = \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ a_p \end{bmatrix}$$

La minimisation du critère J par rapport au vecteur θ_N nous conduit à :

$$\hat{\theta}_N = (\Phi_N^T W_N \Phi_N)^{-1} \Phi_N^T W_N Y_N$$

En posant : $P_N = (\Phi_N^T W_N \Phi_N)^{-1}$, nous obtenons :

$$\hat{\theta}_N = P_N \Phi_N^T W_N Y_N \quad (\text{II.6})$$

a) Evaluation du vecteur $\hat{\theta}_N$ lorsqu'on ajoute à la fenêtre d'observation un échantillon

Le vecteur d'estimation $\hat{\theta}_{N+1}$ s'écrit d'après la relation (II.6) :

$$\hat{\theta}_{N+1} = P_{N+1} \Phi_{N+1}^T W_{N+1} Y_{N+1}$$

En choisissant un facteur d'oubli sous la forme d'une variation exponentielle et en accordant à la dernière mesure effectuée le poids 1 [NAJ-84], la matrice W_N se représente :

$$W_n = \begin{bmatrix} \delta^{N-1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \delta^0 \end{bmatrix} \text{ avec } |\delta| < 1$$

En posant

$$\Phi_{n+1} = \begin{bmatrix} \Phi_n \\ \dots \\ \Phi_{N+1} \end{bmatrix} \quad Y_{n+1} = \begin{bmatrix} Y_n \\ \dots \\ Y_{N+1} \end{bmatrix} \quad \text{et } W_{n+1} = \begin{bmatrix} \delta \cdot W_n & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

où $\Phi_{N+1} = [y_1(k+N+1)Te \dots y_p(k+N+1)Te]$ représente la valeur du modèle à l'instant $(k+N+1)Te$ et $Y_{N+1} = Y(k+N+1)Te$ caractérisant la valeur de la fonction à l'instant $(k+N+1)Te$, nous obtenons:

$$\hat{\Theta}_{N+1} = (\Phi_n^T \cdot \delta \cdot W_n \cdot \Phi_n + \Phi_{N+1}^T \cdot \Phi_{N+1})^{-1} \cdot (\Phi_n^T \cdot \delta \cdot W_n \cdot Y_n + \Phi_{N+1}^T \cdot Y_{N+1})$$

A partir de la relation matricielle $(\Phi_n^T \cdot \delta \cdot W_n \cdot \Phi_n + \Phi_{N+1}^T \cdot \Phi_{N+1})^{-1}$

$$(\Phi_n^T \cdot \delta \cdot W_n \cdot \Phi_n)^{-1} - (\Phi_n^T \cdot \delta \cdot W_n \cdot \Phi_n)^{-1} \cdot \Phi_{N+1}^T \cdot (\Phi_{N+1} \cdot (\Phi_n^T \cdot \delta \cdot W_n \cdot \Phi_n)^{-1} \cdot \Phi_{N+1} + I)^{-1}$$

$\Phi_{N+1} \cdot (\Phi_n^T \cdot \delta \cdot W_n \cdot \Phi_n)^{-1}$ obtenue par le lemme d'inversion, nous aboutissons à:

$$\hat{\Theta}_{N+1} = \hat{\Theta}_N + k_n \cdot (Y_{N+1} - \Phi_{N+1} \cdot \hat{\Theta}_N)$$

$$k_n = P_n \cdot \Phi_{N+1}^T \cdot (\Phi_{N+1} \cdot P_n \cdot \Phi_{N+1} + \delta)^{-1}$$

$$P_{n+1} = [P_n - k_n \cdot \Phi_{N+1} \cdot P_n] \cdot 1/\delta$$

III.2.3.2 Algorithme de calcul

L'estimation de la fonction $y(t)$ par la méthode 3 nous conduit à l'algorithme suivant:

1^{ere} étape

-Choisir k et N correspondant à la fenêtre d'observation initiale.

$$-N = N'$$

2^{eme} étape

-Calculer $\hat{\theta}_N$ par la méthode des moindres carrés classique

$$\hat{\theta}_N = (\Phi_n^T \cdot \Phi_n)^{-1} \Phi_n^T \cdot Y_n$$

3^{eme} étape

-Choisir le facteur d'oubli $\delta < 1$. Nous le prenons ici égal à 0.98.

4^{eme} étape

-calculer $k_n, \hat{\theta}_{N+1}, P_{n+1}$

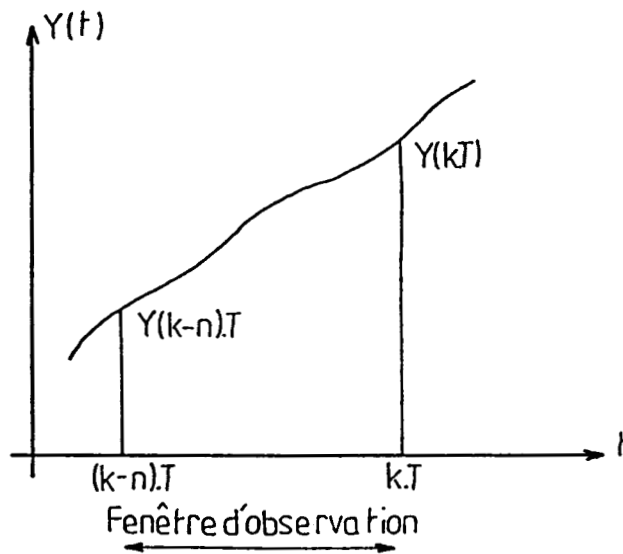
-Estimer $y(t)$ au point central de la fenêtre d'estimation par $\hat{y}(t) = H_{k, k+N-N'/2} \cdot \hat{\theta}_{N+1}$ si N' est pair, sinon dans le cas contraire $y(t)$ sera estimé par $\hat{y}(t) = H_{k, k+N-(N'+1)/2} \cdot \hat{\theta}_{N+1}$.

-Incrémenter n et N d'une unité puis retour à l'étape 4

III.2.4 Méthode de la moyenne gauche droite

III.2.4.1 Présentation de l'algorithme

Ce filtre étudié par Dominique Hurel [HUR-88][REN-89] présente la particularité de ne pas posséder de fonction d'estimation. L'estimation d'une fonction s'effectuera en calculant la moyenne gauche et droite du signal sur une fenêtre d'observation donnée. Soit la fonction $y(t)$ à estimer sur l'intervalle $[k-n, k]$ donnée par la figure 7.

**Figure 7**

Le calcul de la moyenne gauche et droite est donné par

$$M_G = \frac{\sum_{i=0}^{n/2-1} y(k-n+i)Te + \frac{y(k-n/2)Te}{2}}{n/2 + 1/2} \quad (\text{II.7})$$

$$M_D = \frac{\sum_{i=n/2+1}^n y(k-n+i)Te + \frac{y(k-n/2)Te}{2}}{n/2 + 1/2} \quad (\text{II.8})$$

L'estimation de la fonction $y(t)$ au point central de la fenêtre d'observation sera:

$$\hat{y}(k-n/2)Te = \sqrt{M_G \cdot M_D} \quad (\text{II.9})$$

D'après la formulation donnée en (II.9), l'estimation de $y(t)$ ne peut-être obtenue que si M_G et M_D sont de même signe. Dans le cas contraire, l'estimation de la fonction ne pourra être obtenue. Cette méthode n'est donc valable que pour des signaux à valeur positive ou négative.

Dans le souci d'utiliser cette méthode pour tous signaux, nous allons modifier le calcul donnant la moyenne gauche et droite pour ne travailler qu'avec des valeurs sans unités comprises dans un intervalle [0,1].

En effectuant le changement de variable :

$$Y = \frac{Y_{\max} + y(t)}{2 \cdot Y_{\max}}$$

où Y_{\max} représente la valeur maximale de $|y(t)|$. Les formules données en (II.7) et (II.8) deviennent:

$$M'_G = \frac{\sum_{i=0}^{n/2-1} Y(k-n+i)Te + \frac{Y(k-n/2)Te}{2}}{n/2 + 1/2} \quad (\text{II.10})$$

$$M'_D = \frac{\sum_{i=n/2+1}^n Y(k-n+i)Te + \frac{Y(k-n/2)Te}{2}}{n/2 + 1/2} \quad (\text{II.11})$$

L'estimation de Y au point central sera:

$$Y(k-n/2)Te = \sqrt{M'_G \cdot M'_D}$$

En réutilisant le changement de variable, nous aboutissons à:

$$\hat{Y}(k-n/2)Te = 2 \cdot Y_{\max} \cdot \hat{Y}(k-n/2)Te - Y_{\max}$$

III.2.4.2 Algorithme de calcul

L'estimation de la fonction $y(t)$ par la méthode 4 nous conduit à l'algorithme suivant:

1^{ere} étape

- Choisir $k=n$ correspondant à la fenêtre d'observation initiale avec n pair.
- Déterminer la valeur maximale Y_M correspondant au module de $y(t)$.

2^{eme} étape

- Calculer MG' et MD'
- Estimation de $\hat{Y}(k-n/2).Te$

3^{eme} étape

- Calculer $\hat{y}(k-n/2)Te$
- Incrémenter k d'une unité
- Retour à l'étape 2

IV APPLICATION DES METHODES D'ESTIMATION A DES SIGNAUX BRUTES

IV.1 Position du problème

Après avoir présenté les différentes méthodes d'estimation, nommées aussi filtres, nous allons essayer à partir de ceux-ci, de reconstituer les variables d'état du système d'étude lorsque le processus est soumis à une consigne d'entrée connue. Pour cela, à partir des équations différentielles décrivant le système, on se propose de déterminer l'évolution dynamique des vecteurs d'état par simulation numérique [SIBO-84] lorsque les valeurs des paramètres constituant le modèle de connaissance sont connues. Suite aux hypothèses faites au chapitre 1, le processus est caractérisé par une seule équation mécanique constituée par deux états X_1, X_2 définis comme suit:

$$X_1 = X_2$$

$$X_2 = (C_m - C_R \cdot \text{Sgn}(X_2) - S.F.X_2) \cdot 1 / (S.J) \text{ avec}$$

$$C_m = C_H \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot X_1}{2}\right) - C_D \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot X_1)$$

où

$$J = 10^{-2} \text{ Kg/m}^2$$

$$F = 0.3 \text{ N.m/Rad.s}^{-1}$$

$$C_R = 0.1 \text{ N.m}$$

$$C_H = 10 \text{ N.m}$$

$$C_D = 0.1 \text{ N.m}$$

La réponse sur un pas, obtenue par simulation numérique (méthode d'Euler) [CHA-84], caractérisant l'évolution du système sur un pas, permet de connaître à tout instant l'évolution de X_1 et X_2 correspondant à la position et à la vitesse du système.

A partir des réponses obtenues, nous surperposons aux variable un bruit aléatoire noté $b(t)$ afin de se placer dans les conditions réelles de l'expérience. Le but recherché est de déterminer, par une des quatre méthodes d'estimation proposées précédemment, la meilleure estimation des vecteurs d'état X_1 et X_2 . Il est à noter que la fonction d'estimation choisie pour les trois premières méthodes est un polynôme de degré 1 caractérisé par $y(t) = a_0 + a_1 \cdot t$

IV.2 Application 1

En appliquant les différents filtres aux courbes simulées correspondant à X_1 et X_2 , nous recherchons l'estimateur qui minimisera un critère que l'on se sera fixé auparavant [BRI-90]. En définissant:

$$\epsilon_{X_1} = \sum_{i=0}^N [X_1(i \cdot T_e) - \hat{X}_1(i \cdot T_e)]^2 \cdot T_e$$

et

$$\epsilon_{X_2} = \sum_{i=0}^N [X_2(i \cdot T_e) - \hat{X}_2(i \cdot T_e)]^2 \cdot T_e$$

nous pouvons élaborer deux critères de choix suivant que l'on désire privilégier l'erreur de position ou de vitesse. Ils se définissent de la façon suivante:

$J_1 = \text{Min } \epsilon_{x_1}$ privilégiant l'erreur de position

$J_2 = \text{Min } \epsilon_{x_2}$ privilégiant l'erreur de vitesse

La recherche du meilleur estimateur est décrit par la figure 8.

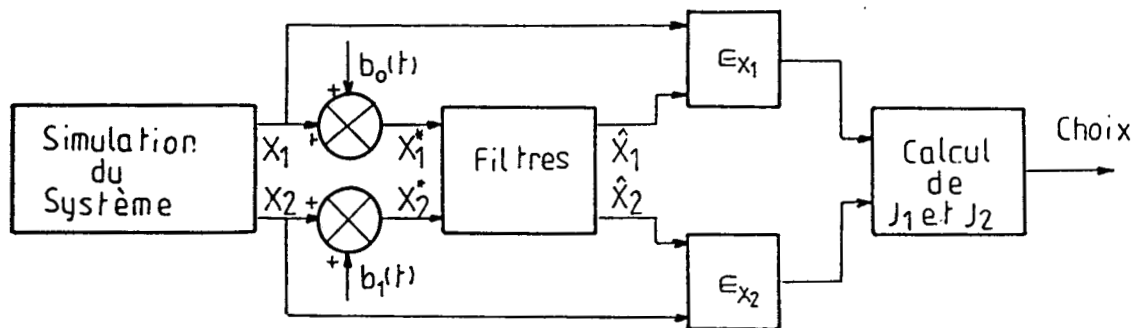


Figure 8

IV.2.1 Choix du bruit $b_0(t)$ et $b_1(t)$

On se propose de générer un bruit $b_0(t)$ et $b_1(t)$ de fréquence fixe correspondant à la période d'échantillonnage T_e et d'amplitude variable comprise dans un intervalle symétrique. La variation de l'amplitude du bruit est fonction de la valeur moyenne de la réponse sur un pas des vecteurs d'état X_1 et X_2 . Afin de tester l'influence du bruit sur les différentes méthodes d'estimation, nous avons effectué trois essais avec différents bruits dont les valeurs sont représentées dans le

tableau ci-dessous.

Essais	$b_0(t)$	$b_1(t)$
1	$\pm 1.25\% \cdot \bar{X}_1$	$\pm 1.25\% \cdot \bar{X}_2$
2	$\pm 2.5\% \cdot \bar{X}_1$	$\pm 2.5\% \cdot \bar{X}_2$
3	$\pm 5\% \cdot \bar{X}_1$	$\pm 5\% \cdot \bar{X}_2$

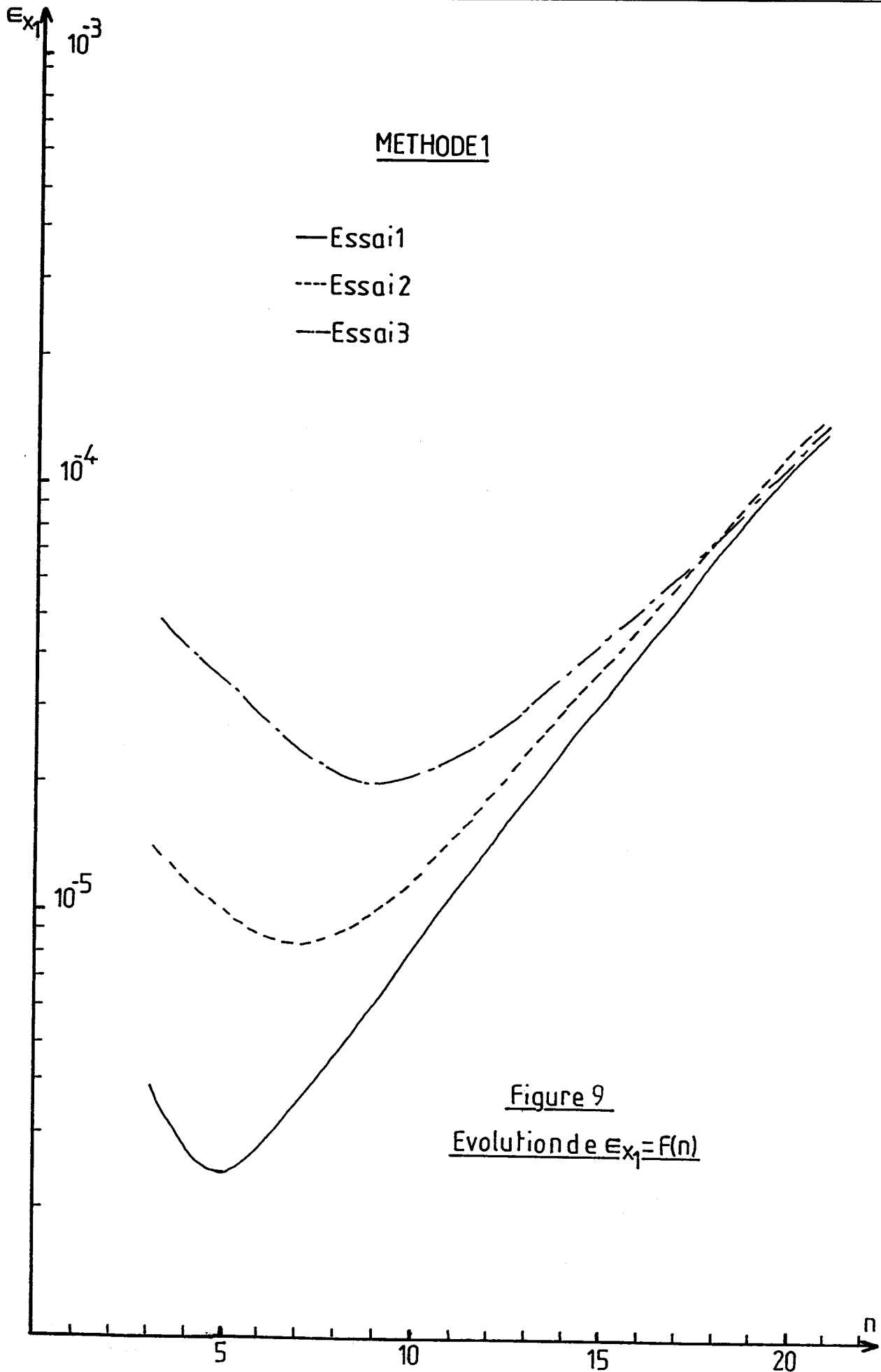
IV.2.2 Détermination du meilleur filtre

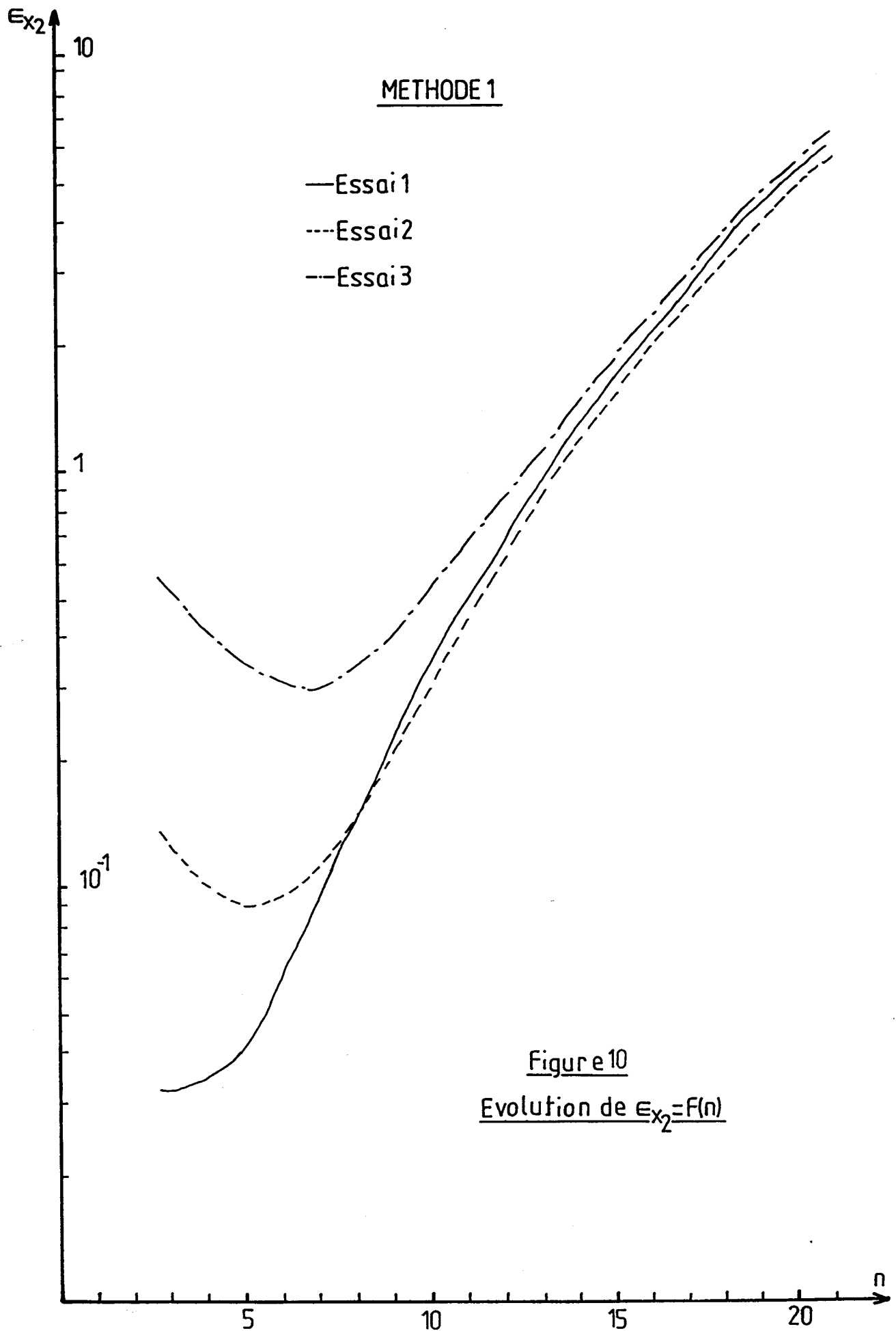
En appliquant les divers filtres aux trois essais issus de la simulation numérique, nous avons calculé la quantité ϵ_{X1} et ϵ_{X2} en fonction du nombre d'échantillons de la fenêtre d'observation (figure 9 à 16). En appliquant le critère $J1$ et $J2$ pour chaque estimateur, la minimisation de $J1$ et $J2$ est obtenue par la méthode 2 qui utilise la méthode des moindres carrés avec intégration du signal à estimer.

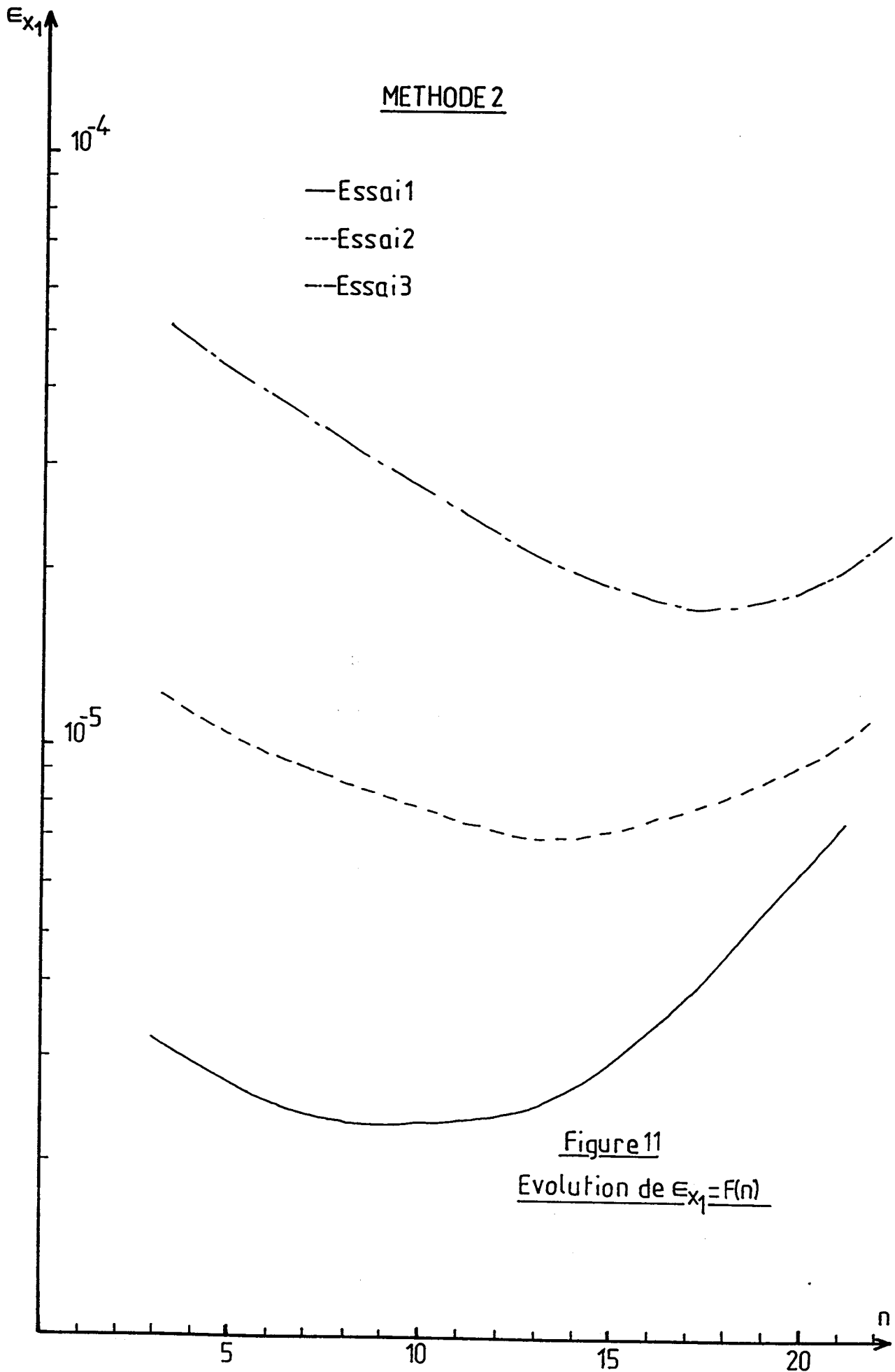
A partir de l'essai 3, correspondant au cas le plus défavorable, nous avons tracé les vecteurs $X1$ et $X2$ et estimé ceux-ci par la méthode 2. La détermination du nombre d'échantillons de la fenêtre d'observation sera obtenu par l'intermédiaire de l'un des deux critères cités précédemment. Nous avons décidé, de façon arbitraire, de prendre le critère permettant de minimiser l'erreur en position. La figure (17,18) montre l'estimation de la position et de la vitesse issue de l'essai 3 avec $n=17$.

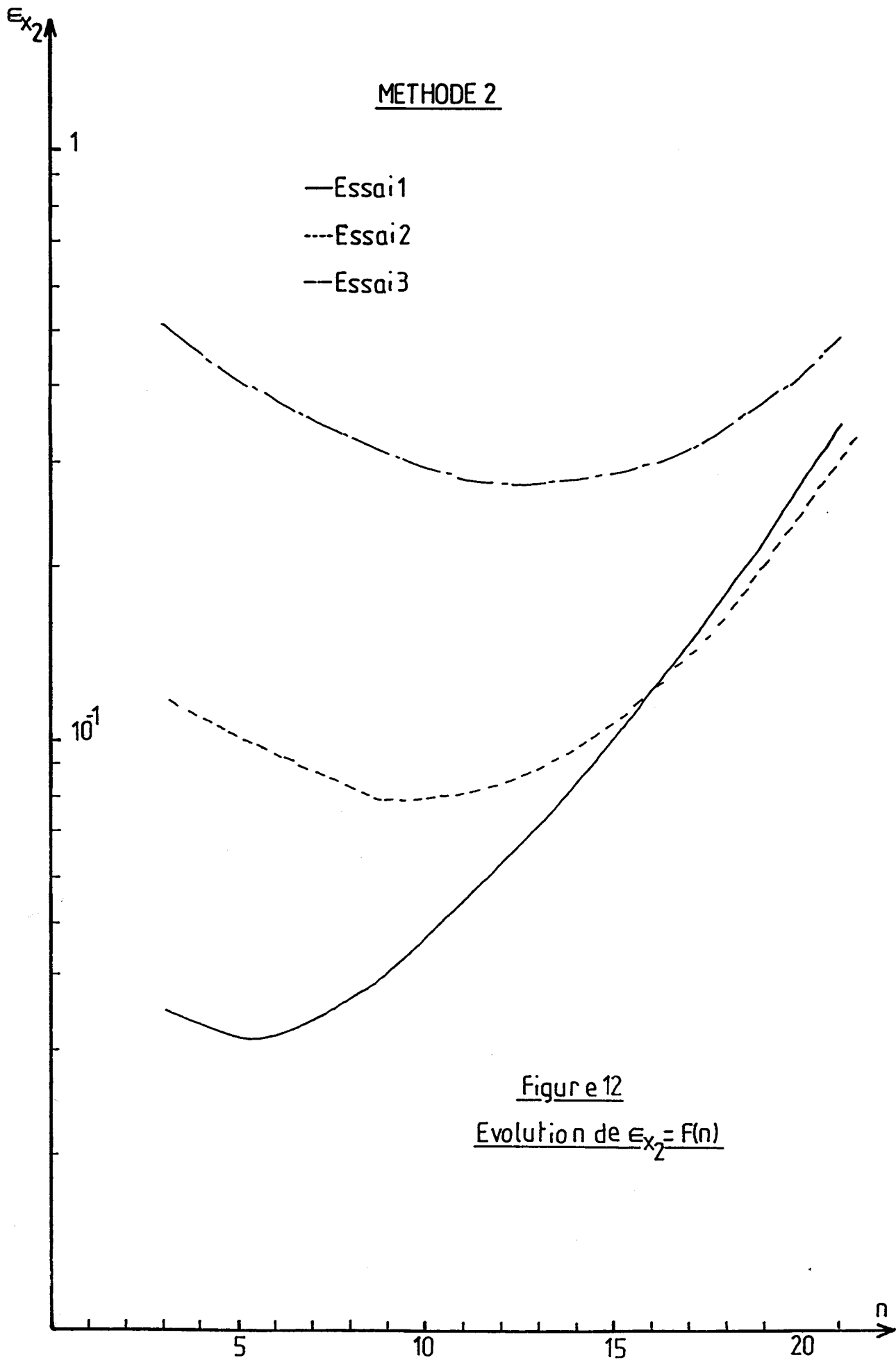
IV.Application 2

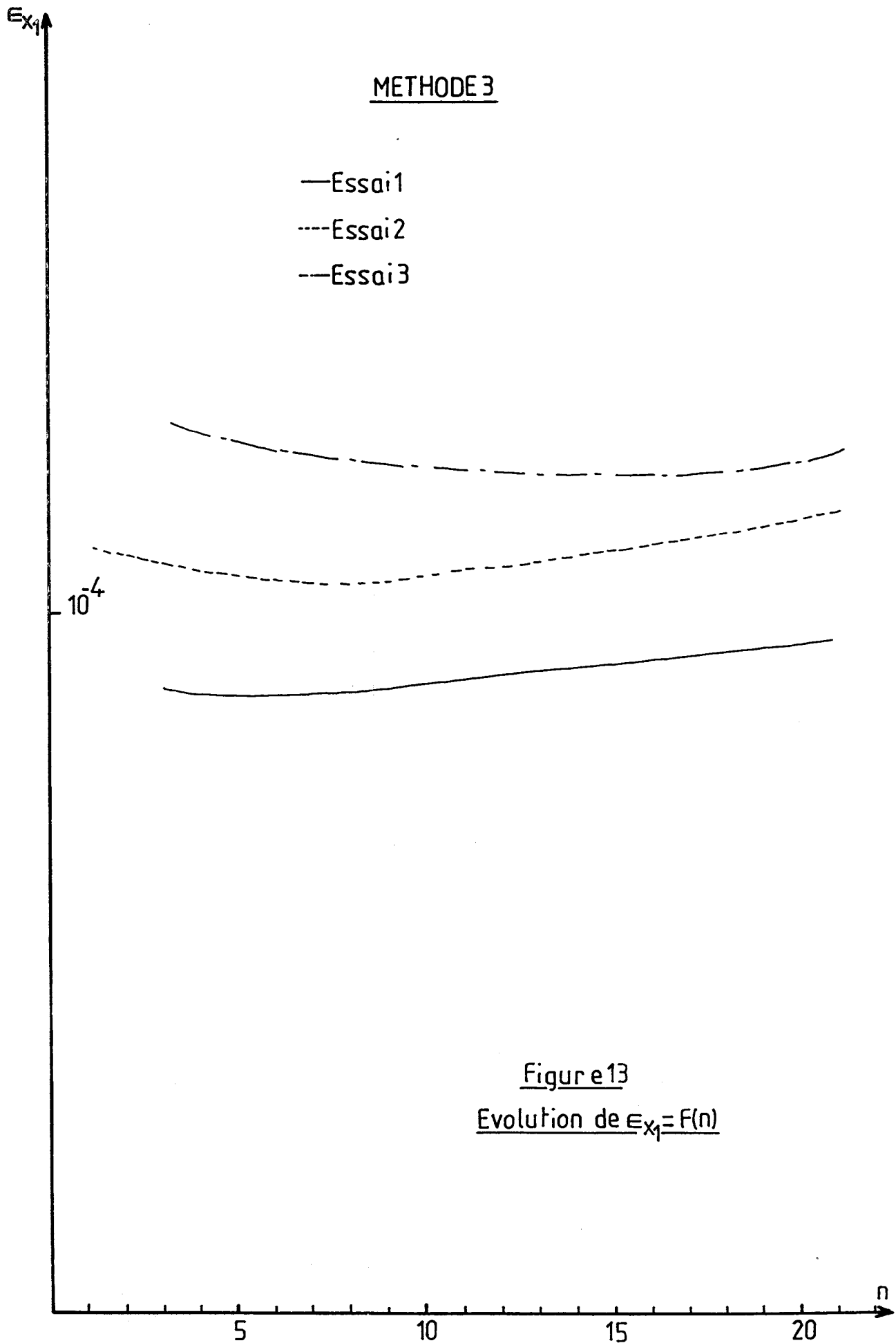
Nous envisageons maintenant, à partir de la courbe de position de déterminer le vecteur vitesse du système. La détermination de cette information ne pourra être obtenue que par les méthodes utilisant des formes analytiques. Dans le cas de notre étude, seules les méthodes 1,2,3 respectent cette condition.

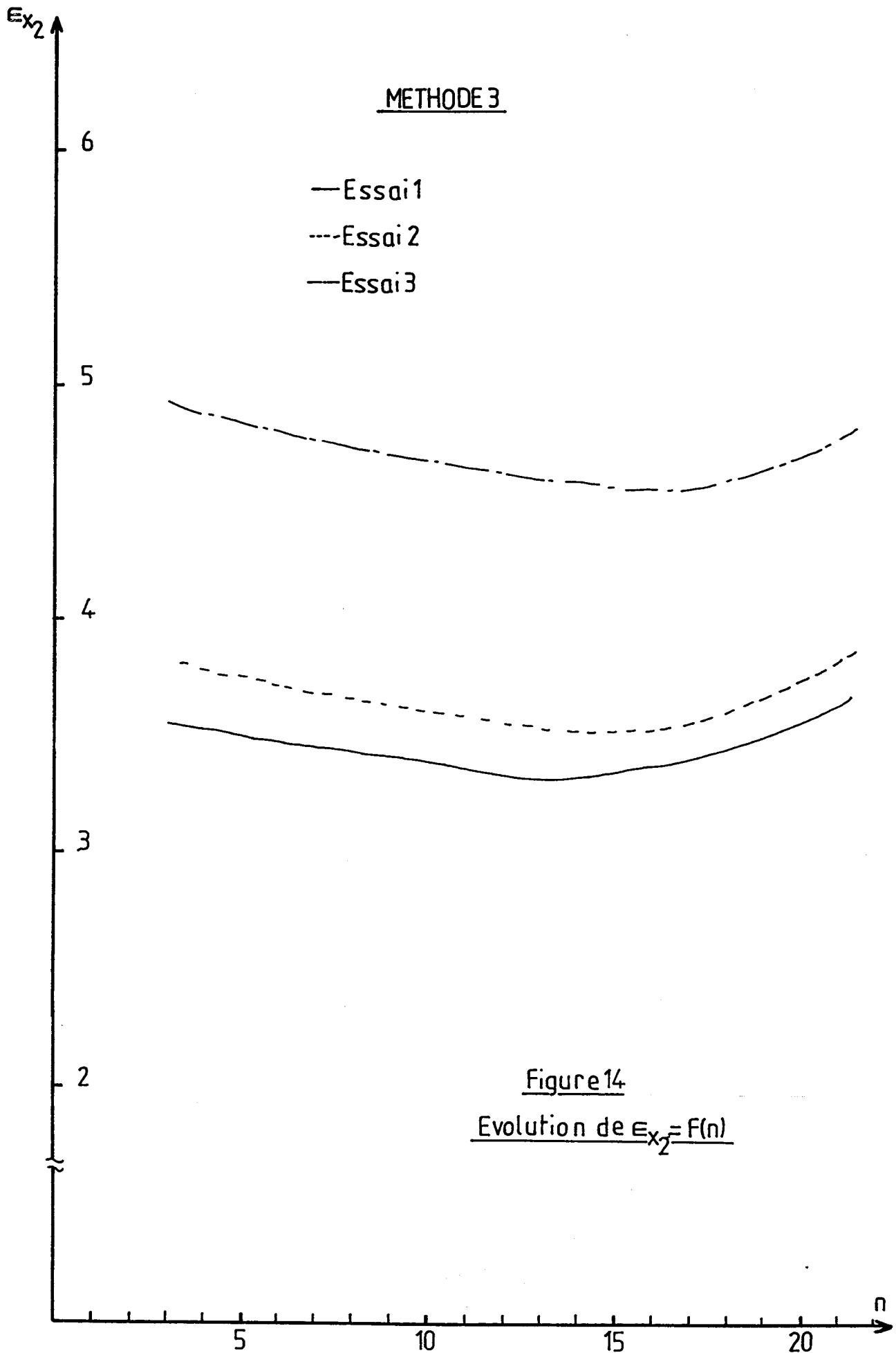


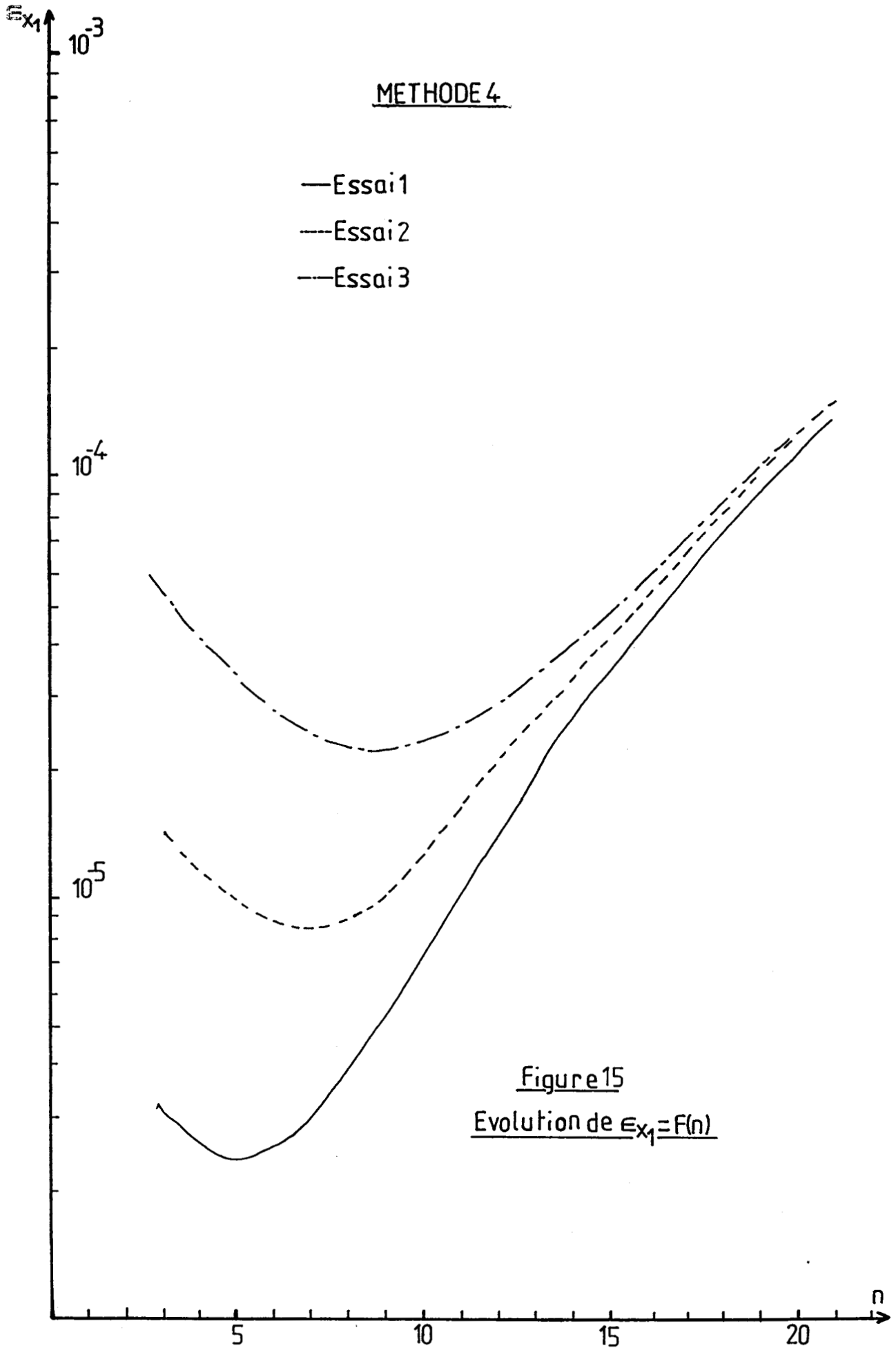


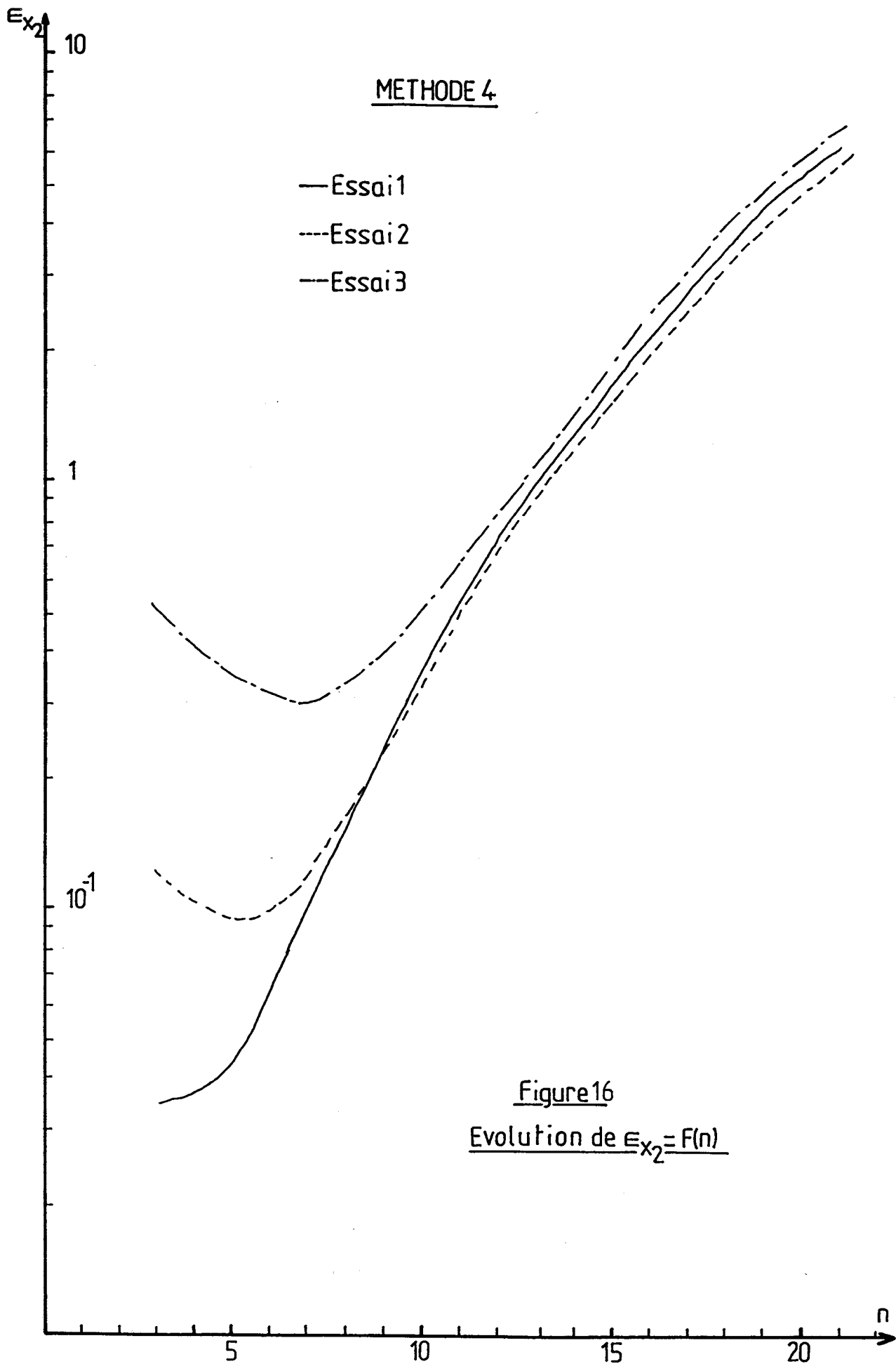












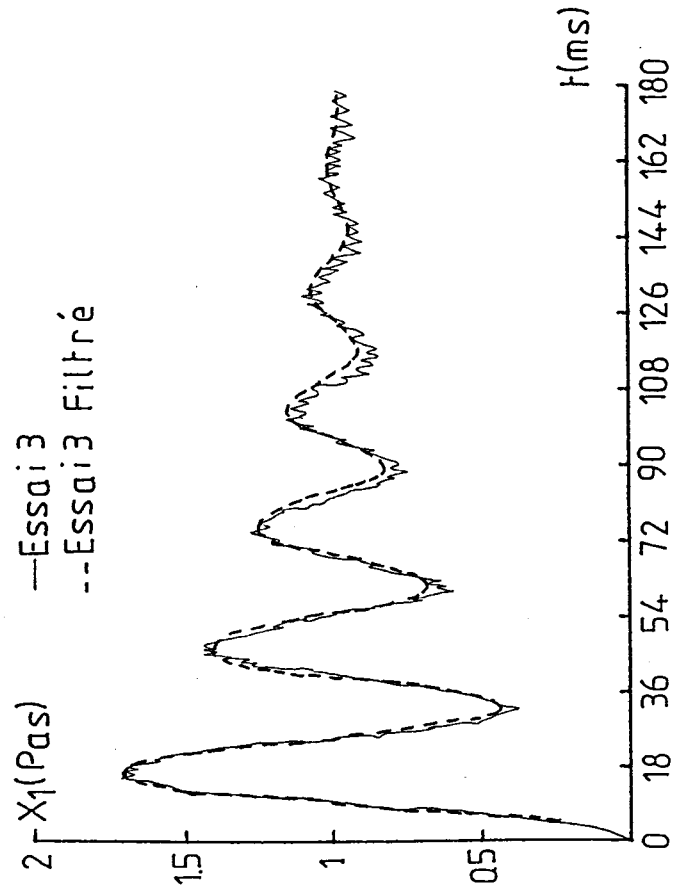
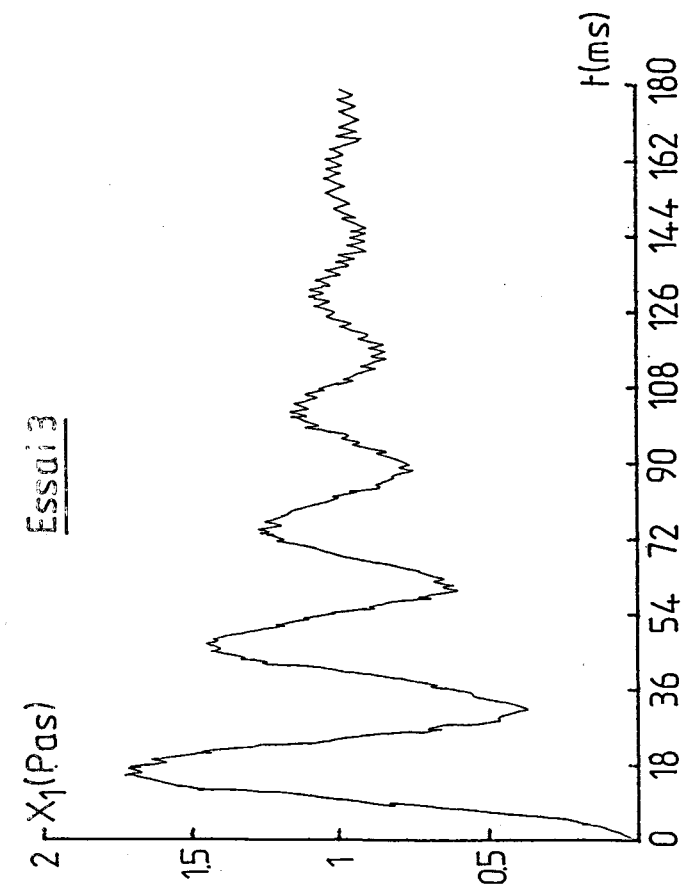
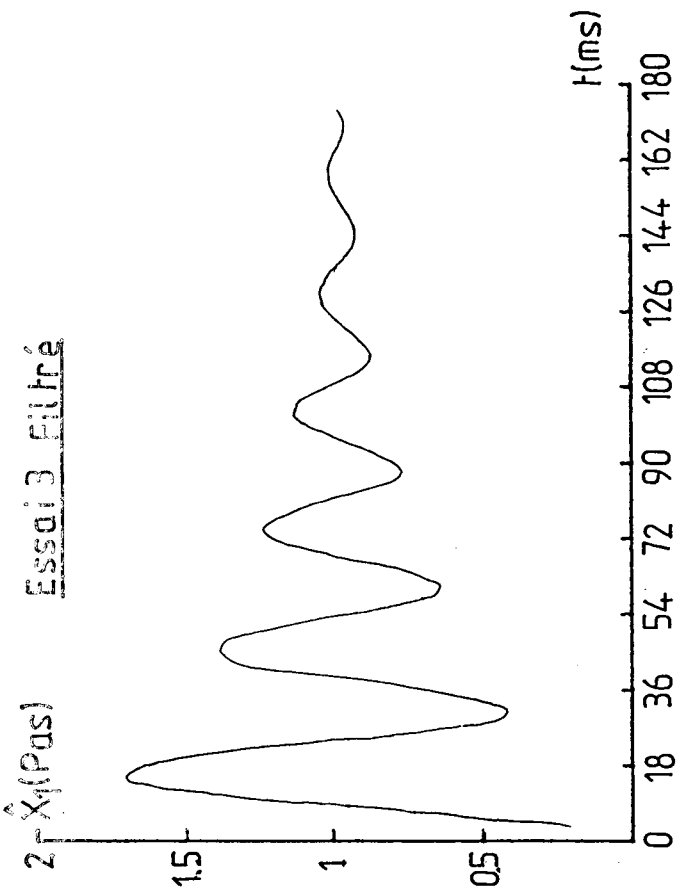


Figure 17
Estimation de X_1 par
la méthode 2

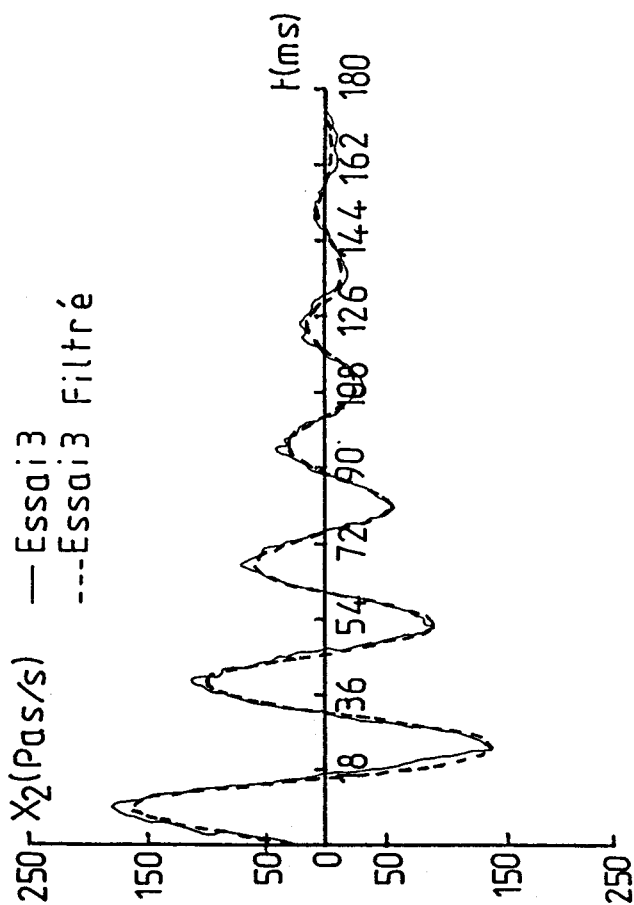
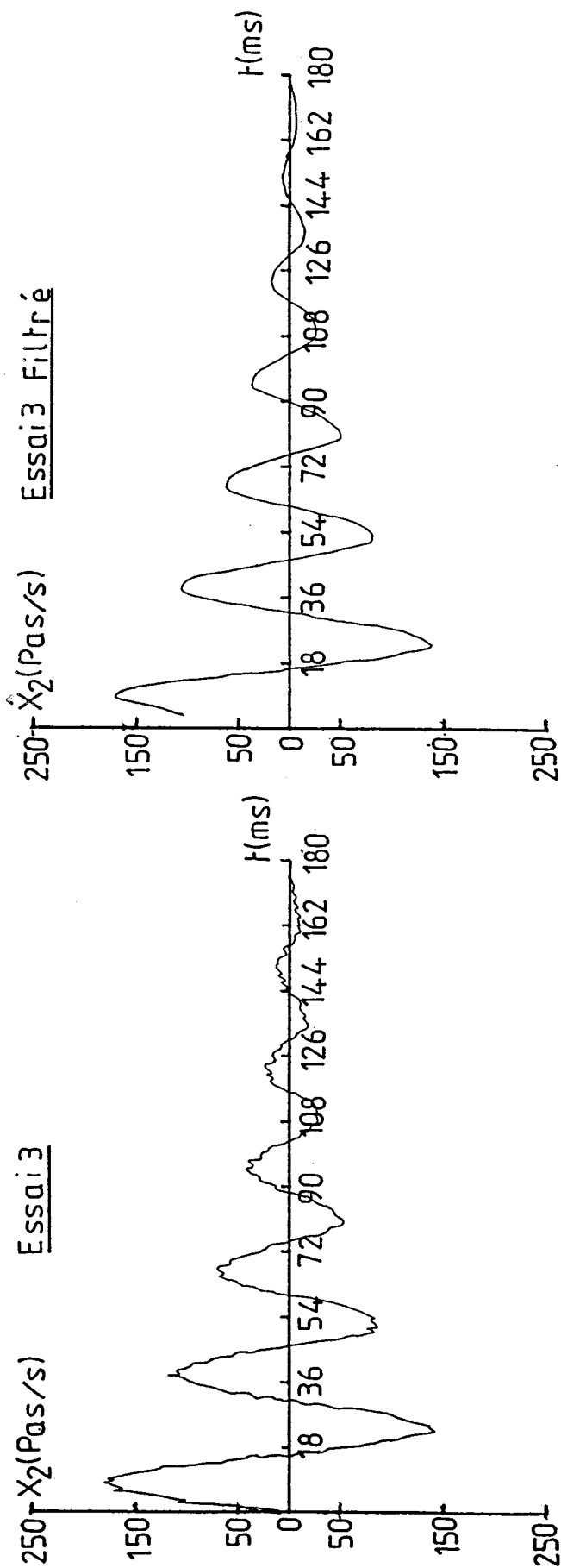


Figure 18
Estimation de X_2 par
la méthode 2

En appliquant les méthodes 1 et 2 au signal correspondant à X_1 , nous pouvons obtenir respectivement X_1 et X_2 dans chaque intervalle d'observation, par l'intermédiaire du polynôme d'estimation et de sa dérivée. Cette application est représentée par la figure 19.

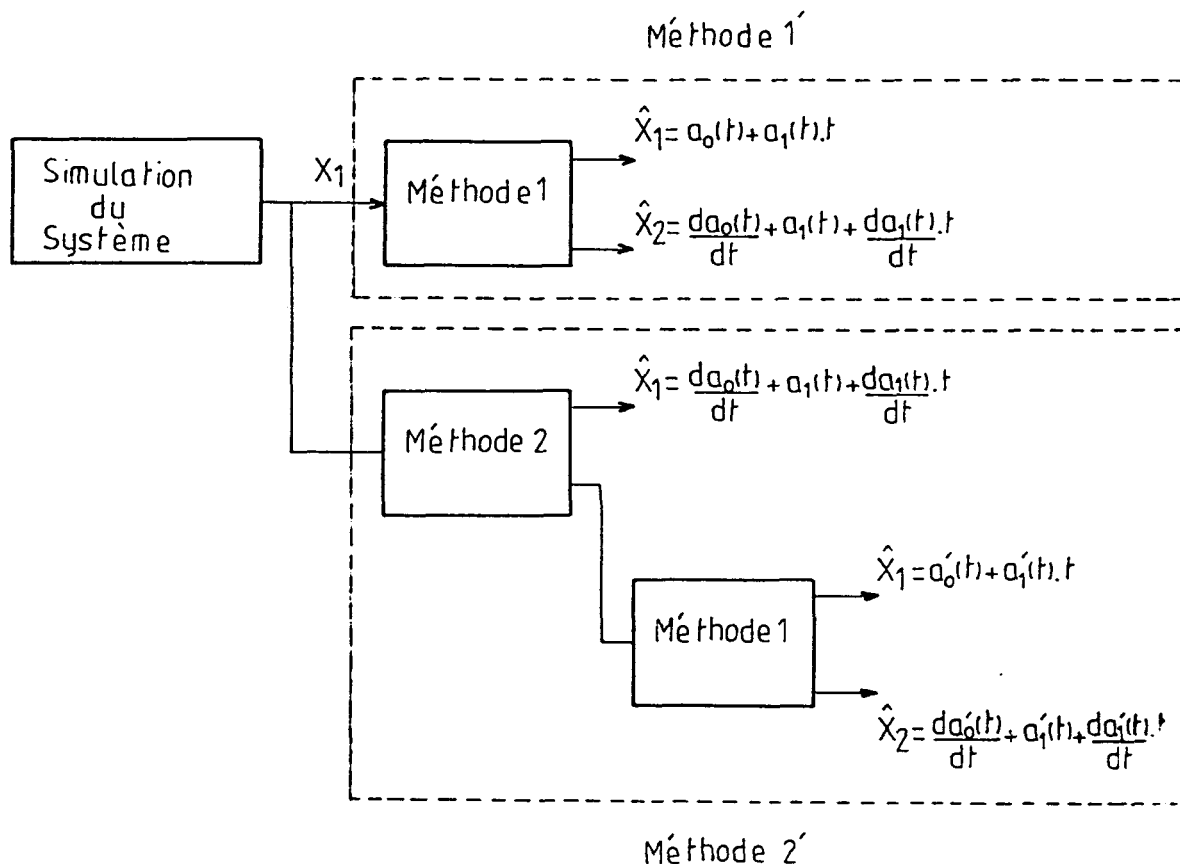
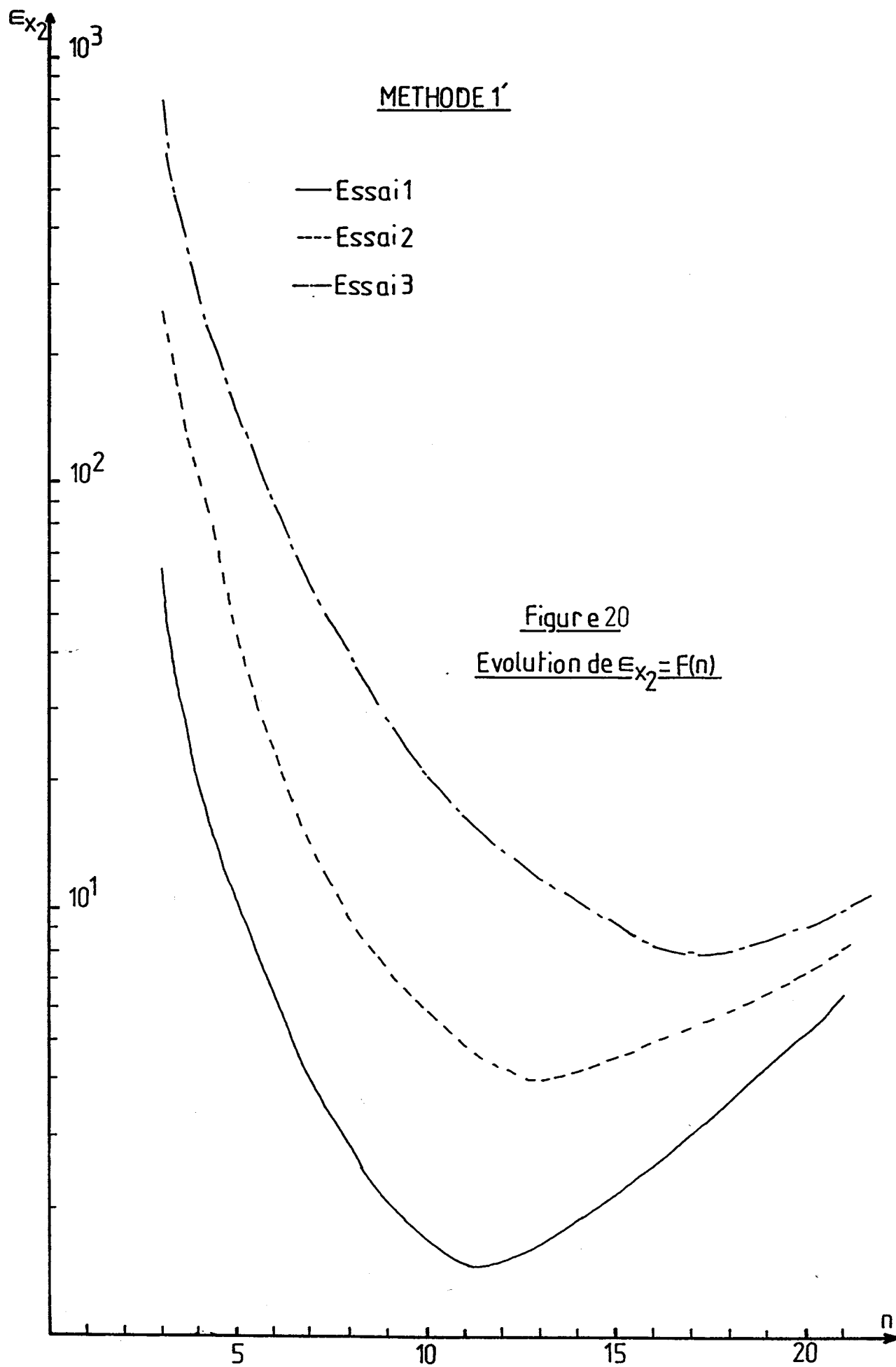


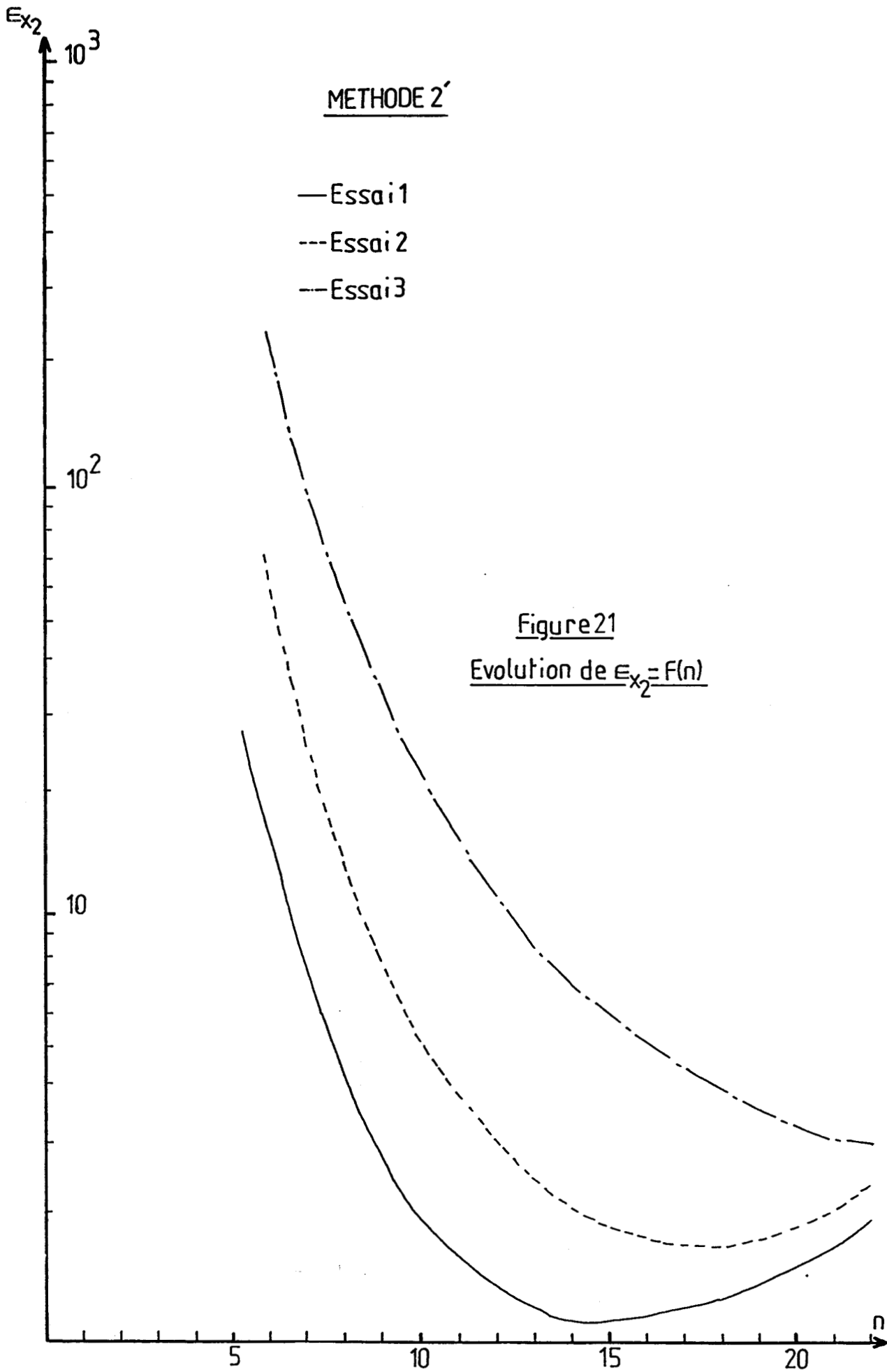
Figure 19

Concernant la méthode 3, celle-ci n'a pas été testée à cause des mauvais résultats obtenus dans la première application.

IV.3.1 Détermination du meilleur filtre

A partir des trois essais décrits dans l'application 1, nous avons estimé X_1 et X_2 par les méthodes d'estimation 1' et 2'. En privilégiant le critère de choix sur l'erreur en vitesse, nous calculons ϵ_{X_2} en fonction de la longueur de la fenêtre d'estimation (figure 20, 21) pour obtenir l'estimateur qui minimisera le critère $J_3 = \min \epsilon_{X_2}$.





Le filtre retenu est celui qui utilise, comme dans l'application 1, la méthode d'intégration correspondant à la méthode 2'. Cette technique d'estimation nous conduit, après obtention de \hat{X}_1 , à l'utilisation de la méthode des moindres carrés à fenêtre glissante pour la détermination de \hat{X}_2 (figure 19).

A partir de l'essai simulé correspondant à l'essai 3, nous avons appliqué la méthode 2' pour obtenir \hat{X}_1 et \hat{X}_2 par l'intermédiaire d'une fenêtre d'observation comprenant 11 échantillons conduisant à la minimisation du critère J3 (figure 22,.23). Nous constatons que l'estimation du vecteur d'état \hat{X}_2 , obtenue à partir de la méthode 2', donne de moins bons résultats suite à la comparaison de l'estimation de \hat{X}_2 obtenue dans l'application 1. La comparaison des critères J3 et J2 permet d'évaluer l'erreur de prédiction que donne la méthode 2'.

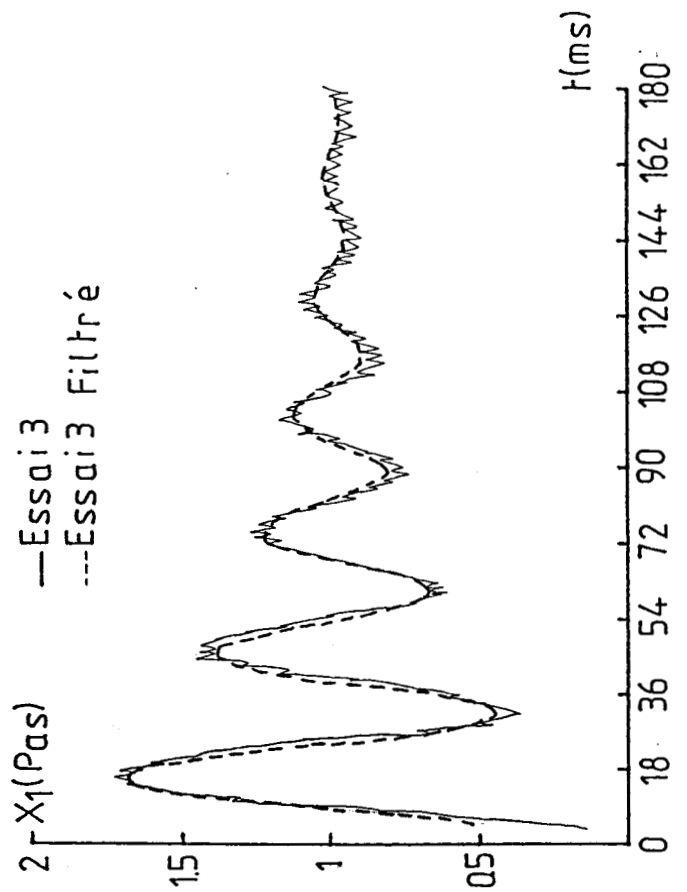
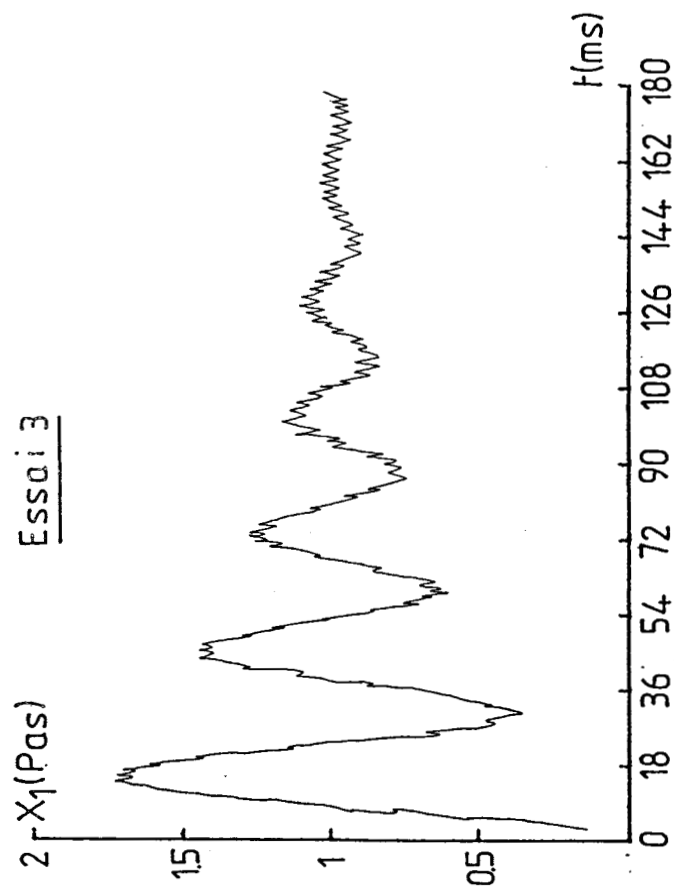
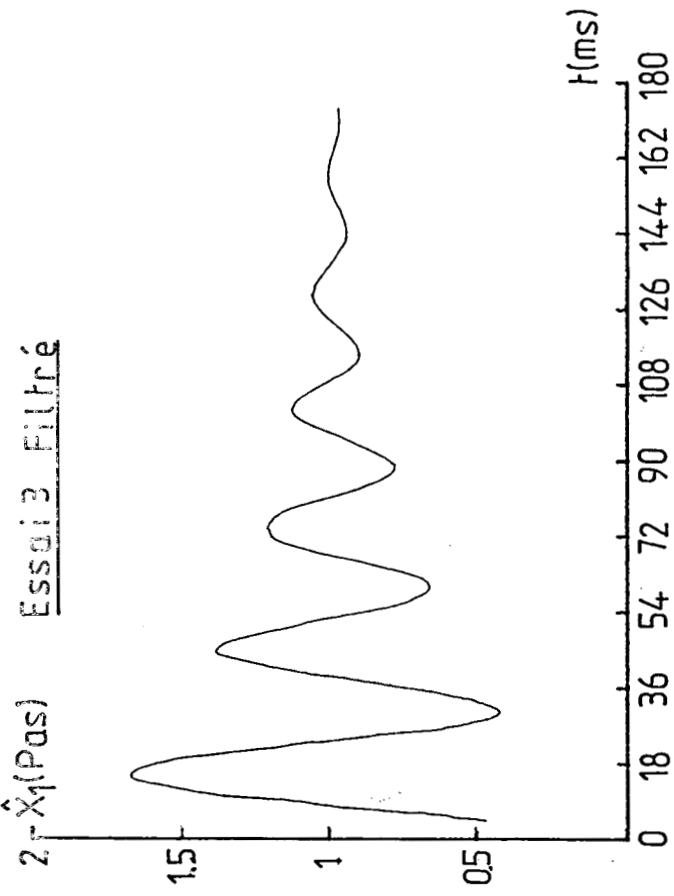


Figure 22
Estimation de X_1 par
la méthode 2,

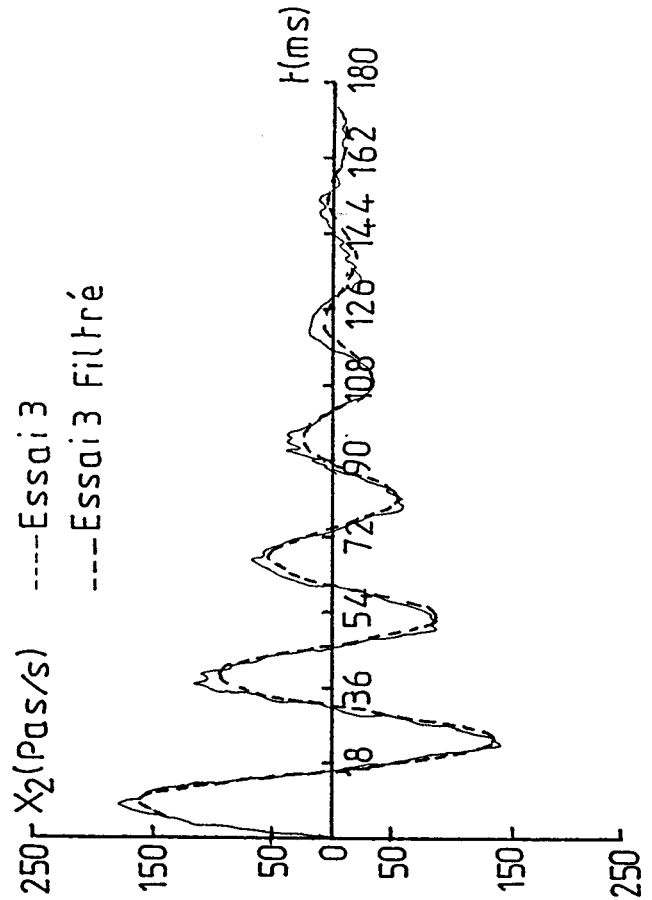
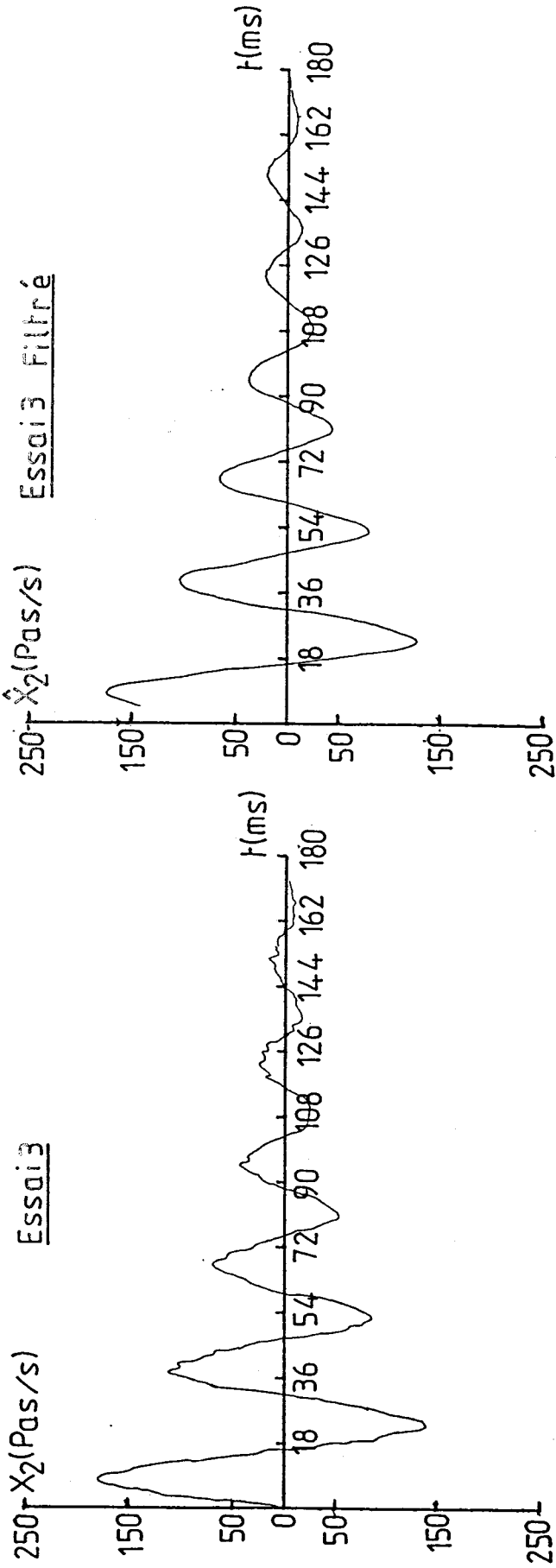


Figure 23
Estimation de X_2 par
la méthode 2'

V CONCLUSION

Le but de ce chapitre a été de concevoir un dispositif permettant de faire l'acquisition de données sur des systèmes quelconques. En effet, l'acquisition de données du système d'étude peut être généralisée à un autre processus par l'intermédiaire des coefficients d'étalonnage permettant de reconstituer les valeurs analogiques dans une unité fixée par l'opérateur.

De même, l'élaboration des méthodes d'estimation sont applicables à tous signaux et nous avons déterminé dans le cas particulier de l'étude, le filtre le mieux approprié. Concernant le choix de l'estimateur, il est à noter que la sélection du filtre peut changer dans le cas d'une autre étude de processus.

Dans l'optique de valider la méthode retenue, nous appliquerons les courbes estimées, obtenues par le meilleur estimateur, aux méthodes d'identification proposées dans le chapitre suivant.

IDENTIFICATION**I INTRODUCTION**

Identifier un processus permet de représenter le système par un modèle mathématique ayant les mêmes propriétés. Pour cela, nous devons à priori avoir une certaine connaissance sur le système pour l'établissement du modèle. Cette partie rentre dans le cadre de la modélisation qui permet de décrire le système par un modèle de connaissance ou de comportement selon le cas où nous sommes en présence ou non d'un système obéissant à des lois physiques. L'identification, [AST-71][BAR-86][RIC-87] quant à elle, permet d'obtenir les valeurs numériques des paramètres du modèle caractérisant le processus d'étude [XIN-88][YOU-80].

Dans le cas précis de l'étude, nous avons, vu la complexité du modèle régissant le fonctionnement du système, élaboré un modèle linéarisé permettant de ne pas faire appel au méthode d'identification non linéaire pour la détermination des paramètres du modèle choisi [BRU-88]. Dans un premier temps, on se propose d'utiliser des méthodes d'identification mises au point par Daniel Pinchon [PIN-87], basées sur la réponse des vecteurs position et vitesse lors d'une évolution du système sur un pas. A partir de ces informations, nous choisissons des points particuliers dont les caractéristiques conduisent de façon rapide et précise à la connaissance des paramètres. Les résultats dépendant des points choisis, nous nous proposons dans un deuxième temps d'établir une stratégie de choix de points qui sera appliquée sur la réponse des vecteurs position et vitesse obtenue par simulation et ensuite sur un essai expérimental.

II Présentation du problème

II.1 Equation du système

A partir des hypothèses faites sur les formes d'ondes du courant, l'équation régissant le fonctionnement du système lors d'une évolution sur un pas s'écrit dans l'espace d'état:

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -F/J \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1/(S.J) & 1/(S.J) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} C_m(X_1) \\ C_R \cdot \text{Sgn}(X_2) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.1})$$

avec

$$C_m = C_H \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot X_1}{2}\right) - C_D \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot X_1)$$

représentant le couple moteur du système et J, F, C_R, C_H, C_D les paramètres du modèle.

Le problème consiste à déterminer les paramètres du modèle définis en (III.1) et dont la détermination s'effectuera de la façon suivante:

- Obtention des coefficients C_H, C_D par des essais statiques.
- Obtention des paramètres J, F, C_R par les méthodes d'identification que l'on propose dans ce chapitre.

II.2 Détermination des coefficients du couple hybride

II.2.1 Obtention de C_H

En s'appuyant sur la caractéristique du couple statique en fonction du courant, nous pouvons déterminer, pour un courant I donnée, le coefficient du couple hybride C_H dont l'expression est $C_s(1 - e^{-A|I|})$. La valeur du courant I pour l'étude considérée étant de 1.68 A, nous aboutissons comme valeur de C_H à 0.59 N.m (figure 1). Il est à noter que la détermination des coefficients C_s et A a fait l'objet de travaux antérieurs [BRU-88][PINC-88][POV-88].

II.2.2 Obtention de C_D

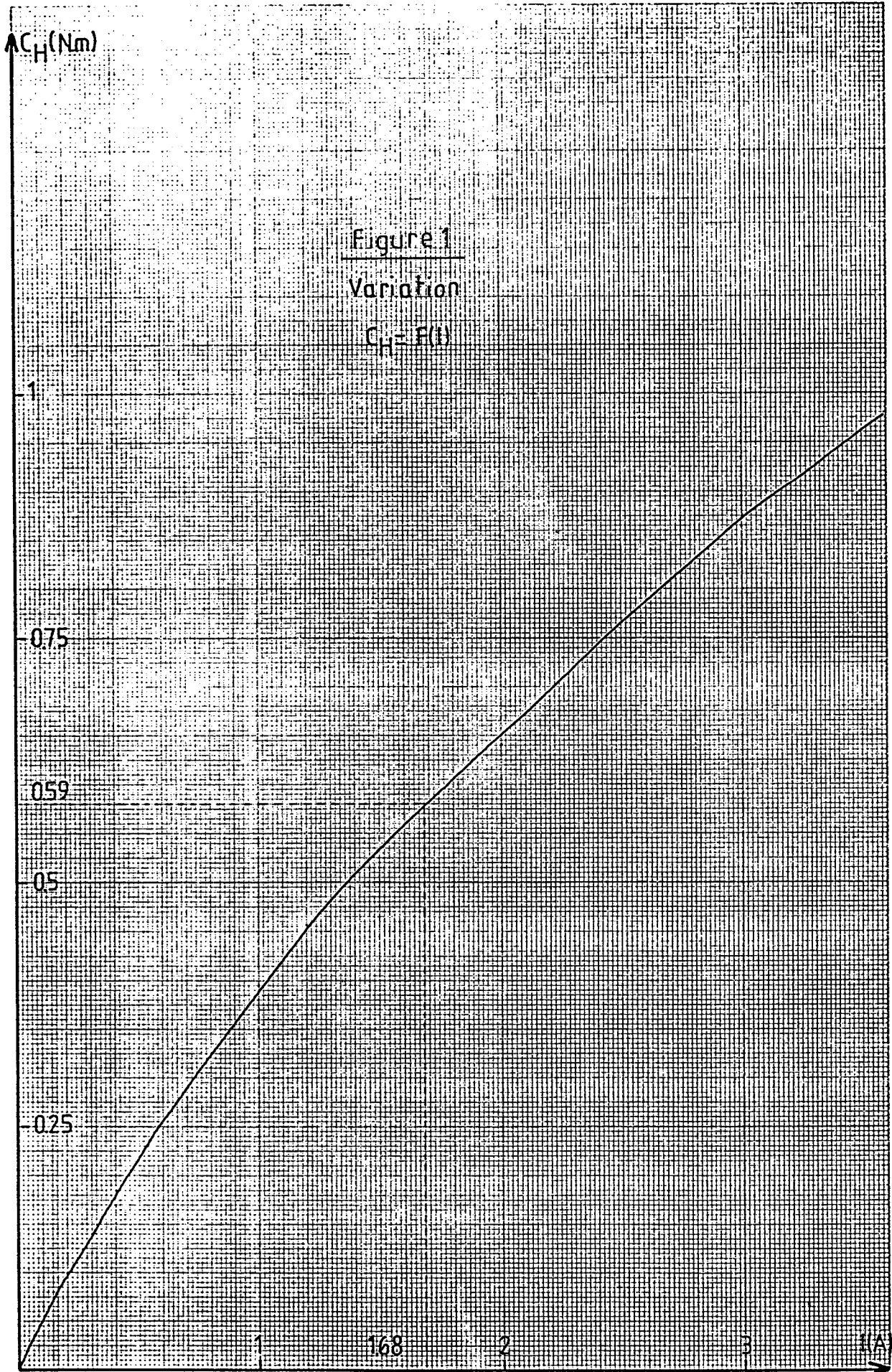
Lorsque le moteur n'est pas alimenté ($I=0$) le couple moteur est équivalent à

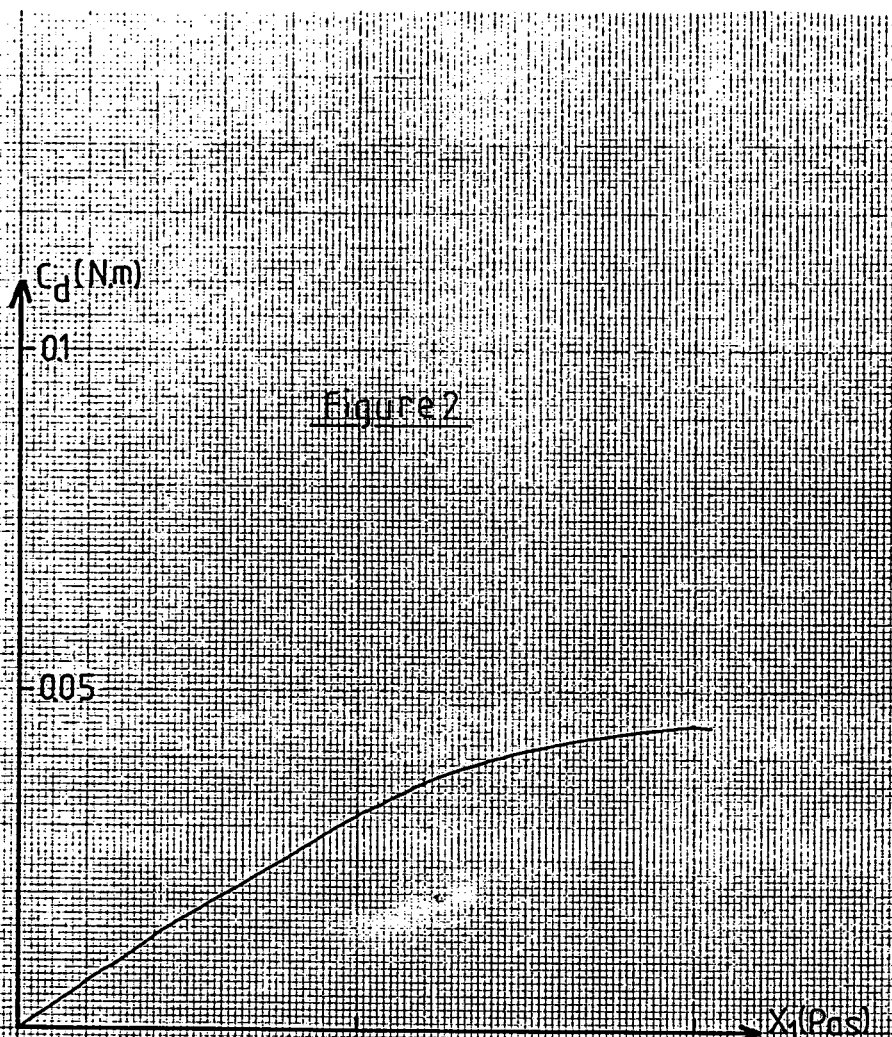
$$C_m(X1) = -C_D \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot X1) \text{ appelé couple de détente.}$$

En traçant la caractéristique du couple de détente en fonction de $X1$, nous pouvons déterminer le coefficient C_D à partir de la position $X1=0.25$ pas correspondant à la valeur maximale du couple de détente [BRU-88][PINC-88][POV-88]. Pour le moteur étudié, la caractéristique est donnée par la figure 2. Nous obtenons la valeur $C_D = 0.045$ N.m

II.3 Linéarisation du système

Les méthodes d'identification que nous présentons, consistent à considérer qu'entre deux points M_n et M_{n+1} caractérisés par $M_n(X1(t_n), X2(t_n), t_n)$ et $M_{n+1}(X1(t_n), X2(t_n), t_n)$ obtenus à partir de la trajectoire de phase, l'évolution se fait à couple constant et égal à C_M . Cette hypothèse restera valable tant que l'intervalle $[X1(t_n), X1(t_{n+1})]$ reste très





Couple de détente

$$C_d = F(X_i)$$

petit. La réponse du système lors d'une évolution sur un pas étant échantillonnée, la qualité de l'approximation est tributaire de cet intervalle qui dépend de la période d'échantillonnage. De ce fait l'hypothèse décrite ci-dessus n'est pas toujours vérifiée. Dans le souci d'améliorer la qualité de la linéarisation du système, nous allons considérer que le couple moteur, durant l'évolution entre M_n et M_{n+1} , reste constant et égal à sa valeur moyenne [BRIE-89] que l'on notera $\bar{C}_m(X1(t_n), X1(t_{n+1}))$

II.3.1 Expression du couple moteur moyen

En reprenant l'expression (I.15) du couple moteur obtenu au chapitre 1, nous pouvons déterminer le couple moteur moyen lorsque celui-ci évolue entre les positions $X1(t_n)$ et $X1(t_{n+1})$ relatif aux points M_n , M_{n+1} pour lesquels nous étudions l'évolution du système. Il s'écrit:

$$\bar{C}_m = \frac{1}{X1(t_{n+1}) - X1(t_n)} \cdot \int_{X1(t_n)}^{X1(t_{n+1})} \left[C_H \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot X1}{2}\right) - C_D \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot X1) \right] dX1$$

soit

$$\begin{aligned} \bar{C}_m(X1(t_{n+1}), X1(t_n)) &= \frac{2}{\pi \cdot (X1(t_{n+1}) - X1(t_n))} \cdot \left[C_H \cdot \left[\sin\left(\frac{\pi \cdot X1(t_{n+1})}{2}\right) \right. \right. \\ &\left. \left. - \sin\left(\frac{\pi \cdot X1(t_n)}{2}\right) \right] + \frac{C_D}{4} \cdot \left[\cos(2 \cdot \pi \cdot X1(t_{n+1})) - \cos(2 \cdot \pi \cdot X1(t_n)) \right] \right] \end{aligned}$$

(III.2)

Cette quantité est une constante qui ne dépend que de $X1(t_n)$ et de $X1(t_{n+1})$.

II.3.2 Equation du système

Moyennant les hypothèses faites sur le couple moteur dans l'intervalle $[t_n, t_{n+1}]$ et en remplaçant son expression par sa valeur moyenne, la résolution de l'équation (III.1) dans l'intervalle $[t_n, t_{n+1}]$ caractérisant l'évolution du système entre les points M_n et M_{n+1} nous conduit à:

$$\begin{bmatrix} X1(n+1) \\ X2(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1-e^{-(F/J)Te} \\ 0 & e^{-(F/J)Te} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X1(n) \\ X2(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{Te}{SF} - \frac{J}{SF^2} (1-e^{-(F/J)Te}) \\ \frac{1}{SF} (1-e^{-(F/J)Te}) \end{bmatrix} [\bar{C}_m - C_R \cdot \text{Sgn}[X2(n)]]$$

$$\begin{bmatrix} Y1(n+1) \\ Y2(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X1 \\ X2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

Cette description reste valable à condition de pouvoir assimiler le couple moteur à sa valeur moyenne. Il faut donc que l'intervalle $[X1(t_{n+1}), X1(t_n)]$ reste suffisamment petit. La condition que nous nous sommes fixés sur cet intervalle est $|X1(t_{n+1}) - X1(t_n)| < 0.1$ pas [PIN-87]. D'autre part, si l'on considère que, lors d'une évolution entre M_{n+1} et M_n , la vitesse $X2(t_{n+1})$ reste du même signe que $X2(t_n)$, la grandeur $\text{Sgn}(X2(t_{n+1}))$ reste constante et égale à $\text{Sgn}(X2(t_n))$.

II.4 Relations nécessaires pour les méthodes d'identification

II.4.1 Expressions des vecteurs d'état

La représentation matricielle obtenue en (III.3) permet de connaître la valeur des vecteurs $X1(tn+1)$ et $X2(tn+1)$ à partir des vecteurs $X1(tn)$ et $X2(tn)$ à condition de respecter les hypothèses faites ci-dessus c'est-à-dire:

$$|X1(tn+1) - X1(tn)| < 0.1 \text{ pas} \quad (\text{III.4})$$

$$\text{Sgn}[X2(tn+1)] = \text{Sgn}[X2(tn)] \quad (\text{III.5})$$

En développant la forme matricielle obtenue en (III.3) nous aboutissons à:

$$X1(tn+1) = X1(tn) + \frac{J}{F} \left[X2(tn) - \frac{\bar{C}_m - C_R \cdot \text{Sgn}[X2(tn)]}{S.F} \right] (1 - e^{-(F/J)(tn+1-tn)}) + \frac{\bar{C}_m - C_R \cdot \text{Sgn}[X2(tn)]}{S.F} \cdot (tn+1-tn) \quad (\text{III.6})$$

et

$$X2(tn+1) = \left[X2(tn) - \frac{\bar{C}_m - C_R \cdot \text{Sgn}[X2(tn)]}{S.F} \right] \cdot e^{-(F/J)(tn+1-tn)} + \frac{\bar{C}_m - C_R \cdot \text{Sgn}[X2(tn)]}{S.F} \quad (\text{III.7})$$

La comparaison de (III.6) et (III.7) nous permet d'écrire:

$$S \cdot J [X2(tn+1) - X2(tn)] = -S \cdot F [X1(tn+1) - X1(tn)] + [\bar{C}_m - C_R \cdot \text{Sgn}(X2(tn))] (tn+1-tn) \quad (\text{III.8})$$

relation linéaire entre les intervalles (t_{n+1}, t_n) , $(X_1(t_{n+1}), X_1(t_n))$, $(X_2(t_{n+1}), X_2(t_n))$.

II.4.2 Caractéristique des extrémums de vitesse

L'étude du comportement du système dans le plan de phase $(X_1(t), X_2(t))$ permet de connaître en outre les caractéristiques des extrémums de vitesse [PIN-87]. En effet, l'obtention de la tangente correspondant aux extrémums de vitesse est donnée par:

$$q = \frac{\dot{X}_2(t)}{\dot{X}_1(t)} = 0$$

En reprenant l'expression (III.1) et en appliquant la condition d'extrémum de vitesse trouvée précédemment, nous obtenons:

$$C_m - C_R \cdot \text{Sgn}[X_2(t)] - S.F \cdot X_2(t) = 0$$

ce qui nous donne :

$$X_2(t) = \frac{C_m[X_1(t)] - C_R \cdot \text{Sgn}[X_2(t)]}{S.F}$$

Si nous caractérisons un extrémum de vitesse par (X_1^M, X_2^M) nous aboutissons à

$$X_2^M = \frac{C_m[X_1^M] - C_R \cdot \text{Sgn}(X_2^M)}{S.F} \quad (\text{III.9})$$

III METHODES D'IDENTIFICATION

En utilisant la trajectoire de phase $(X_1(t), X_2(t))$, nous présentons trois méthodes d'identification [PIN-87] à partir desquelles nous devons aboutir aux valeurs des paramètres J, F, C_R du modèle proposé en (III.1)

III.1 Première méthode d'identification

Elle consiste à choisir trois couples de points (M_1, M_2) , (M_3, M_4) , (M_5, M_6) satisfaisant aux hypothèses définies en (III.4) et (III.5)

III.1.1 Relation nécessaire à l'obtention des paramètres

En appliquant l'équation (III.8) pour ces trois couples de points choisis, nous obtenons un système de trois équations à trois inconnues défini de la façon suivante:

$$J.A1 + F.B1 + C_R.C1 = D1$$

$$J.A2 + F.B2 + C_R.C2 = D2$$

$$J.A3 + F.B3 + C_R.C3 = D3$$

avec

$$A1 = [X2(t2) - X2(t1)].S$$

$$B1 = [X1(t2) - X1(t1)].S$$

$$A2 = [X2(t4) - X2(t3)].S$$

$$B2 = [X1(t4) - X1(t3)].S$$

$$A3 = [X2(t6) - X2(t5)].S$$

$$B3 = [X1(t6) - X1(t5)].S$$

$$C1 = \text{Sgn}[X2(t2)](t2-t1)$$

$$D1 = \bar{C}_m[X1(t2), X1(t1)](t2-t1)$$

$$C2 = \text{Sgn}[X2(t4)](t4-t3)$$

$$D2 = \bar{C}_m[X1(t4), X1(t3)](t4-t3)$$

$$C3 = \text{Sgn}[X2(t6)](t6-t4)$$

$$D3 = \bar{C}_m[X1(t6), X1(t5)](t6-t5)$$

Sous forme matricielle, le système d'équation s'écrit:

$$M.X = B$$

(III.10)

avec

$$M = \begin{bmatrix} A1 & B1 & C1 \\ A2 & B2 & C2 \\ A3 & B3 & C3 \end{bmatrix} \quad X = \begin{bmatrix} J \\ F \\ C_R \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} D1 \\ D2 \\ D3 \end{bmatrix}$$

La relation définie en (III.10), nous conduit à la détermination des paramètres J , F , C_R dont l'expression est:

$$J = \frac{D1B2C3+B1C2D3+C1D2B3-C1B2D3-B1D2C3-D1C2B3}{A}$$

$$F = \frac{A1D2C3+D1C2A3+C1A2D3-C1D2A3-D1A2C3-A1C2D3}{A}$$

$$C_R = \frac{A1B2D3+B1D2A3+D1A2B3-D1B2A3-B1A2D3-A1D2B3}{A}$$

avec $A = A1B2C3+B1C2A3+C1A2B3-C1B2A3-B1A2C3-A1C2B3$

La valeur des paramètres obtenue par cette méthode dépendra évidemment du choix des couples $(M1, M2)$, $(M3, M4)$, $(M5, M6)$.

III.2 Deuxième méthode d'identification

Elle consiste à prendre deux couples $(M1, M2)$, $(M3, M4)$ satisfaisant toujours aux hypothèses définies en (III.4)(III.5) ainsi qu'un extrênum de vitesse que l'on caractérisera par (X^M_1, X^M_2) .

III.2.1 Relation nécessaire à l'obtention des paramètres.

En utilisant les équations (III.8) et (III.9) appliquées respectivement aux couples (M1,M2) (M3,M4) et à l'extrémum de vitesse nous aboutissons à:

$$J.A1 + F.B1 + C_R.C1 = D1$$

$$J.A2 + F.B2 + C_R.C2 = D2$$

$$F.B3 + C_R.C3 = D3$$

avec

$$A1 = [X2(t2) - X2(t1)].S \quad B1 = [X1(t2) - X1(t1)].S$$

$$A2 = [X2(t4) - X2(t3)].S \quad B2 = [X1(t4) - X1(t3)].S$$

$$B3 = X_2^M.S$$

$$C1 = \text{Sgn}[X2(t2)](t2-t1) \quad D1 = \bar{C}_m[X1(t2), X1(t1)](t2-t1)$$

$$C2 = \text{Sgn}[X2(t4)](t4-t3) \quad D2 = \bar{C}_m[X1(t4), X1(t3)](t4-t3)$$

$$C3 = \text{Sgn}[X_2^M] \quad D3 = C_H \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot X_1^M}{2}\right) - C_D \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot X_1^M)$$

La mise en équation du système sous forme matricielle nous conduit à:

$$M.X = B \quad \text{(III.15)}$$

avec

$$M = \begin{bmatrix} A1 & B1 & C1 \\ A2 & B2 & C2 \\ 0 & B3 & C3 \end{bmatrix} \quad X = \begin{bmatrix} J \\ F \\ C_R \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} D1 \\ D2 \\ D3 \end{bmatrix}$$

La relation définie en (III.15), nous conduit à la détermination des paramètres J, F, C_R dont l'expression est:

$$J = \frac{D1B2C3+B1C2D3+C1D2B3-C1B2D3-B1D2C3-D1C2B3}{A}$$

$$F = \frac{A1D2C3+C1A2D3-D1A2C3-A1C2D3}{A}$$

$$C_R = \frac{A1B2D3+D1A2B3-B1A2D3-A1D2B3}{A}$$

avec $A = A1B2C3 + C1A2B3 - B1A2C3 - A1C2B3$

Comme pour la première méthode, la précision obtenue sur les paramètres dépendra du choix de $(M1, M2)$ $(M3, M4)$ et de la valeur de l'extrémum de vitesse.

III.3 Troisième méthode d'identification

Elle consiste à prendre un couple de point $(M1, M2)$ satisfaisant aux hypothèses définies en (III.4) et (III.5) ainsi que deux extrémums de vitesse que l'on caractérisera par (X^M_1, X^M_2) et (X^m_1, X^m_2) .

III.3.1 Relation nécessaire à l'obtention des paramètres

En utilisant les équations (III.8) et (III.9), appliquées aux points choisis, nous aboutissons au système d'équation:

$$\begin{aligned} J.A1 + F.B1 + C_R.C1 &= D1 \\ F.B2 + C_R.C2 &= D2 \\ F.B3 + C_R.C3 &= D3 \end{aligned}$$

avec

$$\begin{aligned}
 A1 &= [X2(t2) - X2(t1)] \cdot S & B1 &= [X1(t2) - X1(t1)] \cdot S \\
 & & B2 &= X_2^M \cdot S \\
 & & B3 &= X_2^m \cdot S
 \end{aligned}$$

$$C1 = \text{Sgn}[X2(t2)](t2-t1) \quad D1 = \bar{C}_m[X1(t2), X1(t1)](t2-t1)$$

$$C2 = \text{Sgn}[X_2^M] \quad D2 = C_H \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot X_1^M}{2}\right) - C_D \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot X_1^M)$$

$$C3 = \text{Sgn}[X_2^m] \quad D3 = C_H \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot X_1^m}{2}\right) - C_D \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot X_1^m)$$

La mise en équation du système sous forme matricielle nous conduit à

$$M \cdot X = B \quad \text{(III.16)}$$

avec

$$M = \begin{bmatrix} A1 & B1 & C1 \\ 0 & B2 & C2 \\ 0 & B3 & C3 \end{bmatrix} \quad X = \begin{bmatrix} J \\ F \\ C_R \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} D1 \\ D2 \\ D3 \end{bmatrix}$$

La relation définie en (III.16), nous conduit à la détermination des paramètres J , F , C_R dont l'expression est:

$$J = \frac{D1B2C3 + B1C2D3 + C1D2B3 - C1B2D3 - B1D2C3 - D1C2B3}{A}$$

$$F = \frac{A1D2C3 - A1C2D3}{A}$$

$$C_R = \frac{A1B2D3 - A1D2B3}{A}$$

avec $A = A1B2C3 - A1C2B3$

Comme pour les méthodes précédentes, la valeur des paramètres du modèle dépend du choix de $(M1, M2)$ et de la valeur des deux extrémums de vitesse

III.4 Conclusion

A travers les différentes méthodes d'identification proposées, nous constatons que la valeur des paramètres du modèle dépend du choix des couples de points ainsi que la valeur des extrémums de vitesse obtenue à partir de la trajectoire de phase.

IV Stratégie de choix des points

Dans le souci d'obtenir une stratégie de choix de points commune aux différentes réponses sur un pas du système, nous avons simulé [SIBO-84] deux essais correspondant à des réponses plus ou moins oscillantes. Ces essais permettront de déterminer les couples de points nécessaires à l'obtention de la meilleure précision sur les paramètres du modèle à identifier.

IV.1 Présentation des essais

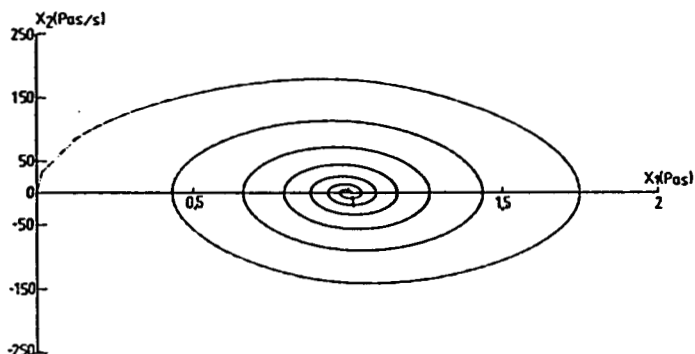
A partir des équations d'état décrites en (III.1) et pour différentes valeurs des paramètres correspondant aux essais cités précédemment, nous avons déterminé par la méthode d'Euler [CHU-84], la trajectoire de phase $(X1(t), X2(t))$ sur 500 points, représentant la position et la vitesse du système exprimées respectivement en pas et en pas/s. L'obtention de la trajectoire de phase, pour les deux essais considérés, est obtenue pour les paramètres suivants:

$$J = 10^{-2} \text{ Kg.m}^2; F = 0.3 \text{ N.m/rads}^{-1}; C_R = 0.1 \text{ N.m}; C_H = 10 \text{ N.m}; \\ C_D = 0.5 \text{ N.m pour l'essai oscillant}$$

et

$J = 10^{-2} \text{ Kg.m}^2$; $F = 0.3 \text{ N.m/rads}^{-1}$; $C_R = 2.5 \text{ N.m}$; $C_H = 10 \text{ N.m}$;
 $C_D = 0.5 \text{ N.m}$ pour l'essai non oscillant

La caractéristique de ces essais dans le plan de phase est donnée par les figures 3 et 4.



Figures 3

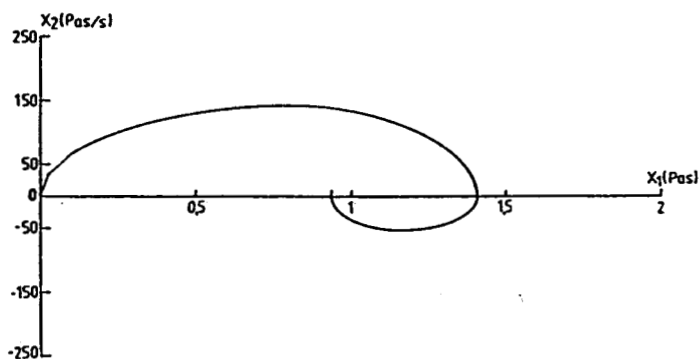


Figure 4

Le choix des points peut s'effectuer de façon quelconque pour l'application des méthodes d'identification citées ultérieurement. Il apparaît alors que la qualité des paramètres du modèle obtenus dépend de ces points et que de nombreuses possibilités apparaissent pour définir une stratégie de choix de points [BRI-87][PINC-87]. La stratégie que l'on propose de mettre en oeuvre n'est pas unique mais reste valable quelque soit le type d'essai que l'on aura à traiter.

IV.2 Méthode 1

IV.2.1 Essai oscillant

On se propose de fixer arbitrairement deux couples de points correspondant à (M1,M2), (M5,M6) et de faire varier le couple (M3,M4) sur la trajectoire de phase [PIN-87]. Le couple (M1,M2) se situera au début de la trajectoire de phase tandis que (M5,M6) se trouvera au voisinage du dernier extrêmu de vitesse supérieur à 3 pas/s. Il est à noter que les différents couples de points respectent les hypothèses définies en (III.4) et (III.5)

L'ensemble des points étant fixés, nous faisons déplacer le couple (M3,M4) sur la trajectoire de phase afin de pouvoir définir les quantités ϵ_p et ϵ_v en fonction de la position de (M3,M4).

Les quantités ϵ_p et ϵ_v représentent l'erreur quadratique entre le signal réel et le signal simulé à partir des paramètres identifiés du modèle, noté respectivement X^R_i et X^I_i .

La quantité ϵ_p et ϵ_v s'exprime :

$$\epsilon_p = \sum_{n=0}^N (X^R_1(n.Te) - X^I_1(n.Te))^2 . Te$$

$$\epsilon_v = \sum_{n=0}^N (X^R_2(n.Te) - X^I_2(n.Te))^2 . Te$$

Le couple (M3,M4) retenu sera celui qui minimisera le critère $k_1 = \text{Min}(\epsilon_p)$ ou $k_2 = \text{Mim}(\epsilon_v)$ suivant que l'on désire minimiser l'erreur en position ou en vitesse. Nous avons décidé de prendre, de façon arbitraire, le critère k_1 .

Dans le but de sélectionner la paire de points (M3,M4), nous avons effectué trois essais correspondant à des

choix de $(M5, M6)$ différents. Etant donné que le couple $(M5, M6)$ se situe au voisinage du dernier extrémum de vitesse, nous nous sommes fixés comme condition sur la position le critère $|X1(t6) - X1(t5)| \leq 0.01$ à cause des faibles variations obtenues sur le vecteur $X1(t)$. Après obtention de la trajectoire de phase, nous déterminons le dernier extrémum de vitesse décelable nous conduisant à $X2(t5), X1(t5)$ caractérisant le point $M5$. A partir du vecteur $X2(t5)$ trouvé précédemment, nous cherchons le vecteur $X2(t6)$ respectant la condition $|X1(t6) - X1(t5)| \leq 0.01$ pas pour obtenir la paire de points $(M5, M6)$ caractérisant le premier essai. Puis, à partir de la dernière vitesse trouvée (caractérisée par $X2(t6)$), nous cherchons le nouveau couple $(M5, M6)$ de la même façon que ci-dessus caractérisant le deuxième essai. Cette itération s'effectuera autant de fois qu'il y aura de couple $(M5, M6)$ à déterminer, correspondant aux différents essais.

L'application des couples $(M1, M2), (M4, M3), (M6, M5)$ à la méthode d'identification permet de calculer ϵ_p et ϵ_v en fonction de l'évolution du couple $(M3, M4)$ caractérisé par l'indice p .

A partir des courbes ϵ_p et ϵ_v obtenues et pour différents couples $(M5, M6)$ (figure 5,6), nous déterminons le couple $(M3, M4)$ minimisant le critère k_1 nécessaire pour obtenir les paramètres de notre modèle. Nous obtenons:

$(M1, M2)$	$(M3, M4)$	$(M5, M6)$	J	F	C_R	$k_2 10^{-4}$	$k_1 10^{-4}$
(7, 10)	(10, 12)	(437, 440)	$9.6 \cdot 10^{-3}$	0.295	0.095	175100	3.2
(7, 10)	(10, 12)	(440, 444)	10^{-2}	0.306	0.099	4977.7	0.108
(7, 10)	(18, 19)	(444, 449)	10^{-2}	0.298	0.103	1000.9	0.036

D'après les résultats obtenus, nous constatons que si $(M5, M6)$ se rapproche du régime permanent, l'erreur ϵ_p et ϵ_v diminue.

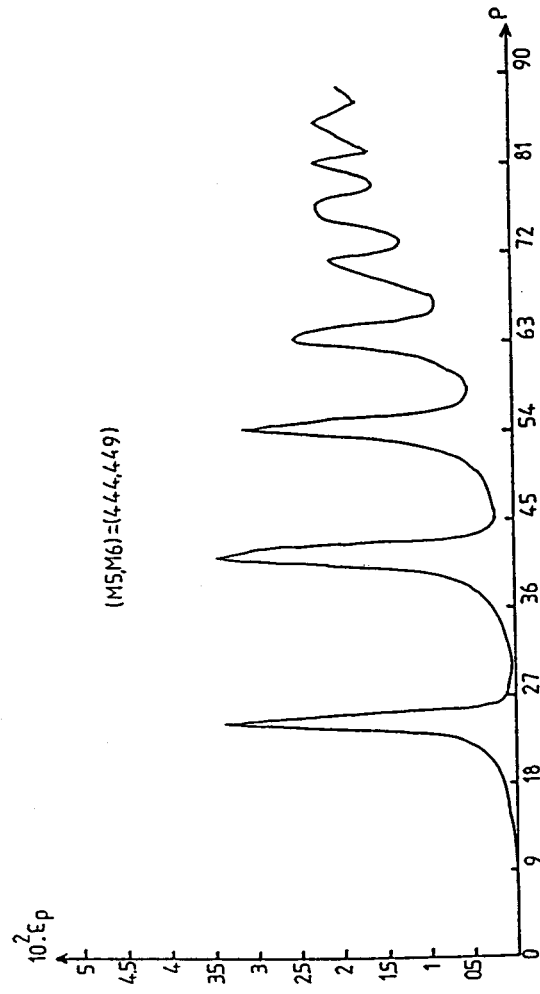
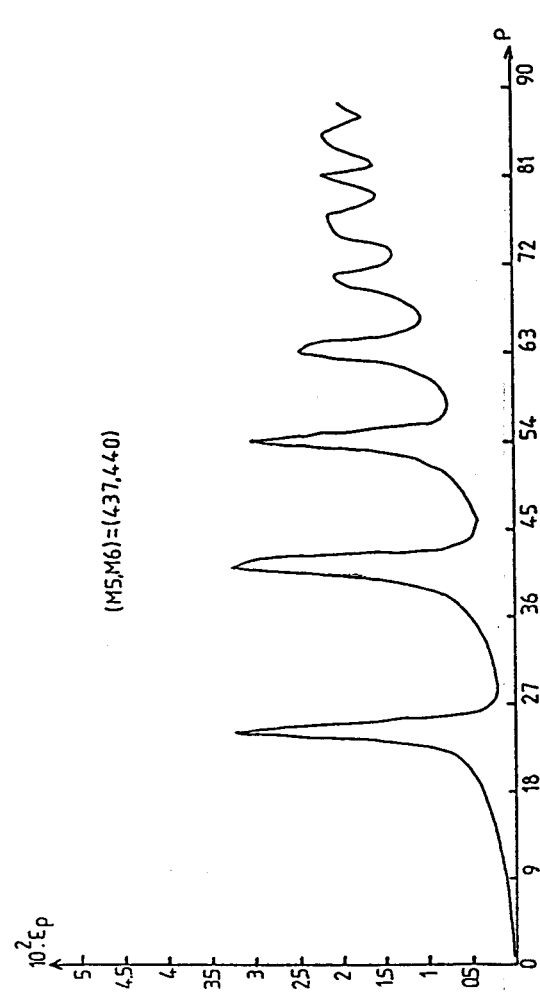
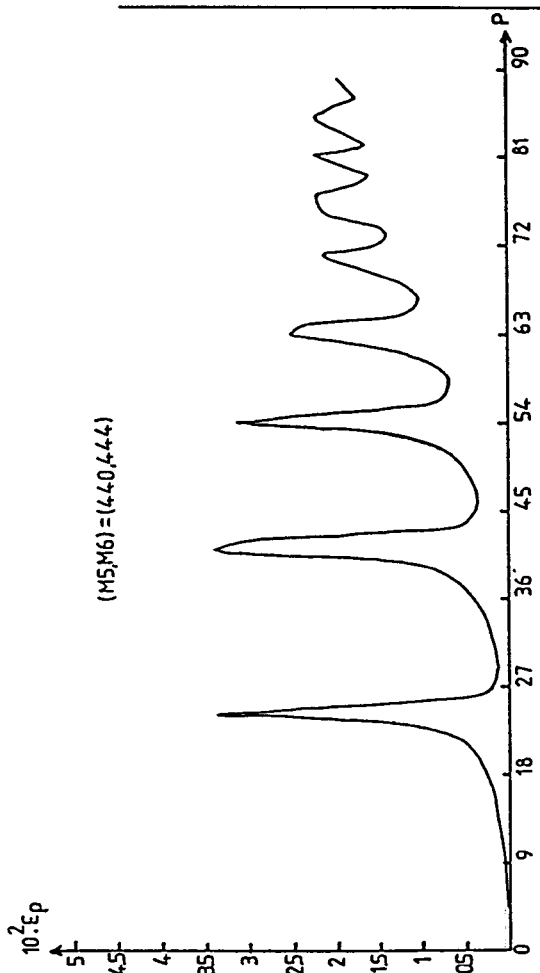


Figure 5

Evolution de $\epsilon_p = F(p)$ pour un couple de points (M_5, M_6) fixé

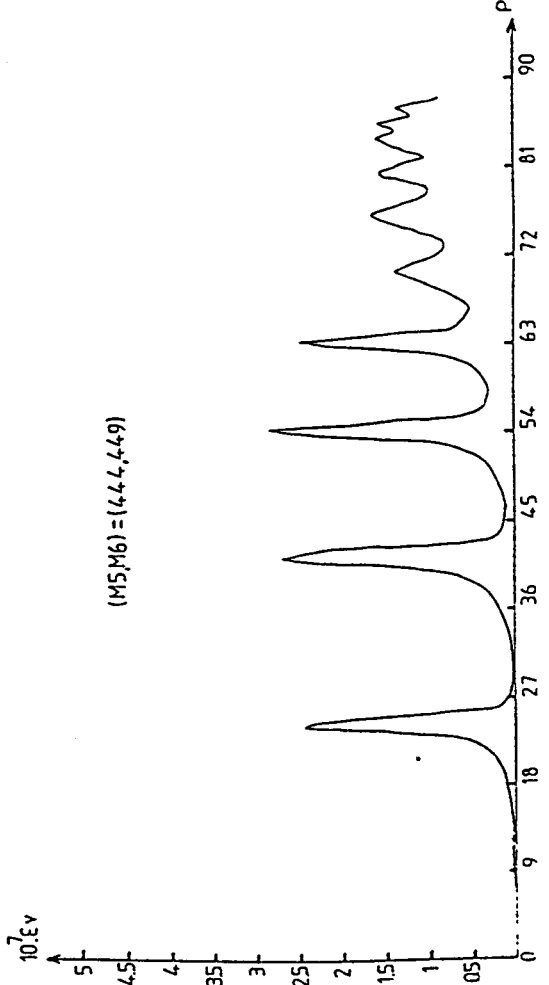
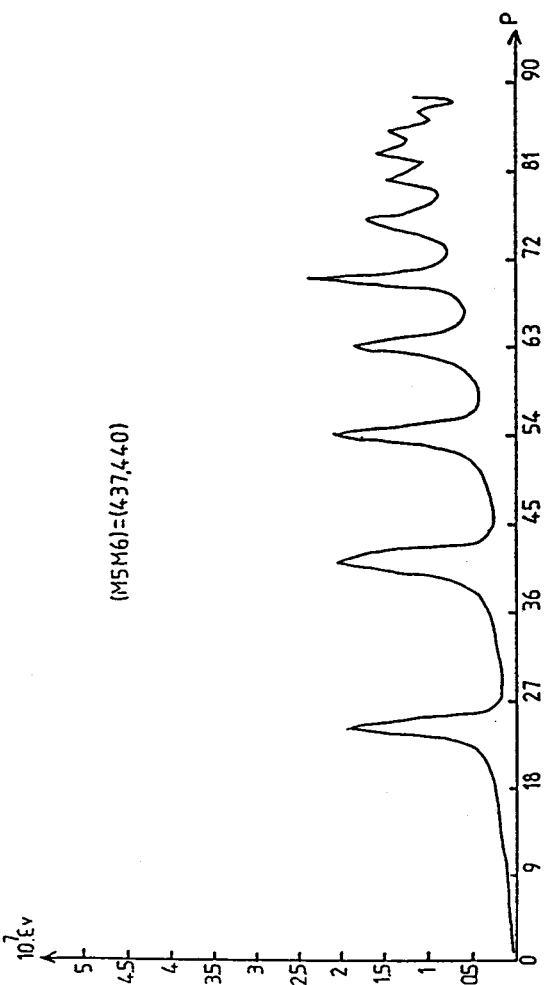
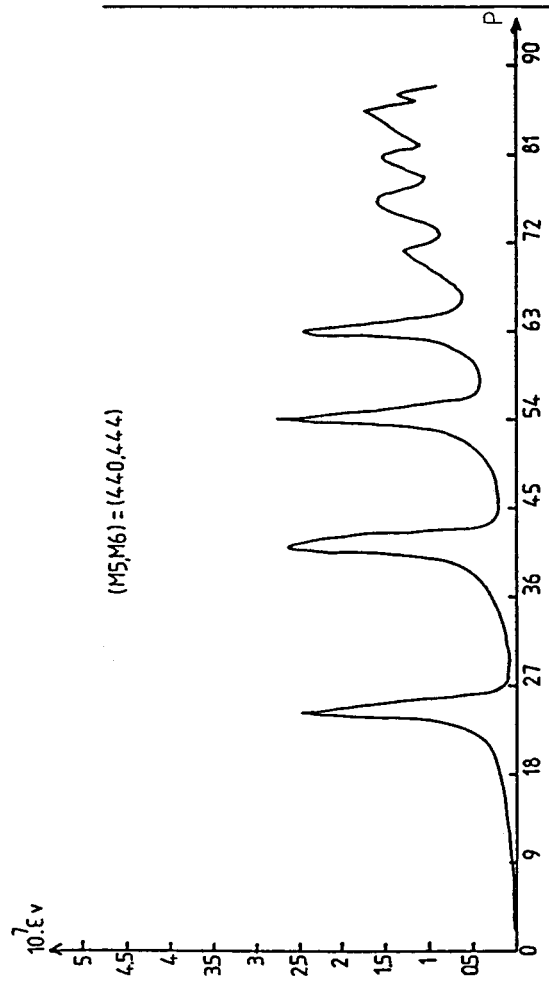


Figure 6

Evolution de $\epsilon_\gamma = F(p)$ pour un couple de points (M_5, M_6) fixé

Le choix des points finaux est représenté par la figure 7

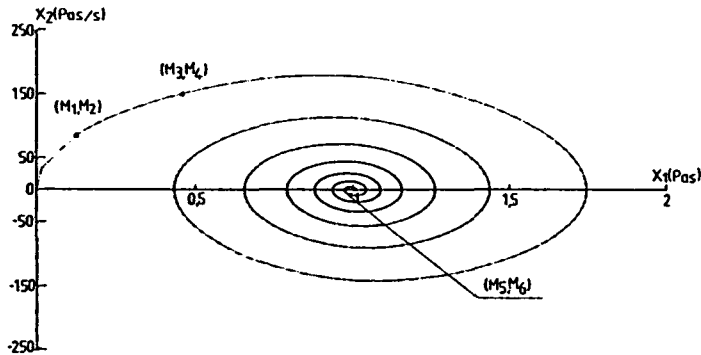


Figure 7

IV.2.2 Essai non oscillant

En appliquant la même stratégie trouvée précédemment pour l'essai oscillant et en choisissant (M5,M6) au voisinage du dernier extrênum de vitesse, nous obtenons:

(M1,M2)	(M3,M4)	(M5,M6)	J	F	CR	$k_2 10^{-4}$	$k_1 10^{-4}$
(46,65)	(65,80)	(362,365)	$6.5 \cdot 10^{-3}$	0.198	1.625	6351671	123.7

Les résultats obtenus ne sont pas satisfaisants, ceci est dû au fait que le dernier extrênum de vitesse, correspondant au 362 échantillons ne se situe pas au voisinage du régime permanent. Dans le souci d'améliorer les résultats, nous prenons (M5,M6) au régime permanent de telle sorte que la vitesse obtenue correspondant à $X_2(t_6)$ soit supérieure à 3 pas/s. Nous avons choisi :

(M1,M2)	(M3,M4)	(M5,M6)	J	F	CR	$k_2 10^{-4}$	$k_1 10^{-4}$
(46,65)	(158,159)	(437,445)	10^{-2}	0.298	2.497	123.41	0.0036

Nous aboutissons maintenant à de bons résultats.

Le choix des points est représenté par la figure 8

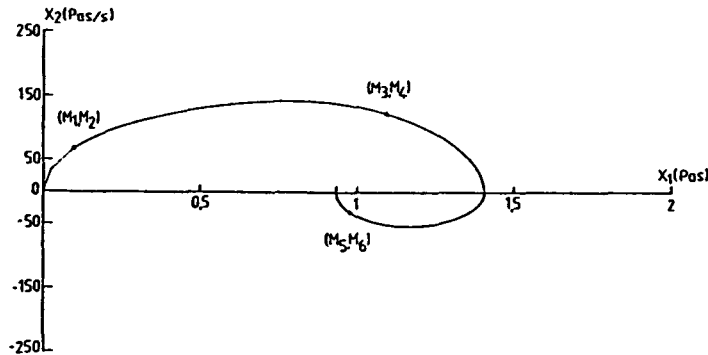


Figure 8

IV.3 Méthode 2

IV.3.1 Essai oscillant

La méthode consiste à prendre deux paires de points $(M1, M2)$, $(M3, M4)$ ainsi qu'un extrêum de vitesse caractérisé par (X^M_1, X^M_2) [PIN-87][PINC-87][PIN-88][PINCH-88]. Comme pour la méthode avec les trois couples de points, nous choisissons un couple de points au début de la trajectoire de phase et un extrêum de vitesse se situant au voisinage du régime permanent et supérieur à 3 pas/s. L'application de la méthode d'identification permet de calculer ϵ_p et ϵ_v en fonction de $(M3, M4)$ caractérisé par l'indice p . Le couple $(M3, M4)$ choisi sera celui qui minimise le critère k_1 .

Dans le souci d'obtenir la meilleure précision sur les paramètres, nous avons effectué trois essais différenciés par la valeur de l'extrêum (X^M_1, X^M_2) . Les courbes données par les figures (9,10) représentent ϵ_p et ϵ_v en fonction de $(M3, M4)$ pour les trois essais. Nous obtenons les résultats suivants:

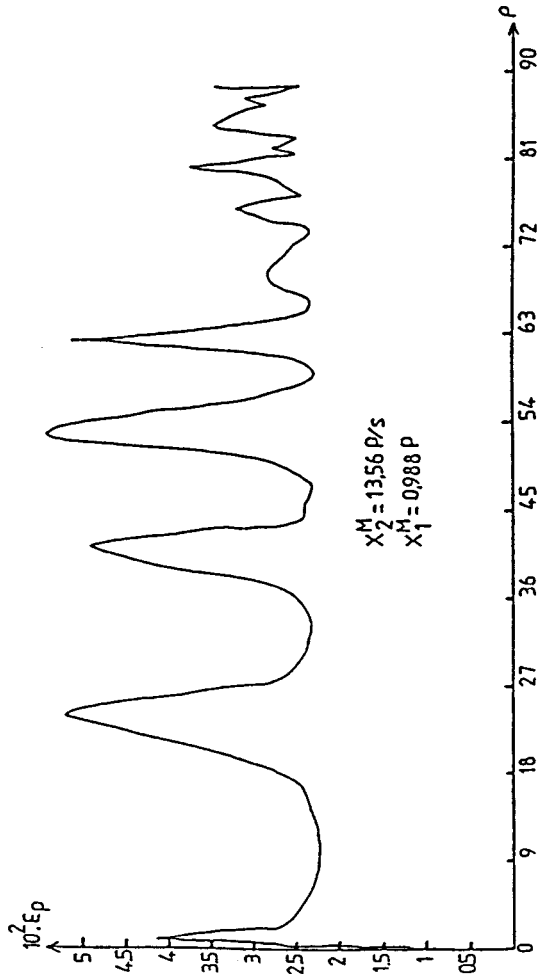
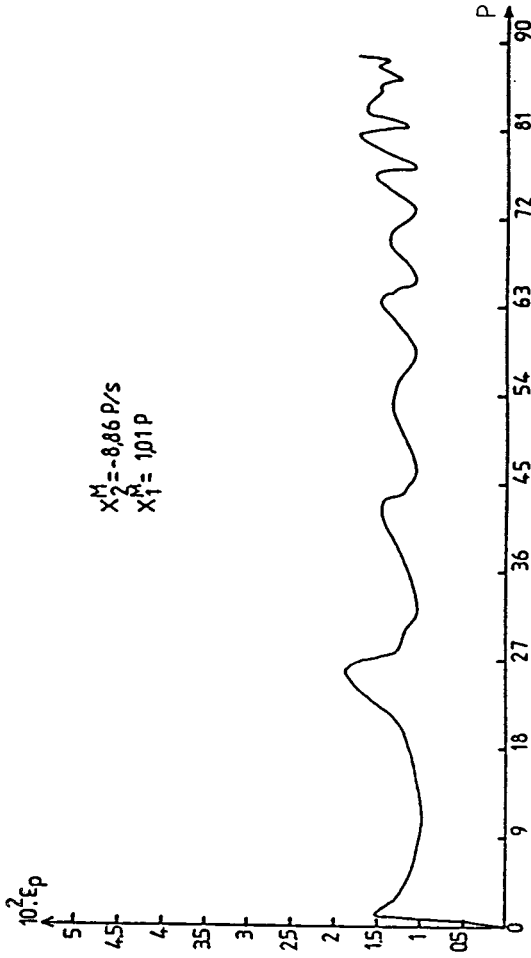
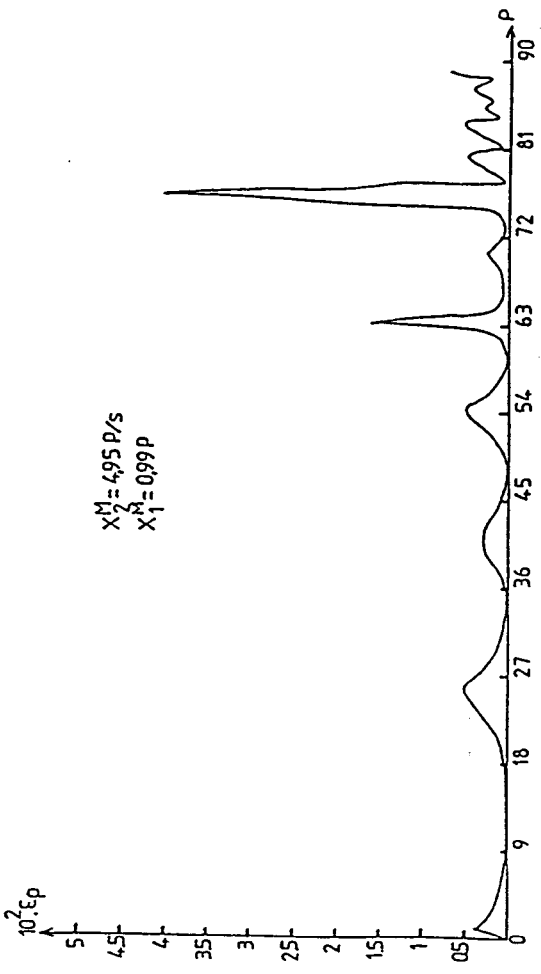


Figure 9

Evolution de $\epsilon_p = F(p)$ pour un extrémum de vitesse (X_1^M, X_2^M) fixé

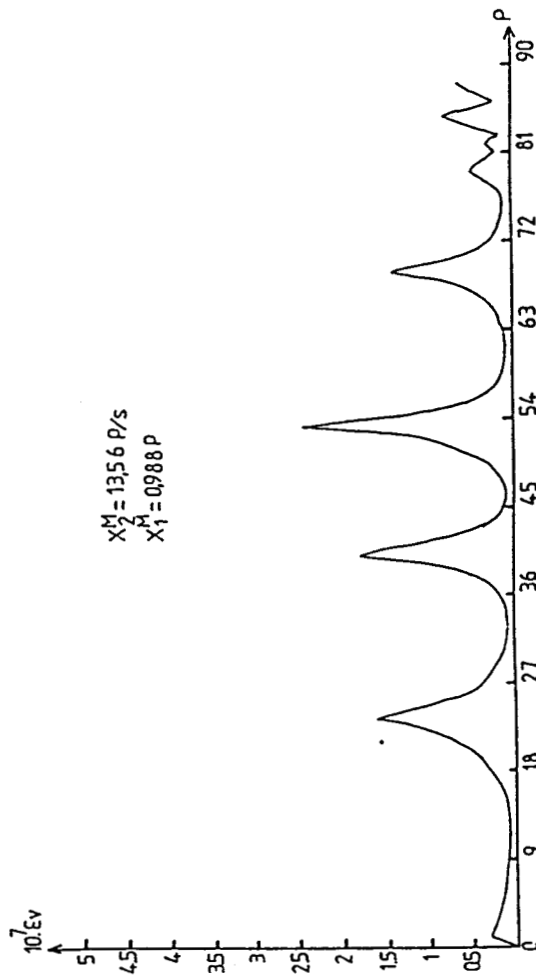
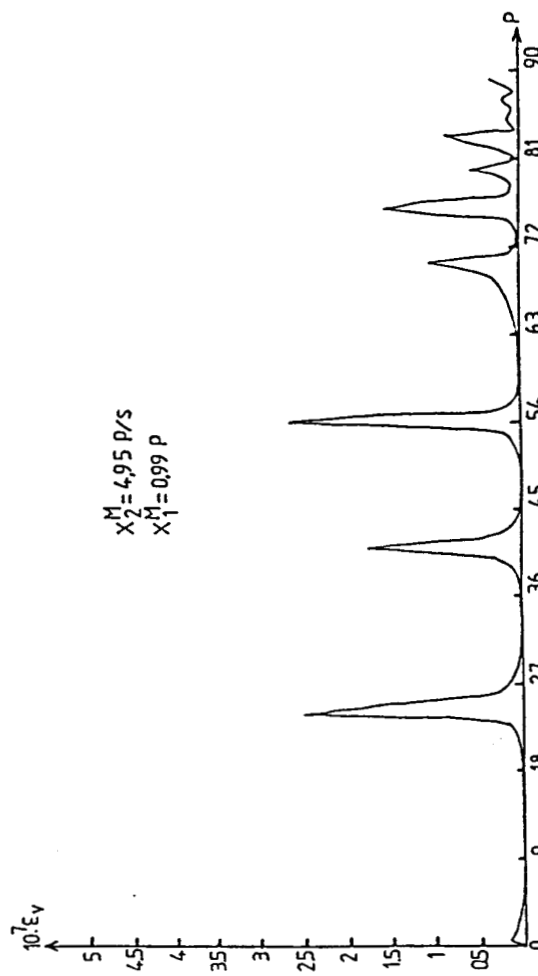
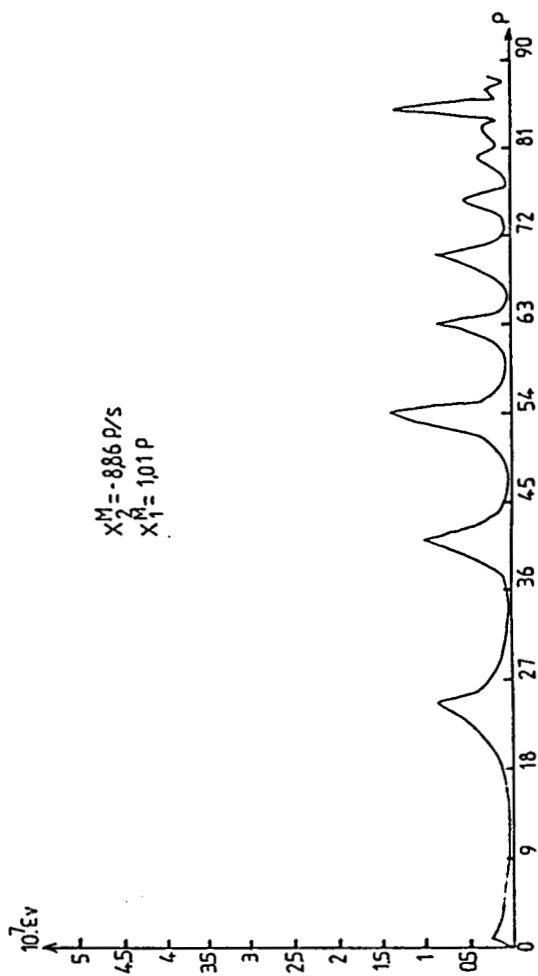


Figure 10

Evolution de $E_v = F(p)$ pour un extremum de vitesse (X_1^M, X_2^M) fixé

(M1, M2)	(M3, M4)	(X_1^M, X_2^M)	J	F	C _R	$k_2 10^{-4}$	$k_1 10^{-4}$
(7, 10)	(22, 23)	0.99 pas 4.95 pas/s	10^{-2}	0.297	0.106	100.5	0.0018
(7, 10)	(22, 23)	1.01 pas -8.86 pas/s	10^{-2}	0.297	0.111	917.8	98.14
(7, 10)	(22, 23)	0988 pas 13.56 pas/s	10^{-2}	0.297	0.117	3529.8	224.06

Nous pouvons constater d'après le tableau ci-dessus que la qualité des résultats obtenus dépend de la valeur de l'extrémum de vitesse et que celui ci, doit se situer au voisinage du régime permanent. Le choix des points est représenté par la figure 11.

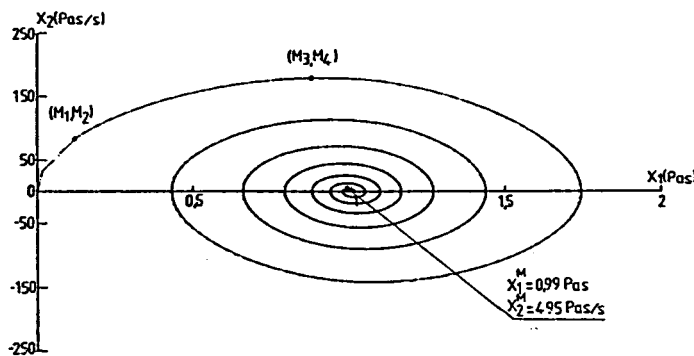


Figure 11

IV.3.2 Essai non oscillant

Cet essai comportant que deux extrémums de vitesse, nous choisissons le dernier et nous appliquons la même stratégie que pour l'essai oscillant. Nous obtenons :

(M1, M2)	(M3, M4)	(X_1^M, X_2^M)	J	F	C _R	$k_2 10^{-4}$	$k_1 10^{-4}$
(46, 65)	(158, 159)	1.16 pas -53.81 pas/s	10^{-2}	0.298	3	155275	4.14

Nous obtenons des résultats non satisfaisants similaire à la méthode 1. L'imprécision obtenue sur les paramètres est dû au fait que l'extrémum de vitesse est assez

éloigné du régime permanent. Pour remédier à ceci, étant donné que nous ne disposons pas d'autres extrêmums de vitesse, nous allons déterminer le couple (M3,M4) non plus en fonction de l'extrémum mais en fonction de (M1,M2). Nous aboutissons à :

(M1,M2)	(M3,M4)	(X_1^M, X_2^M)	J	F	C _R	$k_2 10^{-4}$	$k_1 10^{-4}$
(116, 127)	(158, 169)	1.16 pas -53.81 pas/s	10^{-2}	0.298	2.28	30416	0.83
(127, 137)	(158, 169)	1.16 pas -53.81 pas/s	10^{-2}	0.297	2.37	10198	0.28
(137, 147)	(147, 148)	1.16 pas -53.81 pas/s	10^{-2}	0.297	2.55	1184.4	0.28

Nous obtenons donc maintenant de bons résultats. Le choix des points finaux est représenté par la figure 12.

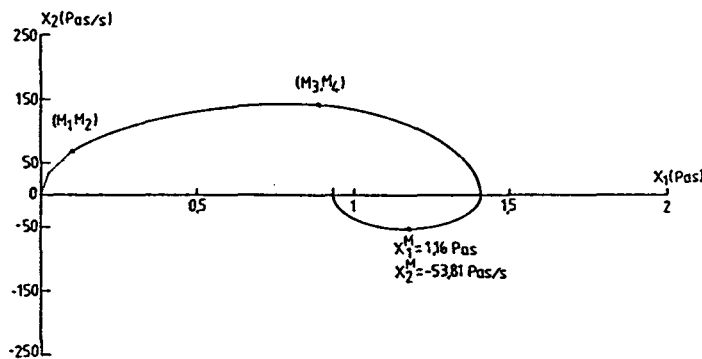


Figure 12

IV.4 Méthode 3

IV.4.1 Essai oscillant

Nous prenons un couple de points (M1,M2) et deux extrêmums de vitesse [PIN-87][PINC-87][PIN-88]. Nous prenons comme extrémum le premier puis un quelconque. La paire (M1,M2) sera obtenue lorsque le critère k_1 passera par un minimum. Les courbes (13,14) représentent ϵ_p et ϵ_v en fonction de (M1,M2) caractérisé par l'indice p.

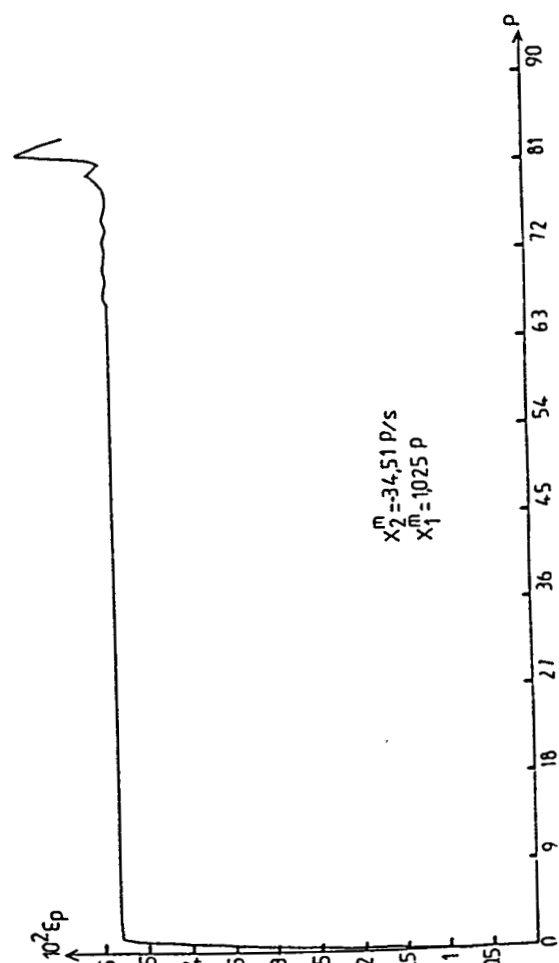
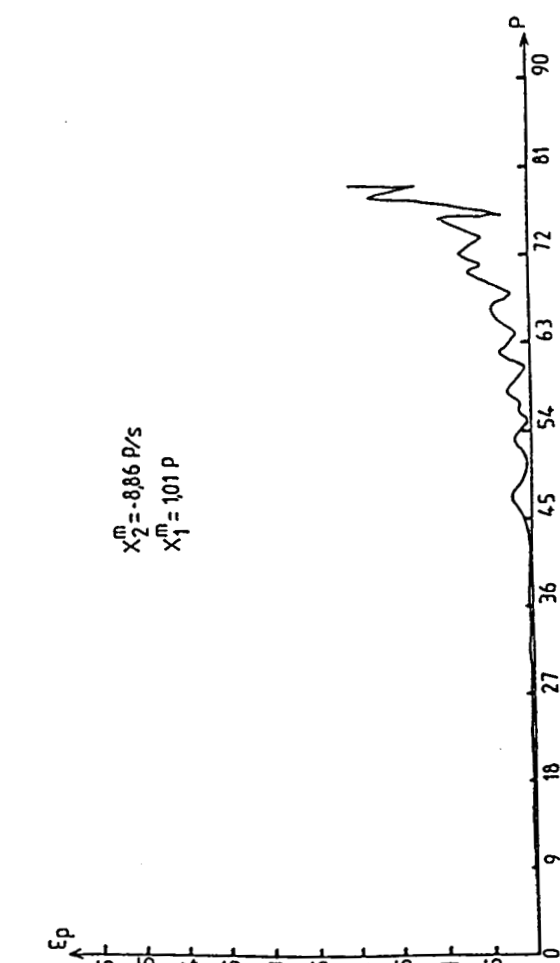
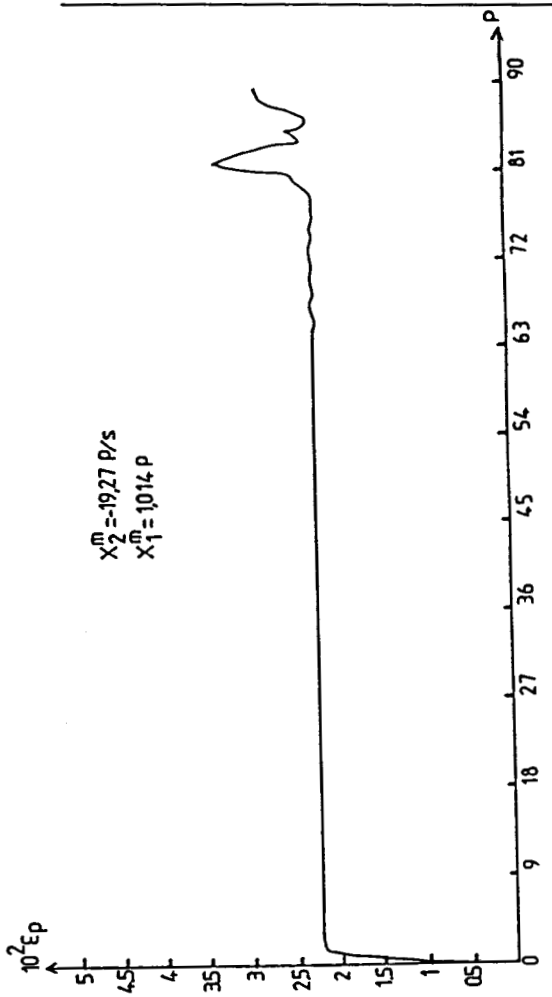


Figure 13

Evolution de $\epsilon_p = f(p)$ pour
deux extrêmes de vitesse

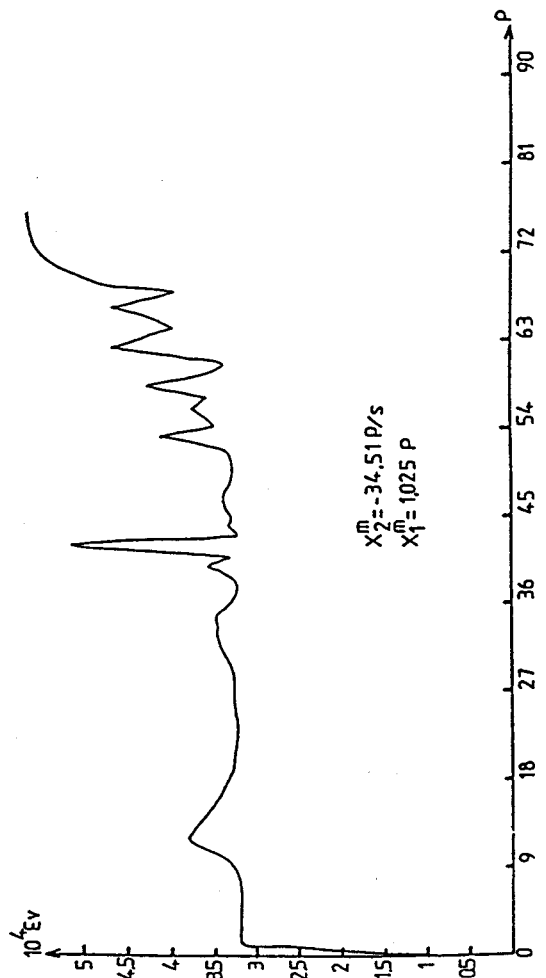
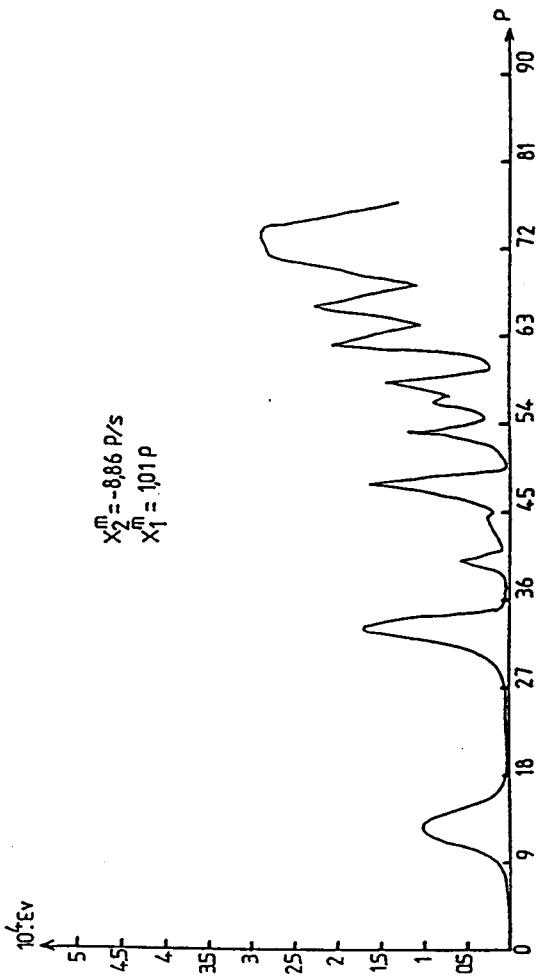
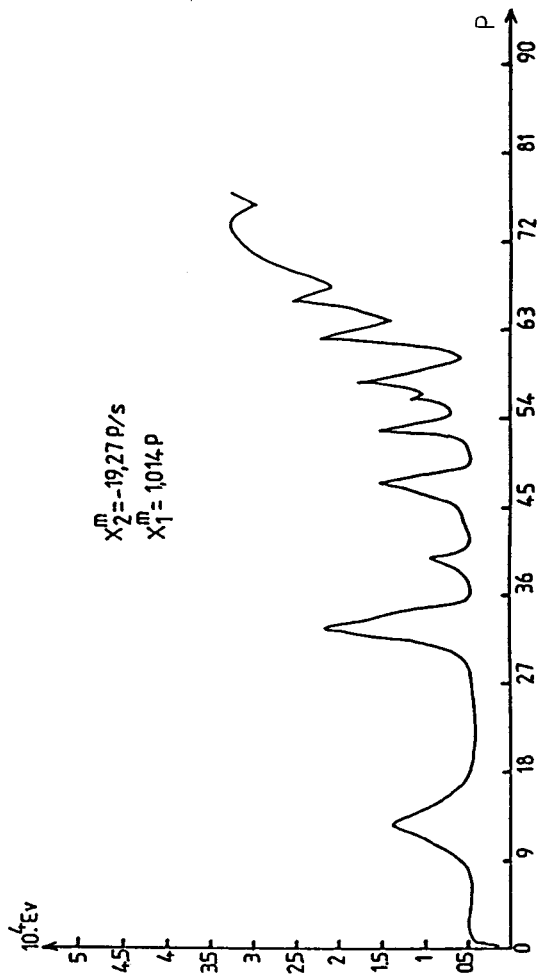


Figure 14
Evolution de $E_v = F(p)$ pour
deux extrêmes de vitesse

Les résultats obtenus sont représentés par le tableau ci-dessous.

(M1, M2)	(X^M_1, X^M_2)	(X^M_1, X^M_2)	J	F	C _R	$k_2 10^{-4}$	$K_1 10^{-4}$
(14, 15)	0.904 pas 179.1 p/s	0.99 pas -8.86 p/s	10^{-2}	0.298	0.099	30.85	0.0007
(14, 15)	0.904 pas 179.1 p/s	1.01 pas -19.27 p/s	10^{-2}	0.299	0.098	4399	223.2
(14, 15)	0.904 pas 179.1 p/s	0988 pas -34.51 p/s	10^{-2}	0.298	0.097	32014	478.8

Nous aboutissons à de bons résultats si le deuxième extrémum de vitesse se situe au voisinage du régime permanent.

Le choix des points finaux est représenté par la figure 15.

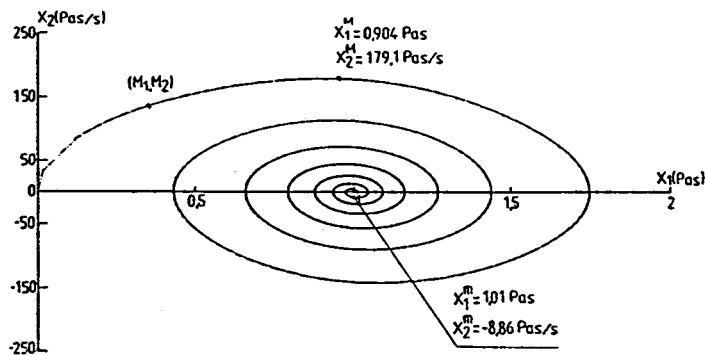


Figure 15

IV.4.2 Essai non oscillant

En appliquant la même stratégie que pour l'essai oscillant nous obtenons:

(M1, M2)	(X^M_1, X^M_2)	(X^M_1, X^M_2)	J	F	C _R	$k_2 10^{-4}$	$k_1 10^{-4}$
(105, 106)	0.783 pas 142.33p/s	1.165 pas -53.81p/s	10^{-2}	0.297	2.5	20.95	0.0007

Le choix des points est représenté par la figure 16

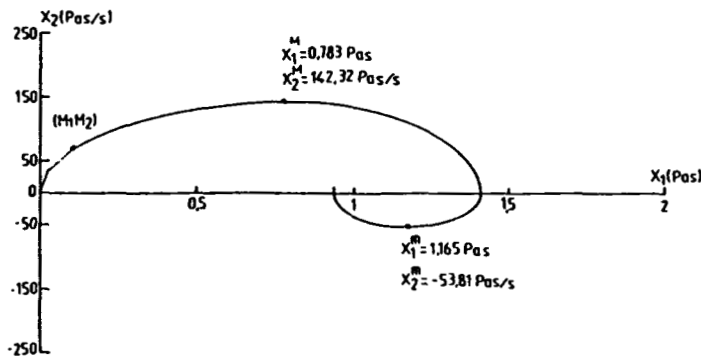


Figure 16

IV.5 Conclusion

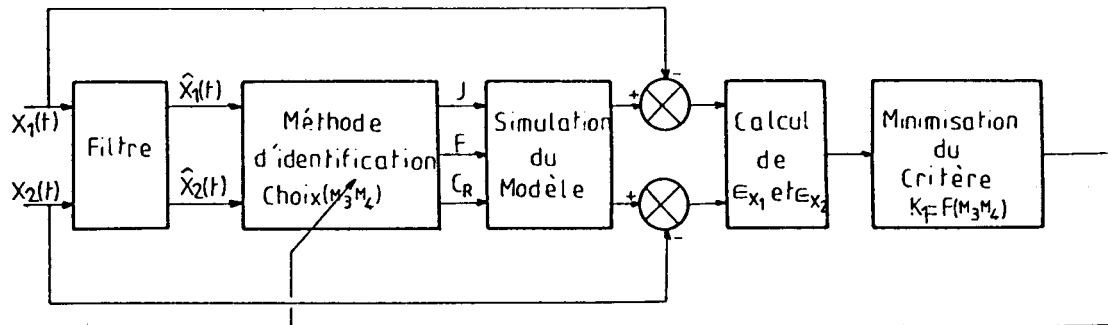
Après avoir testé les différentes méthodes d'identification avec leur stratégie de choix des points pour les deux essais présentés, nous pouvons déterminer celle qui donnera les meilleurs paramètres du modèle proposé en (III.1) en s'appuyant sur le critère de minimisation K_1 . La méthode retenue est celle qui utilise les deux extrêmes de vitesse.

Dans le paragraphe suivant, nous allons reprendre les essais 1,2,3 définis au chapitre 2 afin d'appliquer, après filtrage des données, la stratégie de choix de points trouvée précédemment pour les trois méthodes d'identification.

V APPLICATION AUX ESSAIS BRUTES

En reprenant les essais 1,2,3 et en appliquant aux réponses $X_1(t)$ et $X_2(t)$ le filtre choisi au chapitre 2, nous allons déterminer les paramètres J, F, C_R par les méthodes d'identification proposées ultérieurement avec la même stratégie de choix des points. La détermination du modèle peut

être décrite de la façon suivante:



A partir des courbes filtrées $X_1(t), X_2(t)$, nous appliquons les méthodes suivantes:

1^{ere} méthode

- (M1, M2) au début de la trajectoire de phase
- (M5, M6) au voisinage du dernier extrémum de vitesse
- (M3, M4) obtenu par la minimisation de la quantité k_1

2^{eme} méthode

- (M1, M2) au début de la trajectoire de phase
- 1 extrémum de vitesse (X_1^M, X_2^M) au voisinage du régime permanent et supérieur à 3 pas/s
- (M3, M4) obtenu par la minimisation de la quantité K_1

3^{eme} méthode

- Le premier extrémum de vitesse
- 1 extrémum de vitesse au voisinage du régime permanent (X_1^m, X_2^m)
- (M1, M2) obtenu par la minimisation de la quantité K_1

Il est évident que la précision des paramètres obtenus dépendra de la qualité du filtrage [BRI-90] et donc, à priori de la longueur de la fenêtre d'observation de l'estimateur. A partir des essais 1,2,3 et en fonction du critère J_1 défini au

chapitre 2, nous avons déterminé le filtre le mieux approprié pour reconstituer le vecteur d'état $X_1(t)$ et $X_2(t)$. Le filtre qui a été retenu et qui sera utilisé est celui qui utilise la méthode des moindres carrés avec intégration du signal à estimer.

V.1 Essai 1

A partir de l'essai bruité (courbe 17), nous avons estimé $X_1(t)$, $X_2(t)$ avec une fenêtre d'observation comprenant 9 échantillons permettant la minimisation du critère J_1 . L'application des méthodes d'identification aux trajectoires de phase nous conduit à :

Essai 1	J	F	C_R	k_2	$k_1 10^{-4}$
Méthode1	10^{-2}	0.291	0.102	0.3686	0.0705
Méthode2	$1.03 \cdot 10^{-2}$	0.306	0.06	17.816	3.236
Méthode3	$1.01 \cdot 10^{-2}$	0.34	0.004	1.779	0.3095

La méthode retenue sera celle qui minimise le critère k_1 c'est-à-dire la méthode n'utilisant pas d'extrémum de vitesse.

La simulation numérique du modèle avec les paramètres imposés et ceux obtenus par la méthode d'identification est donnée par la figure 17.

V.2 Essai 2

Les contraintes définies ci-dessus, nous impose une fenêtre d'observation de 13 échantillons pour filtrer l'essai bruité défini à la figure 18. L'application des méthodes

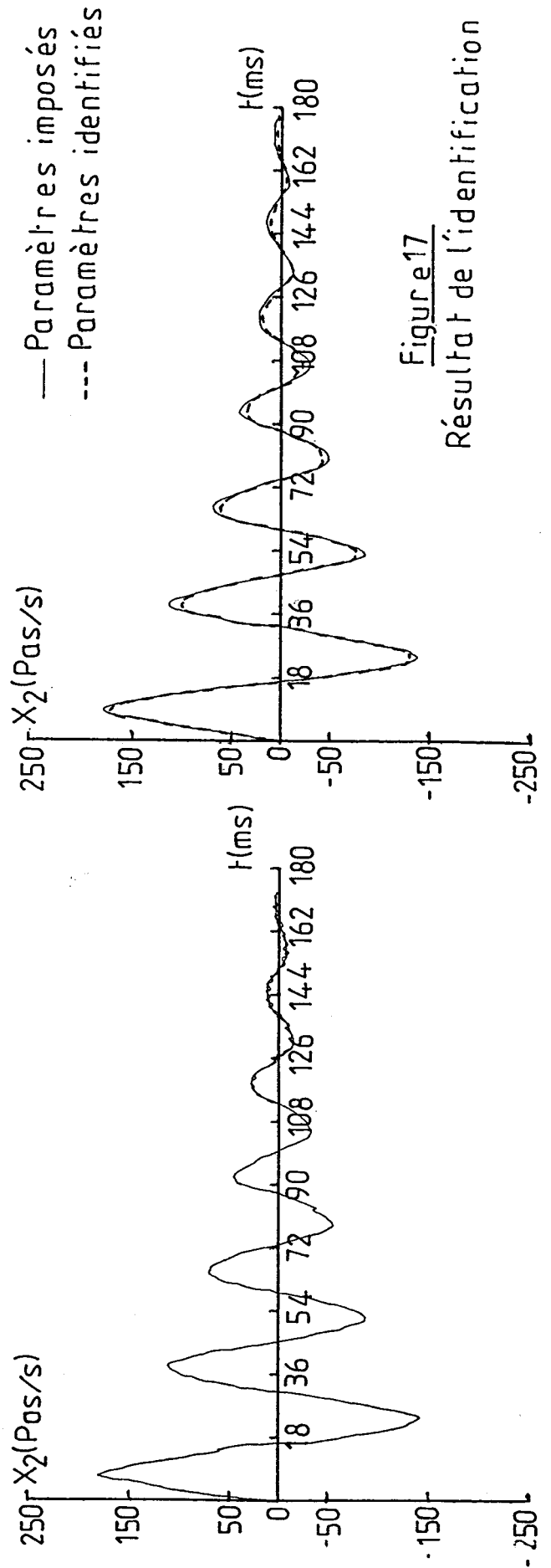
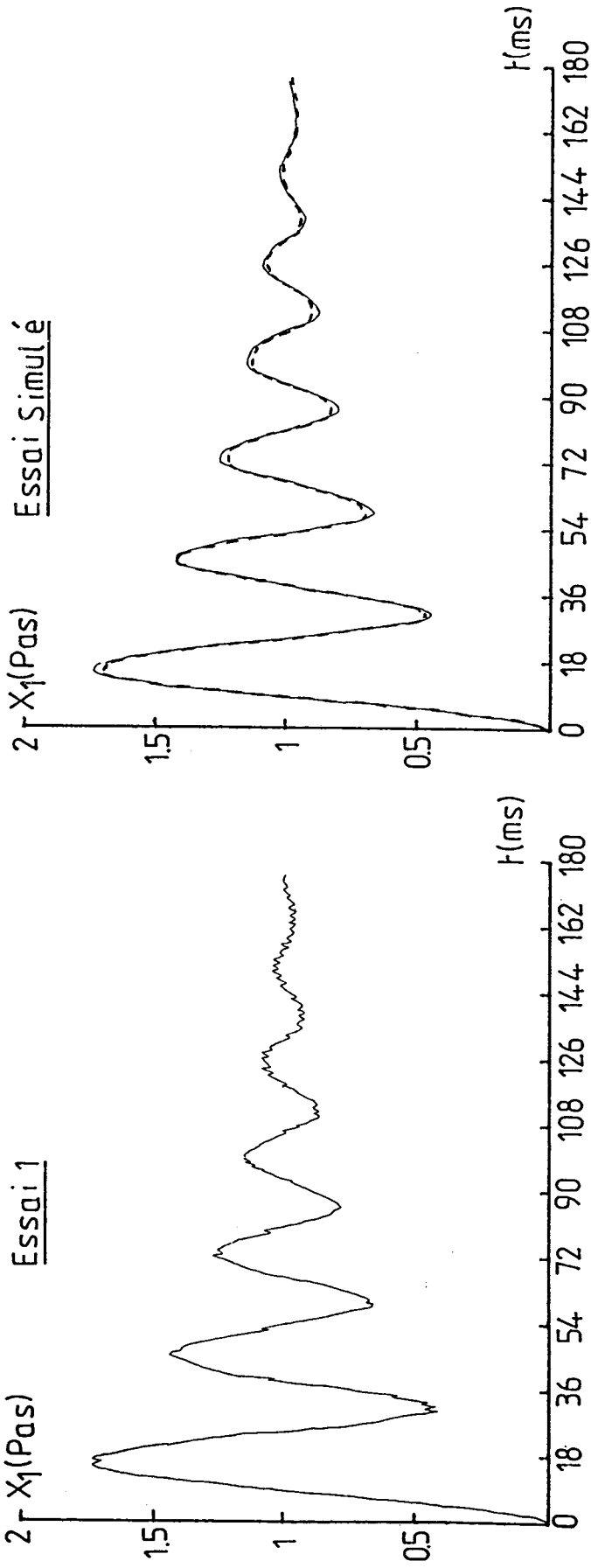


Figure 17
Résultat de l'identification

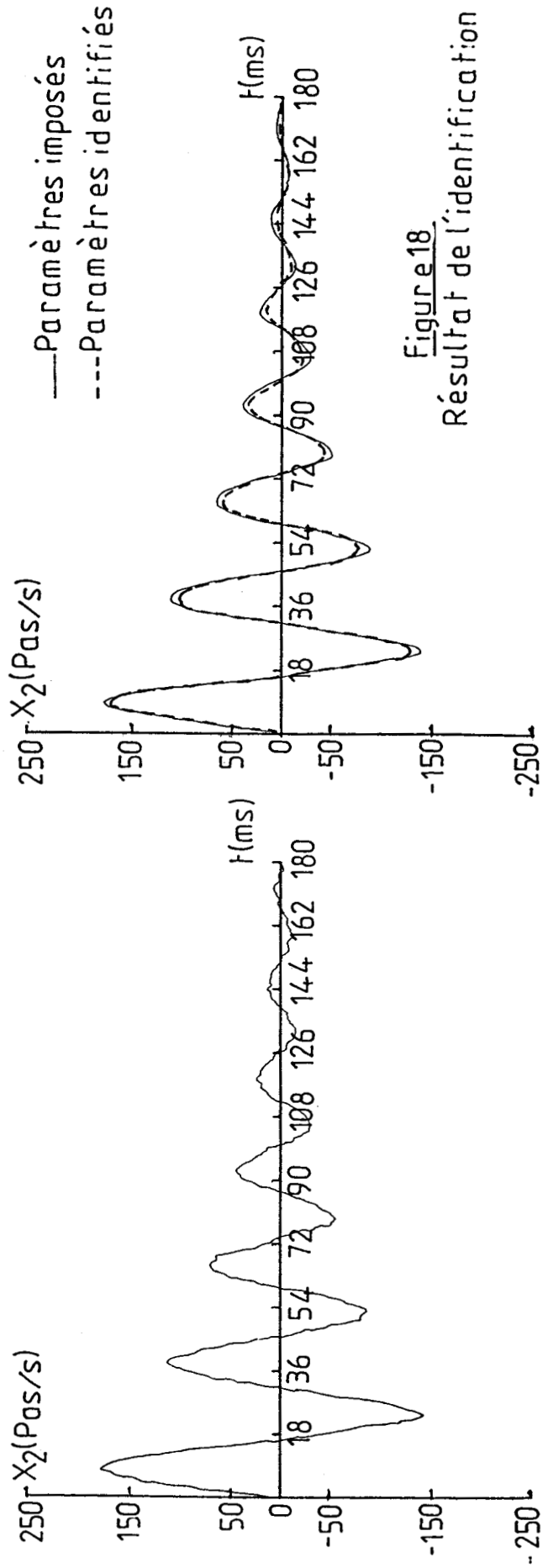
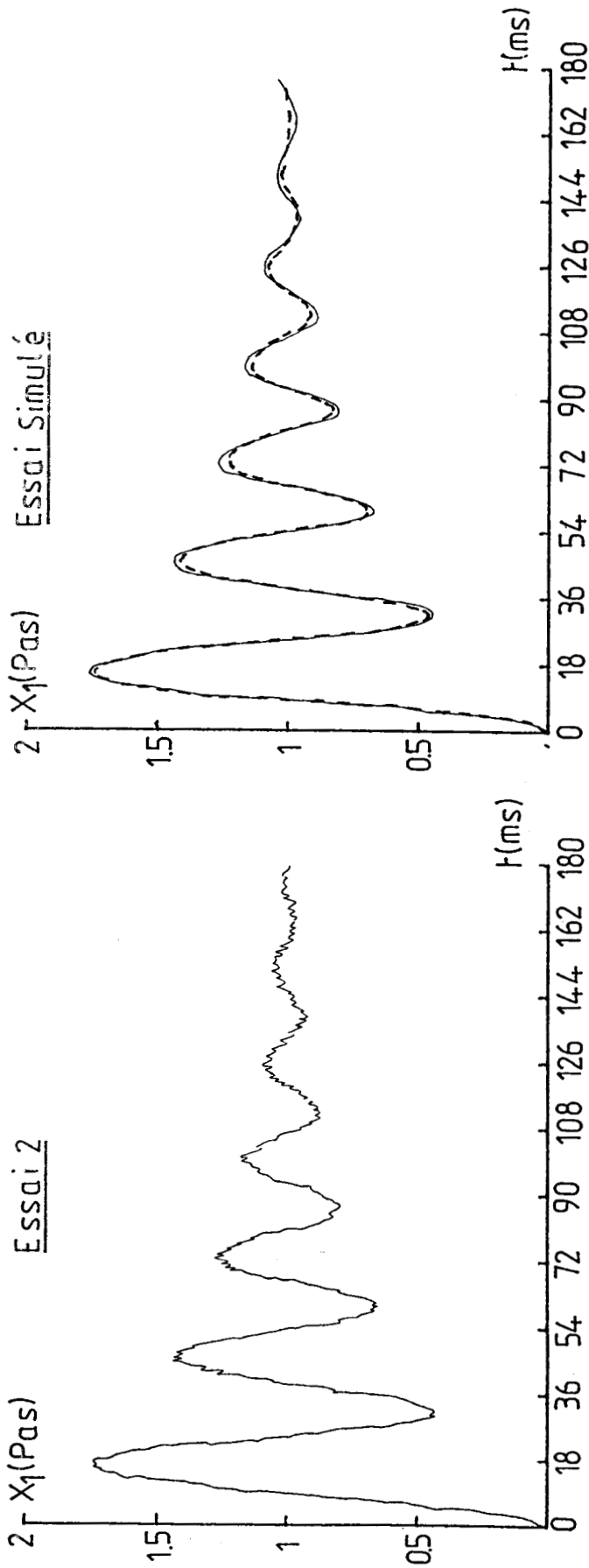


Figure 18
Résultat de l'identification

d'identification, nous donne:

Essai 1	J	F	C _R	k ₂	k ₁ 10 ⁻⁴
Méthode1	10 ⁻²	0.303	0.12	1.166	0.234
Méthode2	10 ⁻²	0.387	0.095	11.41	2.15
Méthode3	10 ⁻²	0.359	-0.19	28.9	5.076

La méthode retenue est celle utilisant aucun extrémum de vitesse. La figure 18 représente la simulation du modèle avec les paramètres imposés, et ceux obtenus par la méthode d'identification.

V.3 Essai 3

En respectant toujours les mêmes contraintes concernant le choix du nombre d'échantillons de la fenêtre d'observation pour filtrer l'essai bruité (figure 19), nous obtenons le nombre de 17 échantillons. L'application des méthodes d'identification nous donne :

Essai 1	J	F	C _R	k ₂	k ₁ 10 ⁻⁴
Méthode1	10 ⁻²	0.287	0.08	2.673	0.49
Méthode2	9.5.10 ⁻²	0.31	0.078	4.276	0.802
Méthode3	10 ⁻²	0.35	-0.07	5.76	1.061

La méthode retenue est celle utilisant aucun extrémum de vitesse. La figure 19 représente la réponse du système obtenue avec les paramètres identifiés.

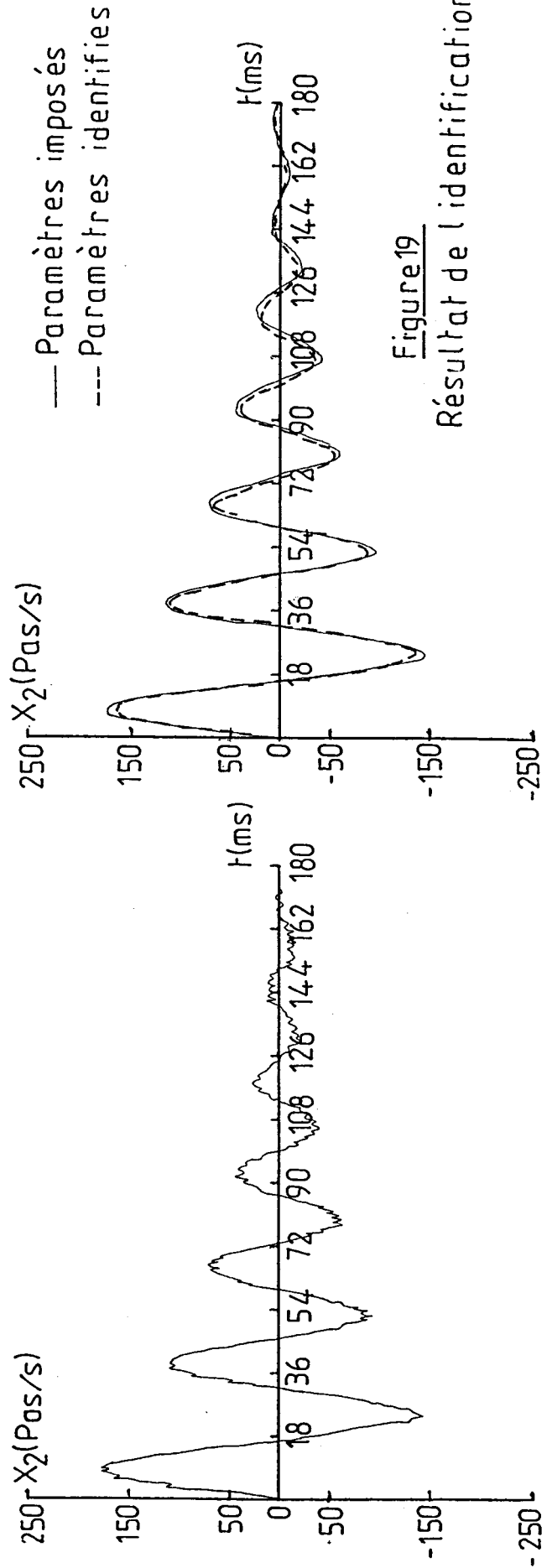
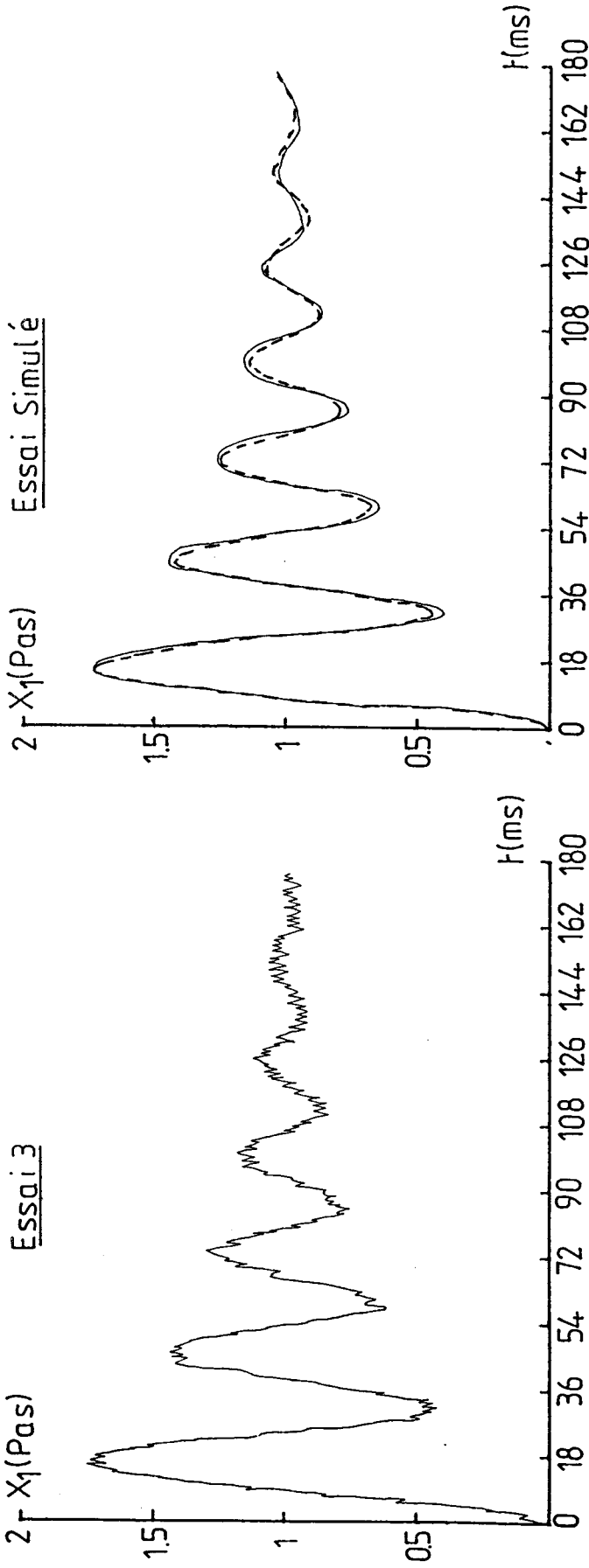


Figure 19
Résultat de l'identification

V.4 Conclusion

Nous pouvons constater que la méthode n'utilisant pas d'extrémum de vitesse donne de bons résultats pour la détermination des paramètres du système d'étude lorsque les informations ont été filtrées. La méthode retenue est donc différente de celle trouvée pour un essai non bruité. Ceci est dû principalement à l'effet de filtrage qui a tendance à écraser les extrémums de vitesse. Comme ceux ci doivent être détectés avec précision pour utiliser les méthodes 2 et 3, l'identification de notre système s'effectuera donc par la méthode 1.

VI ESSAI EXPERIMENTAL

VI.1 Détermination des paramètres du modèle

Ayant obtenu la réponse en position et en vitesse du système lors d'une évolution sur un pas et après filtrage, nous appliquons la méthode d'identification n'utilisant pas d'extrémum de vitesse. En respectant la stratégie de choix des points trouvée dans ce chapitre, nous allons déterminer les paramètres J, F, C_R en fonction de la longueur de la fenêtre d'observation du filtre.

Les résultats sont donnés par le tableau ci-dessous.

n	J	F	C_R	k_2	k_1
9	$1.05 \cdot 10^{-4}$	$2.4 \cdot 10^{-3}$	$15.7 \cdot 10^{-3}$	369	$1.4 \cdot 10^{-3}$
13	$1.05 \cdot 10^{-4}$	$2.5 \cdot 10^{-3}$	$11.9 \cdot 10^{-3}$	566	$2.05 \cdot 10^{-3}$
17	$1.05 \cdot 10^{-4}$	$2.3 \cdot 10^{-3}$	$6.5 \cdot 10^{-3}$	609	$2.83 \cdot 10^{-3}$

Les figures 20,21 représentent les réponses

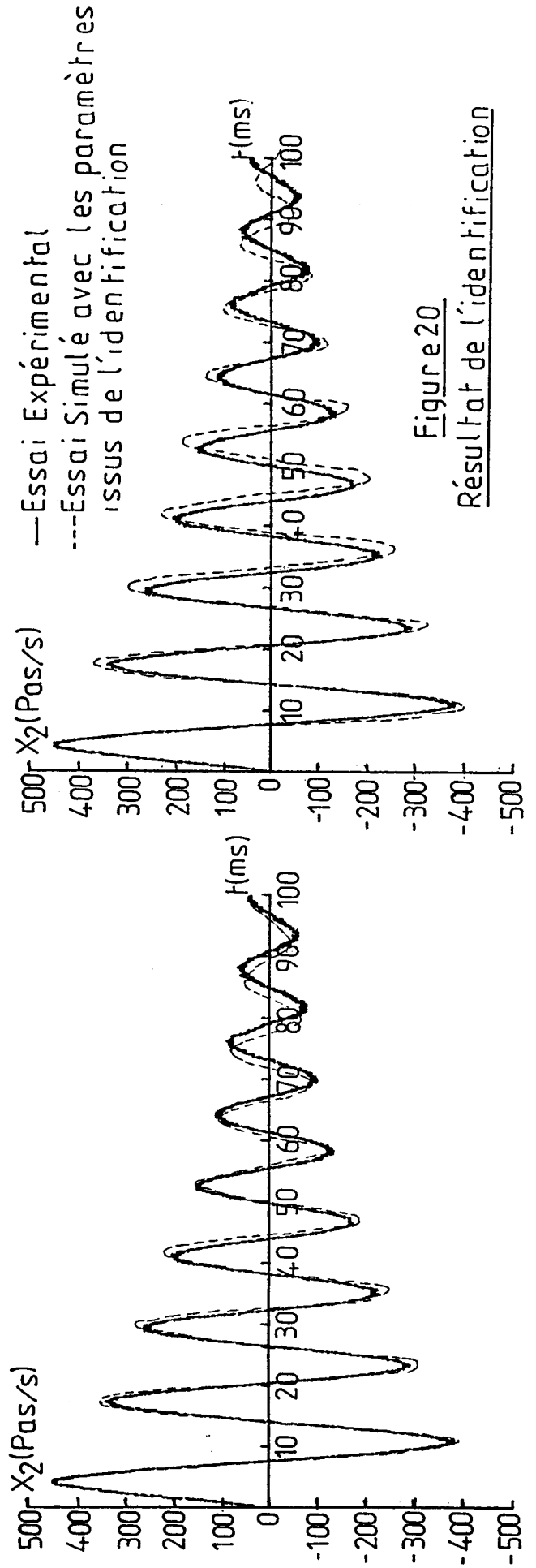
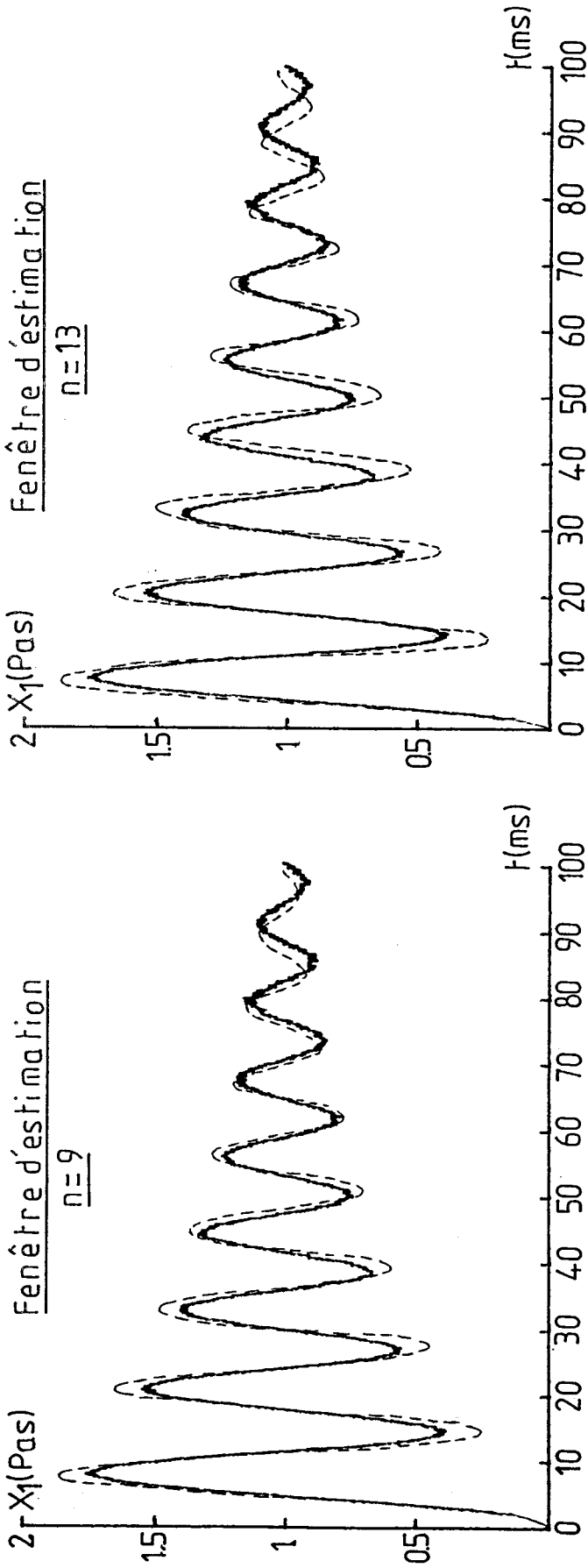


Figure 20
Résultat de l'identification

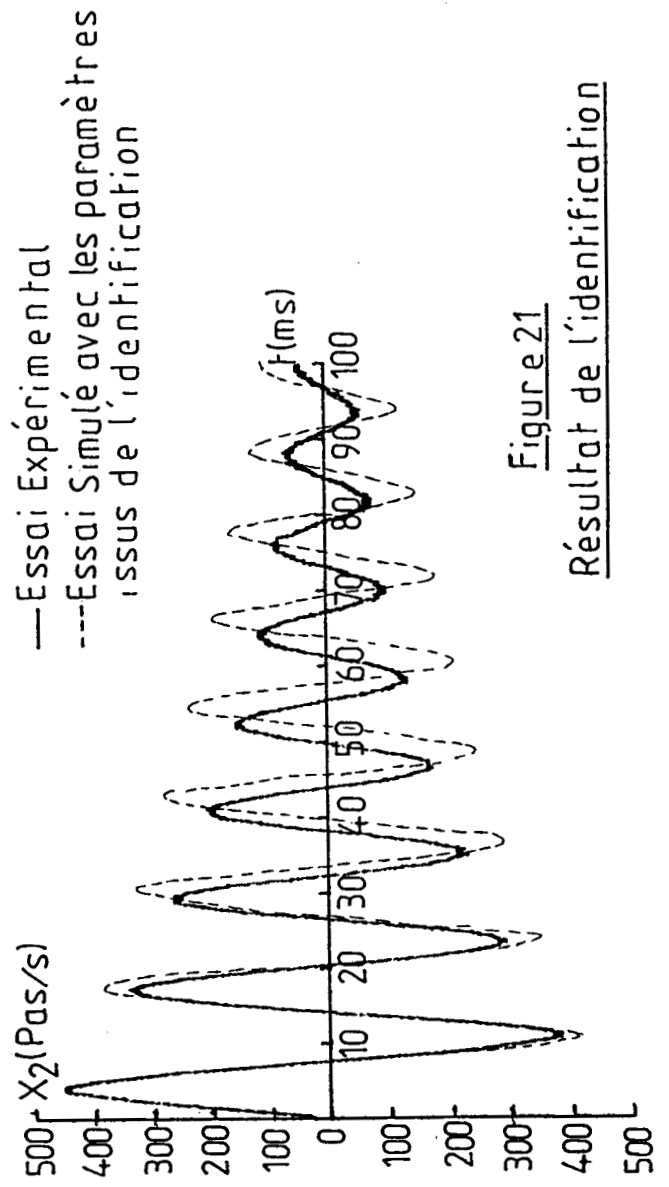
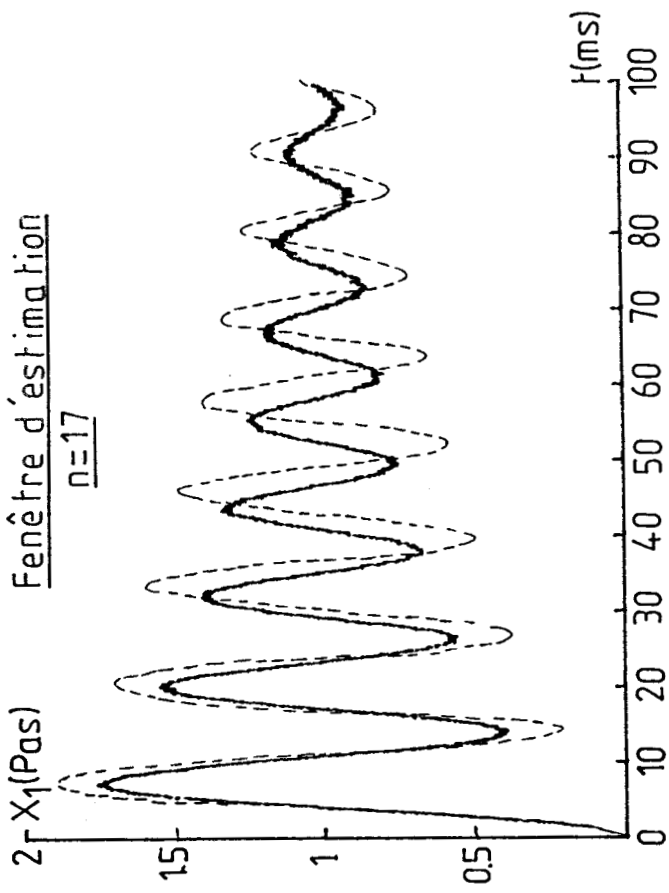


Figure 21
Résultat de l'identification

expérimentales du système sur un pas ainsi que les réponses simulées avec les paramètres identifiés.

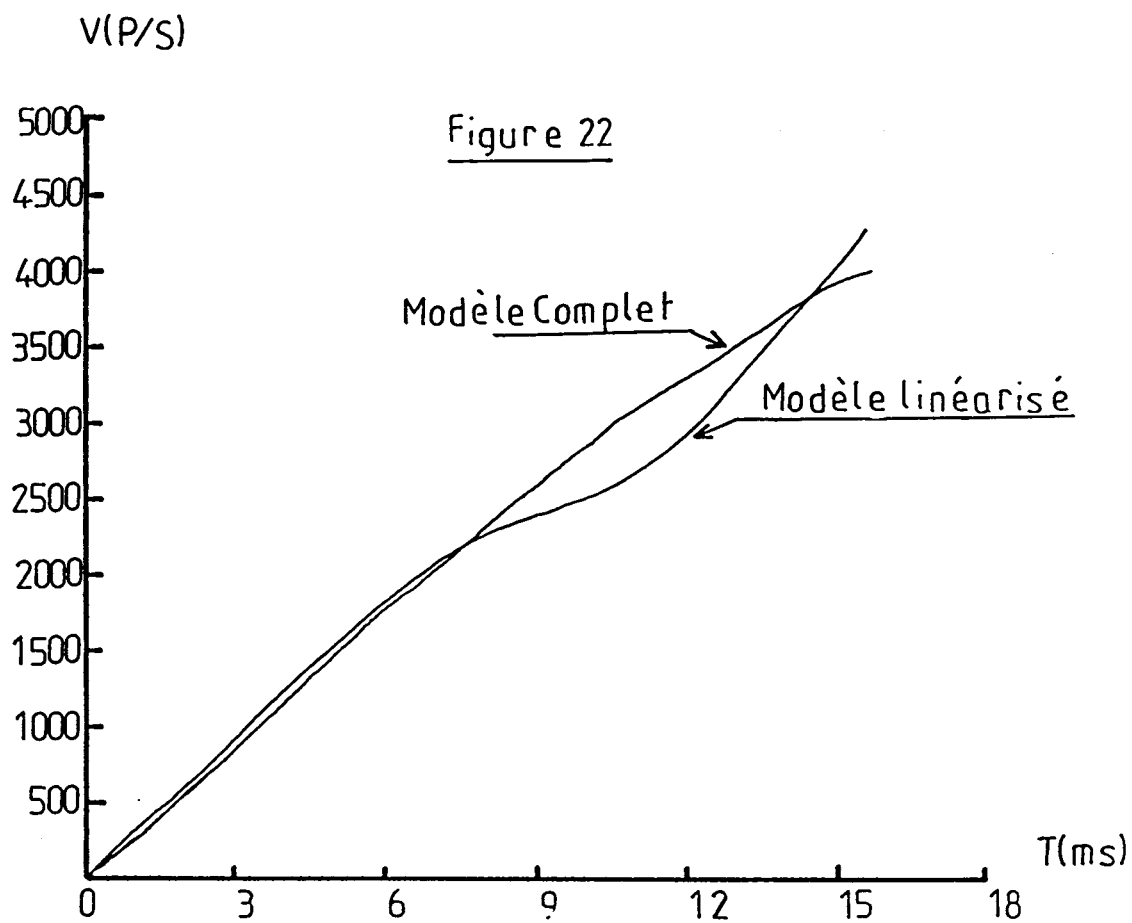
VI.2 Validation des résultats obtenus

Dans le but de valider les résultats issus de l'identification, nous utilisons une commande en boucle ouverte du système électromécanique étudié. La loi de commande utilisée, faisant l'objet de travaux antérieurs [PIN-82][PINCH-88], est telle qu'entre deux commutations successives, le couple moteur en mode 2 soit maximal.

En utilisant la valeur des paramètres identifiée minimisant le critère k_1 , nous déterminons les temps de commutation, en mode 2, pour amener le système à une vitesse de 4000 pas/s. Ces temps seront ensuite appliqués au moteur pour la réalisation de cette accélération.

La figure 22 donne le profil de l'accélération comparé à celui que l'on obtiendrait en étudiant la commande à partir du modèle complet du système [BRU-88]. La comparaison de ces deux profils précise le domaine de validité de la commande par le modèle linéarisé, domaine lié à une valeur maximale de la vitesse (2000 pas/s) déterminée sur la caractéristique dynamique du moteur.

Cette application permet en outre, de valider le modèle linéarisé ainsi que la méthode d'identification choisie.



VII CONCLUSION

Parmi les méthodes d'identification que nous avons utilisées, la méthode sans extrémum de vitesse est de loin la meilleure pour l'application d'une étude réelle. L'avantage de cette méthode d'identification réside dans le fait de sa simplicité, de sa rapidité et de sa précision par rapport aux autres méthodes existantes telle que les méthodes de programmation non linéaire. Il est évident que la précision des résultats obtenus est fonction de la qualité de l'information reçue sur le système ainsi que de son traitement.

La technique d'identification proposée dans ce chapitre peut s'étendre à d'autres modèles pour la détermination des paramètres caractérisant un processus. L'adaptation du nouveau modèle aux méthodes d'identification demandera une nouvelle étude concernant le choix des points sur la réponse du système pour une consigne d'entrée donnée.

CONCLUSION GENERALE

Dans cet ouvrage, nous avons exposé sur un cas particulier (moteur pas à pas), comment il était possible à partir d'équations non-linéaires décrivant l'actionneur électromécanique de concevoir un modèle linéarisé.

Puis à partir de ce modèle, nous avons élaboré des méthodes d'identification simples et précises permettant d'identifier les paramètres inconnus du modèle linéarisé. Ces méthodes d'identification faisant appel à la réponse en position et en vitesse sur un pas du processus, nous avons été amenés à réaliser une carte de conversion permettant de mettre en forme ces informations et de les stocker ensuite dans un ordinateur par l'intermédiaire d'une carte d'acquisition.

Puis à partir d'informations bruitées, provenant du processus, nous avons sélectionné selon un critère de choix, une méthode d'estimation afin de restituer correctement l'information. Cette technique présente l'avantage d'être valable pour tous les actionneurs électromécaniques.

Le travail réalisé offre une ouverture sur des travaux futurs. En vue de compléter les travaux déjà effectués (carte de conversion et d'acquisition), il serait intéressant d'élaborer une carte spécialisée permettant d'implanter l'algorithme de filtrage et d'identification décrit dans ce mémoire. Cette application pourrait être utilisée dans le but d'adapter rapidement et correctement les systèmes électromécaniques à leurs charges.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [ALO-88] ALOUANI A.T.
"Decentralized Implementation of Kalman Filters"
-12th IMACS world congress on scientific computation
to PARIS, -IDN VILLENEUVE D'ASCQ -1988.
- [ANG-73] ANGUE J.C.
"Contribution à l'étude des systèmes discrets non
linéaires décrits par un modèle récurrent"
-Thèse de 3^{eme} cycle, -UST de LILLE I -1973
- [ARA-77] ARAFI H.
"Contribution à la modélisation du système
oculo-moteur de vergence de l'opérateur Humain"
-Thèse de docteur ingénieur, -UST de LILLE I - 1977
- [AST-71] ASTROM K.J. and EYKHOFF P.
"System Identification - A Survey"
-Automatica, Vol, pp. 123-162. 1971
- [BAR-81] BARBOUCHA M.
"Contribution à l'automatisation d'un bassin
biologique de traitement des eaux usées"
-Thèse de 3^{eme} cycle, -UST de LILLE I -1981
- [BAR-86] BARRAUD A.Y.
"L'identification: une technique d'un autre type?"
-APII-1986-22-433-454
- [BIE-73] BIERMAN G.J.
"A Comparaison of Discrete Linear Filtering
Algorithms"
-IEEE Transactions on Aerospace and Electronic
Systems, vol.AES-9, N^o.1, January 1973
- [BRI-87] BRIENNE J.P
"Identification des paramètres d'un système
entraîné par un moteur pas à pas
-Rapport de DEA, -UST de LILLE I -1987

-
- [BRI-89] BRIENNE J.P. PINCHON D. and BRUNIAUX P.
"Study of a positioning of a mechanical system driven by a stepper motor. Control law in open loop, with constant switching angle"
-IASTED International Symposium "Simulation and Modelling", -LUGANO, -1989
- [BRIE-89] BRIENNE J.P. et PINCHON D.
"Commande en boucle ouverte d'un moteur pas à pas. Amélioration d'un positionnement par adaptation des temps d'ajustement"
-Proceedings Interm.AMSE Conference "Signals and Systems", Brighton (U.K). Vol.6, p.239-248, July 1989
- [BRI-90] BRIENNE J.P. and PINCHON D.
"Determination of a Filtering Method. Application to a System Driven by a Stepper Motor"
-IMACS-IFACS International Symposium on: "Mathematical and Intelligent Models in System Simulation"
BRUXELLES -1990
- [BRU-83] BRUNIAUX P.
"Commande de moteur pas à pas par microordinateur"
-Rapport de DEA, -UST de LILLE I -1983
- [BRU-88] BRUNIAUX P.
"Contribution à la modélisation non linéaire, à l'identification et à la commande en boucle ouverte des moteurs pas à pas hybrides"
-Thèse de docteur 3^{eme} cycle, -UST de LILLE FLANDRES ARTOIS -1988
- [CHA-84] CHANG S.Y.
"Identification et Simulation des moteurs pas à pas hybrides en vue d'une commande optimale"
-Thèse de docteur 3^{eme} cycle, -UST de LILLE I -1984

-
- [CHU-88] CHUI C.K. CHEN G. and CHUI H.C.
"Modified Extended Kalman Filtering and a Real Time Parallel Algorithm for System Parameter Identification"
-IEEE Transactions on Automatic Control, Vol.35, N^o.1, January 1990
- [COO-83] COOK G.
"Application of Least Squares Parameters Identification With Fixed-Lenght Data Window to the Steel Bending Process"
-IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.IE-30, N^o.4 November 1983
- [FON-81] FONDAMECHE P. et GILBERTAS P.
"Filtres Numériques. Principes et Réalisations"
-Collection Technologies de l'Université à l'Industrie, PARIS -1981
- [GOE-84] GOELDEL C.
"Contribution à la modélisation, à l'alimentation et à la commande des moteurs pas à pas"
-Thèse de ès sciences, Institut National Polytechnique de Lorraine -1984
- [GOL-65] GOLUB.G.
"Numerical Methods for Solving Linear Least Squares Problems"
-Numerische Mathematik 7, 206-216, -1965
- [GRA-80] GRAUPE D. JAIN V.K. and SALAH J.
"A Comparative Analysis of various Least Squares Identification Algorithms"
-Automatica, Vol 16, pp.663-681. 1980.
- [HUR-88] HURREL D. LAURENT R. POVY L. and LITWAK R.
"Analysis of the Stock Exchange Quotations Evolution using a Non Linear Filtering Method."
-12th IMACS world congress on scientific computation to PARIS, -IDN VILLENEUVE D'ASCQ -1988

-
- [KAM-71] KAMINSKI P.G. BRYSON E.A. and SCHMIDT F.S.
"Discrete Square Root Filtering: A Survey of current Techniques"
-IEEE Transactions on Automatic Control, Vol.AC-16, N^o.6, december 1971
- [KAN-89] KANT M.
"Les actionneurs electriques pas à pas"
-Hermes, PARIS -1989
- [KNA-83] KNAPP C.H.
"Parameter Identification in a Class of Nonlinear Systems"
-IEEE Transactions on Automatic Control, Vol.AC-28, N^o.4, April 1983
- [LAA-83] LAAFIA O.
"Contribution à l'étude de l'identification des systèmes non linéaires. Application aux systèmes biologiques"
-Thèse de docteur 3^{eme} cycle, -UST de LILLE I -1983
- [LAU-85] LAURENT R.
"Modélisation et Identification des Systemes Complexes"
-Thèse de docteur ès sciences, -UST de LILLE I -1985
- [LEC-83] LECERF J.M.
"Conception d'une structure logicielle redondante en vue d'améliorer la sureté des prises de décisions en temps réel: Application à l'analyse automatique des signaux biologiques"
- Thèse de docteur 3^{eme} cycle, UST de LILLE I -1983
- [LYN-71] LYNN P.A.
"Recursive Digital Filters for Biological Signals"
-Med and Biol.Engng.Vol, 9, pp.37-43, 1971

-
- [MAL-75] MALFAIT T.
"Contribution à l'étude de l'identification et du contrôle adaptatif des systèmes"
-Thèse de docteur ingénieur, -UST de LILLE I -1975
- [NAJ-88] NAJIM M.
"Modélisation et Identification en Traitement de Signal"
-Masson, PARIS MILAN BARCELONE MEXICO, -1988
- [PIN-81] PINCHON D. et GOEDEL C.
"Accélération optimale d'un moteur pas à pas commandé par microprocesseur"
-Symposium on Electrical Machines for Special Purposes, Bologne -1981
- [PIN-82] PINCHON D. et GOELDEL C.
"Comparaison de plusieurs modes de commande d'un moteur pas à pas en accélération"
-IASTED International Symposium "Modelling, Identification and Control", DAVOS -1982
- [PIN-84] PINCHON D. et BRUDNY J.F.
"Numérique Simulation Applied to the Control of Stepping-Motors"
-DIGITECH'84. IMACS European Meeting "Digital Techniques in Simulation, Communication and Control", PATRAS - 1984
- [PIN-87] PINCHON D.
"Méthode Simple d'Identification des Paramètres d'un Système entraîné par moteur pas à pas"
-"Modelling and Simulation", Le Caire -1987
- [PINC-87] PINCHON D. BRIENNE J.P. et POVY L.
"Identification des Paramètres entraîné par un moteur pas à pas"
-IASTED International Symposium "Identification, Modelling and Simulation", Paris -1987

-
- [PIN-88] PINCHON D. et BRIENNE J.P.
"Identification des Paramètres d'un Système entraîné par un moteur pas à pas. Application à sa commande"
-IASTED International Symposium "Modelling, Identification and Control",GRINDELWALD -1988
- [PINC-88] PINCHON D. BRUNIAUX P. BRIENNE J.P. POVY L.
"Commande d'un moteur pas à pas en boucle ouverte. Influence du modèle d'étude"
-5^{eme} Colloque sur les moteurs pas à pas, NANCY 1988
- [PINCH-88] PINCHON D. POVY L. and BRIENNE J.P.
"A Simple Method of a Identification and Control of System driven by a stepper motor"
-International Conference on Systems Engineering, COVENTRY - 1988
- [POV-75] POVY L.
"Identification des processus"
-Collection Dunod,-1975
- [POV-88] POVY L.
"Identification of an Electromechanical System by Nonlinear Method: Application to stepper motor"
-12th IMACS world congress on scientific computation to PARIS,-IDN VILLENEUVE D'ASCQ -1988
- [RAD-70] RADIX J.C
"Introduction au Filtrage Numérique"
-Eyrolles, PARIS -1970
- [RAD-84] RADIX J.C.
"Filtrage et Lissage Statistiques Optimaux Linéaires
-Cepadues, TOULOUSE -1984
- [RAJ-79] RAJAGOPALAN C.
"Segmentation des suites temporelles. Application à l'extraction heuristique des paramètres fondamentaux du cardiorespirogramme en pathologie néonatale"
-Thèse de docteur ingénieur, UST de LILLE I -1979

-
- [REN-89] **RENAUX-HURREL D.**
"Analyse et modélisation du processus boursier.
Proposition d'une méthode de gestion de
portefeuille"
-Thèse de doctorat, -UST de LILLE FLANDRES ARTOIS
1989
- [RIC-87] **RICHALET J.**
"Modelisation et Identification des processus"
Automatique, R7140-3 à R7140-17
- [SAV-64] **SAVITZKY A and GOLAY J.E.M.**
Analytical Chemistry - Vol.36 N^o.8 July 1964. Pages
1627 à 1639.
- [SIB-84] **SIBONY M. et MARDON J.CI.**
Analyse Numérique 1
"Systèmes linéaires et non linéaires"
-Hermann, Editeurs des sciences et des arts, PARIS
1984
- [SIBO-84] **SIBONY M. et MARDON J.CI.**
Analyse Numérique 2
"Approximations et équations différentielles"
-Hermann, Editeurs des sciences et des arts, PARIS
1984
- [SIE-85] **SIEN-CHONG WU**
"A Theorem of equivalence on the methods of Least-
Squares Estimation"
-IEEE Transactions on Automatic Control, Vol.AC-30
N^o.2, February 1985
- [TEM-88] **TEMPO R.**
"Robust Estimation and Filtering in the Presence of
bounded Noise"
-IEEE Transactions on Automatic Control, Vol.33
N^o.9, September 1985

-
- [VAS-84] VASSEUR C.
"Estimation Filtrage"
Cours photocopié U.S.T.L -1984
- [XIN-88] XING-YUAN G.
"A Parameter Identification Method for a Class of
Discrete Time Nonlinear Systems"
-12th IMACS world congress on scientific computation
to PARIS,-IDN VILLENEUVE D'ASCQ -1988
- [YOU-80] YOUNG P. JAKEMAN A. and MCMURTRIE R.
"An Instrumental Variable Method for Model Order
Identification"
-Automatica, Vol.16, pp.281-294. 1980

