

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT

Genie Electrique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*Identification d'un moteur
pas à pas*

Proposé par :

M^r: M.E.H. ZAÏM
H. SAHRAOUI

Etudié par :

GADOUCHE Brahim

Dirigé par

M^{lle} H. SAHRAOUI

PROMOTION

93/94

DEDICACES

- *A ma chere mere -a mon cher pere*
- *a mes freres*
- *a ma tres chere soeur Dalila*
- *a toute ma famille*
- *a tous ceux qui me sont chers*

*Je dedie ce modeste memoire
Gadouche brahim
sept 94.*

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

SOMMAIRE

SOMMAIRE

| | <u>Pages</u> |
|---|--------------|
| <u>INTRODUCTION.....</u> | <u>1</u> |
| <u>CHAPITRE I :PRESENTATION DES DIFFERENTES METHODES</u> <u>D'IDENTIFICATION DES MACHINES</u> <u>ELECTRIQUES.....</u> | <u>4</u> |
| <u>I-1 Types d'identification des machines</u> <u>synchrones.....</u> | <u>5</u> |
| <u>I-1-1 Mesures directes</u> | |
| <u>I-1-2 Essais indirects</u> | |
| <u>I-2 Identification des machines</u> <u>asynchrones.....</u> | <u>7</u> |
| <u>I-2-1 Essai à vide</u> | |
| <u>I-2-2 Essai à rotor bloqué en</u> <u>court-circuit</u> | |
| <u>I-2-3 Utilisation des essais normaux</u> <u>pour la détermination des</u> <u>paramètres du schéma equivalent</u> | |
| <u>I-3 Identification d'un moteur pas à pas.....</u> | <u>11</u> |
| <u>CHAPITRE II :PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN</u> <u>MOTEUR PAS A PAS A RELUCTANCE VARIABLE</u> <u>- EQUATIONS DE FONCTIONNEMENT.....</u> | <u>12</u> |
| <u>II-1 Fonctionnement et parametres</u> <u>caractéristiques d'un moteur</u> <u>pas à pas à réluctance variable</u> | <u>13</u> |
| <u>II-2 Modélisation du moteur et équations</u> <u>de fonctinnement.....</u> | <u>14</u> |
| <u>II-2-1 Equations électriques</u> | |
| <u>II-2-2 Equations mécaniques</u> | |
| <u>CHAPITRE III: IDENTIFICATION D'UN MOTEUR A</u> <u>RELUCTANCE VARIABLE</u> | <u>18</u> |
| <u>III-1 Structure et caracteristiques du</u> <u>moteur</u> | <u>19</u> |
| <u>III-2 Mesure des résistances et des inductances</u> <u>propres et mutuelles.....</u> | <u>20</u> |
| <u>III-2-1 Mesure des résistances statoriques</u> | |
| <u>III-2-2 Mesure des inductances propres</u> <u>et mutuelles-methode du courant</u> <u>alternatif .</u> | |
| <u>III-2-3 Mesure des inductances propres</u> <u>et mutuelles-methode de la reponce</u> <u>à un échelon</u> | |
| <u>III-2-4 Analyse harmonique</u> | |

III-2-5 Mesure des inductances propres-
methode des moindres carrées.

III-3 Détermination des parametres mecaniques.....47

III-4 Comparaisons des différentes methodes54

III-5 Vérification des résultats de mesure
par simulation.....55

CONCLUSION.....57

BIBLIOGRAPHIE

INTRODUCTION

Les premiers moteurs pas à pas remontent aux origines des moteurs électriques au XIX ieme siècle .

Durant les années 1920 , la marine britannique développa le premier dispositif électromagnétique actionnant des pièces à l' aide de l'effet de reluctance entre des systèmes dentés excités électriquement [1] . Ce dispositif fut utilisé pour télécommander ,dans un système de transmission la rotation d'un arbre maintenu mecaniquement sur ses positions de repos.

Un peu plus tard , pendant la deuxieme guerre mondiale , quelques applications furent développées par la marine americaine et en particulier différents petits appareillages tel qu'un gyrocompas .Cependant , depuis la fin de la guerre ,les moteurs d'asservissements commandés en boucle fermée etaient très répandus , car la plupart des appareils etaient destinés à être commandés en analogique .

Actuellement plusieurs applications industrielles plus ou moins apparurent : déroulement de papier ,entrainements de bandes ou de cartes ,entrainements du chariots ou de tête d'impressions ,tables tracantes ,machines à écrire électriques , photocopieurs , appareils de microfiches . Dans tous les cas les exigences de vitesses ne permettent pratiquement pas l'utilisation des moteurs ordinaires avec des freins pour réaliser les mouvements incrémentaux . C'est dans ces applications que les moteurs pas à pas sont les plus compétitifs .

La modélisation d'un moteur pas à pas , comme de tout procédé industriel que l'on veut commander , est une étape que l'on peut qualifier d'intermédiaire . Il s'agit de définir les équations qui décriront son comportement dynamique avec assez de précision pour que leur utilisation ne soit pas illusoire , mais qui reste suffisamment simple pour qu 'elles soient utilisables au moment de la conception de l'alimentation et de la commande .

La modélisation vise donc à l'utilisation ultérieure .

Pour les moteurs pas à pas ,les équations sont fortement non linéaires par ailleurs ces non linéarités ne peuvent pas être remplacées par des approximations linéaires comme celles dont on se contente pour les systèmes régulés autour du point de consigne et qui n'effectuent que de " petits mouvements " . Le mouvement de base du moteur pas à pas , la rotation d'un pas est un "grand mouvement " .

Par ailleurs , les équations du moteur sont également utilisés pour la conception de l'alimentation il est donc nécessaire de connaître le comportement réel du moteur avec assez de précision .

C'est là qu'intervient la deuxième partie du travail : l'identification .

Il se trouve que les modèles de connaissance que l'on obtient pour les moteurs pas à pas font appel à des grandeurs facilement mesurables . Les paramètres peuvent être déterminés de deux façons . D'abord par des mesures directes , surtout pour les paramètres électriques (résistances , inductances) les autres sont déterminées par des essais indirects , comme la rotation d'un pas associés à des calculs numériques très classiques . Nous nous proposons ici d'étudier une méthode d'identification d'un moteur à réluctance variable disponible au laboratoire d'électrotechnique de l' E.N.P . Les résultats de mesures sont vérifiés par la simulation , à cet effet nous avons décomposé notre travail en trois chapitres .

Au chapitre I nous présentons brièvement un exposé sur les différentes méthodes d'identification des machines électriques .

Au chapitre II , nous aborderons les différents types de moteur pas à pas en particulier le moteur à reluctance variable , son principe de fonctionnement , ses paramètres caractéristiques ainsi que ses équations de fonctionnement .

Au chapitre III , nous passons à l'identification du moteur proprement dit. Une étude détaillée sera exposée sur l'identification suivie d'essais expérimentaux .

CHAPITRE I

**PRESENTATION DES DIFFERENTES
METHODES
D' IDENTIFICATION DES MACHINES
ELECTRIQUES**

CHAPITRE I

Le but de l'identification des machines électriques est la détermination des différents paramètres à savoir les résistances, les réactances et les constantes de temps qui interviennent dans l'analyse des divers fonctionnements de la machine [2].

On peut classer les machines électriques en différents types [3]:

- Machines synchrones : plus spécialement destinées à la génération d'énergie électrique dans les centrales thermiques .
- Machines asynchrones : employées surtout comme moteurs d'entraînement .
- Machines à courant continu : très utilisées comme moteurs à vitesse variable .
- Moteurs monophasés à collecteur et excitation série .
- Moteurs universels : très répandus en usage électroménager .
- Moteurs pas à pas : tournants ou linéaires .

I - 1 TYPES D'IDENTIFICATION DES MACHINES SYNCHRONES

Plusieurs méthodes existent pour la mesure de ces paramètres .Ce paragraphe traite deux méthodes permettant l'identification les plus utilisées [2].

I - 1 - 1 MESURES DIRECTES :

ce sont des méthodes classiques dont la plupart sont recommandés par la C.E.I .

I - 1 - 1 - 1 PARAMETRES INTERVENANT DANS LE REGIME PERMANENT :

La mesure des résistances statoriques et rotoriques se fait à chaud par la méthode voltampèremétrique en montage aval .

- Réactance longitudinale et transversale synchrones (X_q , X_d)

a - La mesure de X_d se fait par un essai à vide et un essai en court-circuit triphasé permanent :

Pour une même valeur du courant, on lit sur la partie non saturée de la caractéristique à vide ou sur son prolongement la f.e.m E puis sur la caractéristique en court-circuit I_{cc} correspondant .

Nous avons alors : $V = 0$

$$V_d = V_q = 0 \quad , \quad \text{soit} \quad I_q = 0 \quad \text{d'où} \quad I_{cc} = I_d$$

$$E = X_d I_d = X_d I_{cc}$$

$$\text{d'où} : \quad X_d = E/I_{cc}$$

b - MESURE DE X_d ET X_q PAR LA MÉTHODE DE FAIBLE GLISSEMENT :

La méthode consiste à entraîner la machine synchrone à la vitesse de synchronisme, à la coupler à une source de tension triphasée réduite V puis annuler le courant d'excitation $I_f = 0$ d'où $E = 0$ on entraîne ensuite le rotor à une vitesse très voisine du synchronisme en agissant sur le moteur d'entraînement .

Les valeurs de V , I_f , V_f de la tension et courant d'induit et de la tension aux bornes de l'inducteur

on a alors la relation :

$$\frac{V}{I} = \sqrt{\frac{X_q^2 X_d^2}{X_d^2 \sin^2 \delta + X_q^2 \cos^2 \delta}} \quad (1-1)$$

δ : déphasage entre V et la f.e.m E à vide .

Quand δ varie très lentement il en est de même pour le rapport V/I qui passe par un maximum égal à X_d pour $\delta = 0$ ou π et par un minimum égal à X_q .

c - MESURE DE X_q PAR L'ESSAI DE L'EXCITATION NEGATIVE :

On commence par le couplage à vide de la machine synchrone sur une source triphasée de valeur réduite V , on diminue le courant d'excitation I_f jusqu'à l'annuler puis on augmente I_f en valeur négative, jusqu'au moment où la machine perd le synchronisme à cet instant on a:

$$\frac{E}{V} = I - \frac{X_d}{X_q} \quad (1-2)$$

La caractéristique à vide fournit E pour un courant d'excitation I_f à l'instant de la perte de synchronisme V étant mesurée X_d connue on déduit X_q .

I - 1 - 1 - 2 PARAMETRES INTERVENANT DANS LES REGIMES TRANSITOIRES :

a - ESSAI STATIQUE :

Pour la détermination des réactances subtransitoires longitudinales et transversales X''_d et X''_q .

b - ESSAI DE COURT-CIRCUIT TRIPHASE BRUSQUE :

Pour la détermination des réactances triphasé transitoires et subtransitoires longitudinales X''_d et X''_q et des constantes de temps transitoires et subtransitoires d'axe direct T''_d et T'''_d .

I - 1 - 2 ESSAIS INDIRECTS :

Détermination des paramètres par des essais indiciels en soumettant les bobinages d'induit et d'inducteur à des échelons de tensions continus, on peut déterminer l'ensemble de leurs paramètres à partir des relevés des réponses indicielles.

I - 2 IDENTIFICATION DES MACHINES ASYNCHRONES :

Comme pour les transformateurs, les machines asynchrones peuvent être représentées en schémas équivalents.

L'identification consiste à déterminer les termes du schéma équivalent à partir d'essais :

I - 2 - 1 ESSAI A VIDE :

La machine alimentée à la tension nominale, tournant à vide le rotor court-circuité. Dans l'essai à vide des machines asynchrones, le courant rotorique est pratiquement nul (glissement faible) de sorte qu'en supposant les pertes fer négligeables [3], on aura :

$$Z_0 = U_s / I_0 \approx R_s + j\omega L_s \approx R_s + j(X_{\sigma s} + X_h) = Z_s \quad (1-3)$$

Le glissement s étant faible d'où :

$$Z_0 \approx R_s + jX_{\sigma_s} + j \frac{X_h R_{F_e}}{R_{F_e} + jX_h} \quad (1-4)$$

où R_{fe} : résistance de fer .

X_{σ_s} : réactance de fuite statorique .

X_h : réactance principale (magnétisante) .

Z_g : impédance totale statorique .

I - 2 - 2 ESSAI A ROTOR EN COURT-CIRCUIT :

A l'arrêt $s = 1$

La puissance absorbée pendant l'essai correspond aux pertes de la machine dans ce mode de fonctionnement . Le courant absorbée n'est limitée que par l'impédance interne de la machine [3] :

$$Z_{cc} = R_s + jX_{\sigma_s} + \frac{jX_h (R_r + jX_{\sigma_r})}{R_r + j(X_{\sigma_r} + X_h)} \quad ; \quad I_{s_{cc}} = \frac{U_s}{Z_{cc}} \quad (1-5)$$

ainsi l'impédance à rotor bloqué est de l'ordre de :

$$Z_{cc} \approx X_{\sigma_s} + X_{\sigma_r} \quad (1-6)$$

I - 2 - 3 UTILISATION DES ESSAIS NORMAUX POUR L'IDENTIFICATION DES PARAMETRES DU SCHEMA EQUIVALENT

Les essais à vide et en court-circuit ne permettent pas de déterminer tous les termes du schéma équivalent en T (fig 1-1).

Par ailleurs , la valeur du courant à vide interdit de simplifier le schéma selon l'hypothèse de Kapp [3].

De ce fait , le schéma en T est transformé dans lequel la branche magnétisante est connectée directement aux bornes , le courant dans cette branche restant indépendamment de la charge, égale au courant à vide I_0

Ce schéma transformé est dit *schéma en L* (fig1-2)

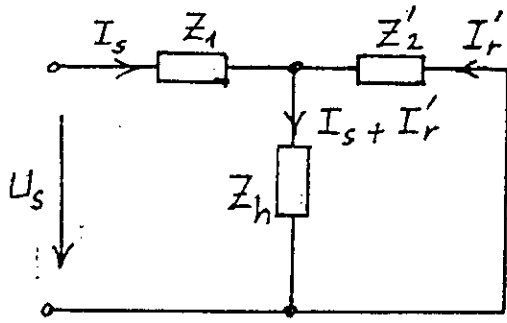


Fig 1-1

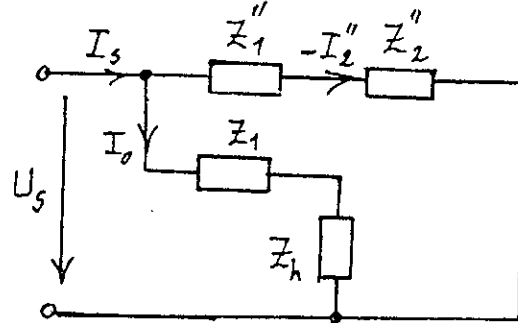


Fig 1-2

les courants circulant dans les impédances statorique et rotorique deviennent identiques et égaux à :

$$-I_2'' = I_s - I_0$$

En posant :

$$Z_1 = R_s + jX_{cs}$$

$$Z_h = jX_h$$

$$Z_s = Z_1 + Z_h$$

$$Z_2' = R_r/s + jX_{cr}'$$

on détermine à partir du schéma en T :

$$I_s = \frac{U_s}{Z_1 + \frac{Z_2' Z_h}{Z_2' + Z_h}} = U_s \cdot \frac{Z_2' + Z_h}{Z_1 Z_2' + Z_2' Z_h + Z_h Z_1}$$

$$I_0 = \frac{U_s}{Z_1 + Z_h} = \frac{U_s}{Z_h \left(1 + \frac{Z_1}{Z_h}\right)}$$

$$\frac{U_s}{Z_h \xi_s} = \frac{U_s}{Z_s}$$

(1-7)

avec :

$$\xi_s = 1 + \frac{Z_1}{Z_h}$$

Le courant I_2'' du schéma en L se calcul comme :

$$-I_2'' = I_s - I_0 = U_s \left[\frac{Z_2' + Z_h}{Z_1 Z_2' + Z_2' Z_h + Z_h Z_1} - \frac{1}{Z_1 + Z_h} \right]$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{U_s}{Z_1 \xi_s + Z_2' \xi_s^2} \\
 &= \frac{U_s}{Z_1'' + Z_2''} \quad (1-8)
 \end{aligned}$$

en posant :

$$Z_1'' = Z_1 \xi_s$$

$$Z_2'' = Z_2' \xi_s^2$$

Comme $R_s \ll X_h$, on peut admettre la simplification :

$$\xi_s = 1 + (Z_1 / Z_h) \approx 1 + (X_{os} / X_h) = \xi_s$$

Les éléments caractéristiques du schéma transformé en L deviennent ainsi :

$$R_1'' = R_s \xi_s$$

$$X_{\sigma_1}'' = X_{\sigma_s} \xi_s \quad ; \quad \frac{R_2''}{S} = \frac{R_1'}{S} \xi_s^2$$

$$X_{\sigma_2}'' = X_{\sigma_r}' \xi_s^2 \quad ; \quad I_2'' \approx I_1'$$

$$\tilde{v}_h : \quad \xi_s = 1 + \frac{Z_1}{Z_h} \approx 1 + \frac{X_{\sigma_s}}{X_h}$$

où :

$$Z_1 = R_s + jX_{\sigma_s} \quad ; \quad Z_s = Z_1 + Z_h \quad ; \quad Z_2 = Z_2' \xi_s^2$$

$$Z_h = jX_h \quad ; \quad Z_1' = Z_1 \xi_s$$

L'essai à vide fournit directement l'impédance Z_s

L'essai en court-circuit fournit Z_{cc} :

$$\frac{U_{s_{cc}}}{I_{s_{cc}}} \approx Z_{cc} = \frac{1}{\frac{1}{Z_1'' + Z_2''} + \frac{1}{Z_s}} \quad (1-9)$$

d'où l'on tire :

$$Z_1'' + Z_2'' = \frac{Z_s Z_{cc}}{Z_s - Z_{cc}} \quad (1-10)$$
$$= (R_1'' + R_2'') + j(X_{\sigma_1}'' + X_{\sigma_2}'')$$

La mesure de R_g permet de calculer R_1'' et R_2''

I - 3 IDENTIFICATION DES MOTEURS PAS A PAS :

Les méthodes d'identification des moteurs pas à pas seront données ultérieurement (voir chapitre III)

CHAPITRE II

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN MOTEUR A RELUCTANCE VARIABLE EQUATIONS DE FONCTIONNEMENT

les moteurs pas à pas peuvent être classés en fonction du phénomène qui est à l'origine du couple moteur.

On distingue ainsi trois types de moteurs : [4]

- Les moteurs pas à pas à aimant permanent.
- Les moteurs à réluctance variable.
- Les moteurs hybrides.

leur fonctionnement consistent en une suite de déplacements discrets d'une amplitude uniforme plutôt qu'en un mouvement continue [1].

Dans ce chapitre nous nous intéressons au moteur à réluctance variable nous donnons son principe de fonctionnement, ses paramètres caractéristiques ainsi que les équations de fonctionnement propre à ce type de moteur.

II-1 FONCTIONNEMENT ET PARAMETRES CARACTERISTIQUES D'UN MOTEUR A RELUCTANCE VARIABLE.

le moteur pas à pas à réluctance variable fonctionne par la réaction entre un champ électromagnétique et un rotor en matériaux doux dont la réluctance magnétique radiale n'est pas constante suivant tous les angles [1].

Ce moteur comporte une denture dont le pas est différent au stator et au rotor. Sous l'effet d'une impulsion, les dents s'alignent sur le pôle du stator le plus proche quelque soit sa polarité, afin que la réluctance soit minimale.

Nous allons illustrer cela par l'exemple suivant: Soit le cas d'un moteur à R.V. ayant quatre dents au rotor et six dents au stator (fig.2.1). Quand on alimente les bobines AA' (fig.2-1-a) puis BB' (fig.2-1-b) et enfin CC' (fig.2-1-c), le rotor se place de telle façon que le flux qui traverse soit maximal. Le sens de rotation dépend de l'ordre d'alimentation des phases.

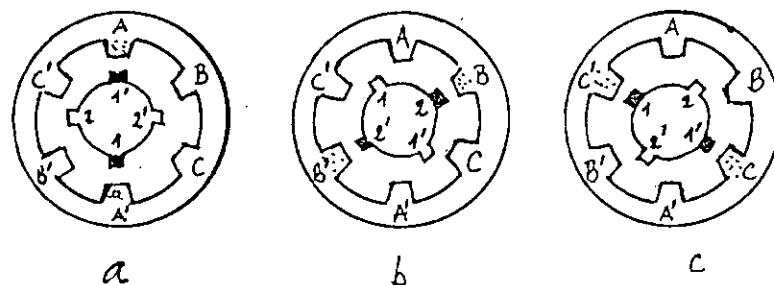


fig.2-1

Afin que le moteur effectue un tour complet il faut répéter quatre fois la séquence de commutation des phases AA',BB',CC' ce qui nécessite 12 commutations soit $3 \times 4 = 12$ pas par tour.

On définit les paramètres caractéristiques d'un M.R.V:

- Zr : Nombre de dents rotoriques.
 Zs : Nombre de dents statorique.
 m : Nombre de phases de commutation.
 α_r : Pas dentaire statorique
 $\alpha_r = 360^\circ / Z_r$
 α_p : angle de pas
 $\alpha_p = 360^\circ / (m \cdot Z_r)$
 Np : nombre de pas par tour.

Remarque:

On distingue deux types de M.R.V.:

- Moteur réductant multicircuit : dont les circuits magnétiques de chacune des phases sont indépendantes.
- Moteur réductant à simple circuit: comporte un stator et un rotor denté:

II-2 MODELISATION DU MOTEUR

Avant d'établir un modèle mathématique d'un M.R.V. nous considérons l'hypothèse suivante:

-L'effet de saturation et les courants de Foucault n'interviennent pas, les flux sont proportionnels aux courants.

Ainsi nous établirons les équations décrivant le fonctionnement du moteur, le modèle représente un moteur pas à pas à réluctance variable, tétraphasé à simple circuit.

II-2-1. EQUATIONS ELECTRIQUES.

L'équation électrique d'une phase i alimentée sous tension V_i prend la forme suivante:

$$V_i - R_i I_i + \frac{d\phi_i}{dt} \quad (2-1)$$

où :

V_i : Tension appliquée a la phase i

I_i : Courant appliqué a la phase i

R_i :resistance totale de la phase i

φ_i : Flux total dans la phase i

Les inductances sont indépendantes des courants, nous pouvons écrire :

$$[\varphi] = [L][I] = \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \\ \varphi_d \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

où $[L]$ est une matrice carrée, fonction de la position θ

$$[L] = [L(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{ad} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} & L_{bd} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} & L_{cd} \\ L_{da} & L_{db} & L_{dc} & L_{dd} \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

les termes L_{ii} sont les inductances propres des bobinages i

L_{ij} les inductances mutuelles entre les bobinages i et j

Les inductances propres et mutuelles varient de manière périodique en fonction de la position angulaire .

Si le rotor possède n dents ,les inductances propres et mutuelles ont une périodicité de $2\pi/n$ en raison de la géométrie.

les équations (2-1) et (2-2) conduisent à l'écriture matricielle suivante:

$$[V] = [R] [I] + \frac{d}{d\theta} [L] [I] \frac{d\theta}{dt} + [L] \frac{d}{dt} [I] \quad (2-4)$$

où [R] est une matrice diagonale

$$[R] = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_d \end{bmatrix}$$

II-2-2 EQUATIONS MECANQUES

L'équation mécanique qui décrit le mouvement du rotor est la suivante:

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} + D \frac{d\theta}{dt} + C_c = C_m \quad (2-5)$$

D : coefficient d'amortissement visqueux

J : moment d'inertie de toutes les masses tournantes

C_c : couple de charge

C_m : couple moteur.

Le couple moteur de frottement à sec est négligeable

nous rappelons que le couple moteur est la dérivée partielle de l'énergie magnétique par rapport à la position angulaire θ il est fonction du courant et de θ

$$C_m = C_m(\theta, I) = \partial W_e / \partial \theta$$

en effet:

$$W_e = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^4 L_{ij} I_i I_j = \frac{1}{2} [I]^T [L] [I] \quad (2-6)$$

$$C_m = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^4 \frac{dL_{ij}}{d\theta} I_i I_j = \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta} ([I]^T [L] [I])$$

(2-7)

Nous remarquons que le couple moteur C_m est à caractère périodique
 Les équations (2-4) et (2-5) représentent en association avec les équations (2-3) et (2-7), le comportement dynamique du moteur pas à pas à reluctance variable, cela conduit à l'étude par la simulation qui fera l'objet du chapitre III.

CHAPITRE III
IDENTIFICATION D'UN MOTEUR
PAS A PAS
A RELUCTANCE VARIABLE

CHAPITRE III

Etant donné le modèle du moteur présenté au chapitre II, nous allons passer à l'identification des paramètres électriques et mécaniques du moteur.

Nous étudions les différentes méthodes de déterminations des paramètres électriques et nous les comparons, les paramètres électriques sont ensuite traités par une méthode des moindres carrées à partir de la mesure du courant et de la position angulaire pour une réponse à un échelon.

Nous allons appliquer une méthode d'identification sur un moteur disponible au laboratoire. Sur ce moteur on effectuera des mesures à partir de bancs d'essais faciles à mettre en oeuvre.

Une analyse harmonique sera faite afin de déterminer la dépendance des inductances de la position angulaire. Cette caractéristique très importante qui nous permettra de traiter l'équation mécanique afin de déterminer les coefficients J et D définis précédemment.

III-1 STRUCTURE ET CARACTERISTIQUES DU MOTEUR

Sur la figure (3-1) est représenté le moteur étudié celui-ci est à réluctance variable, à simple circuit, possédant quatre phases de commande, il possède :

- 18 dents au rotor ($Z_r = 18$)
- 16 dents au stator ($Z_s = 16$)

D'où :

- angle de pas : $\alpha_p = 5^\circ$
- nombre de pas par tour : $N_p = 72$

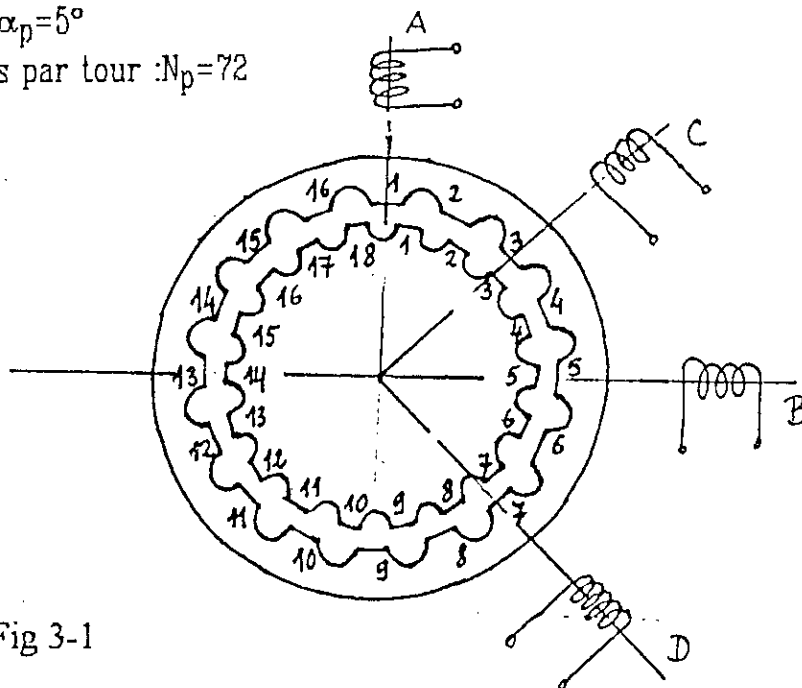


Fig 3-1

III-2 DETERMINATION DES RESISTANCES ET DES INDUCTANCES PROPRE ET MUTUELLE

III-2-1 MESURE DES RESISTANCES STATORIQUES

A l'aide d'un ohmètre numérique, on mesure les résistances sur chaque phase et les valeurs moyennes obtenues sont :

$$r = (21.1 \pm 0.1) \Omega \quad \text{à froid}$$

$$r = (21.8 \pm 0.1) \Omega \quad \text{à chaud}$$

III-2-2 MESURE DES INDUCTANCES PROPRES ET MUTUELLES - methode du courant alternatif

Comme le moteur est à reluctance variable il est très important de connaître la variation des inductances propres et mutuelles en fonction de la position angulaire du rotor.

Pour cela un système mécanique est nécessaire pour bloquer le rotor dans une position donnée, cette position est détectée à l'aide d'un potentiomètre linéaire placé coaxialement avec l'arbre du moteur, lorsque celui-ci est alimenté en continu, le curseur donne une tension proportionnelle à l'angle.

Nous réalisons le schéma présenté sur la figure ci-dessous :

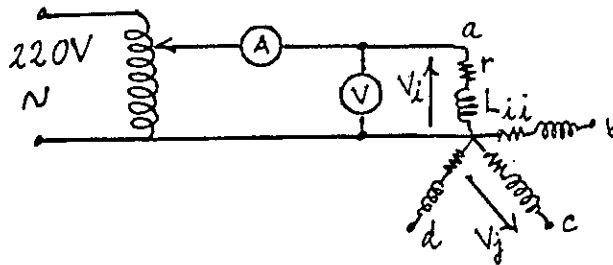


Fig 3-2

L'alternostat permet de régler le courant constant, le courant étant choisi de telle façon que les effets de saturation n'interviennent pas. Pour cela on prend :

$$I = 0.4 \text{ A}$$

$$f = 50 \text{ Hz}$$

$$r = 21.1 \Omega$$

Comme

$$L_{ii}\omega = \sqrt{Z^2 - r^2}$$

avec :

$$Z = \frac{V_i}{I_i} ; \omega = 2\pi f = 100\pi$$

D'où :

$$L_{ii} = \frac{1}{100\pi} \sqrt{\left(\frac{V_i}{I_i}\right)^2 - r^2} \quad (3-1)$$

-mesure des inductances mutuelles

$$L_{ij}\omega = Z$$

$$V_j = Z I_i \quad , \quad \omega = 100\pi$$

$$L_{ij} = \frac{1}{100\pi} \frac{V_j}{I_i} \quad i \neq j \quad (3-2)$$

On mesure L_{ii} et L_{ij} ($i \neq j$) pour chaque pas de 1° sur 20° mécanique, les résultats de mesures sont présentés sur les figures (3-3) et (3-4).

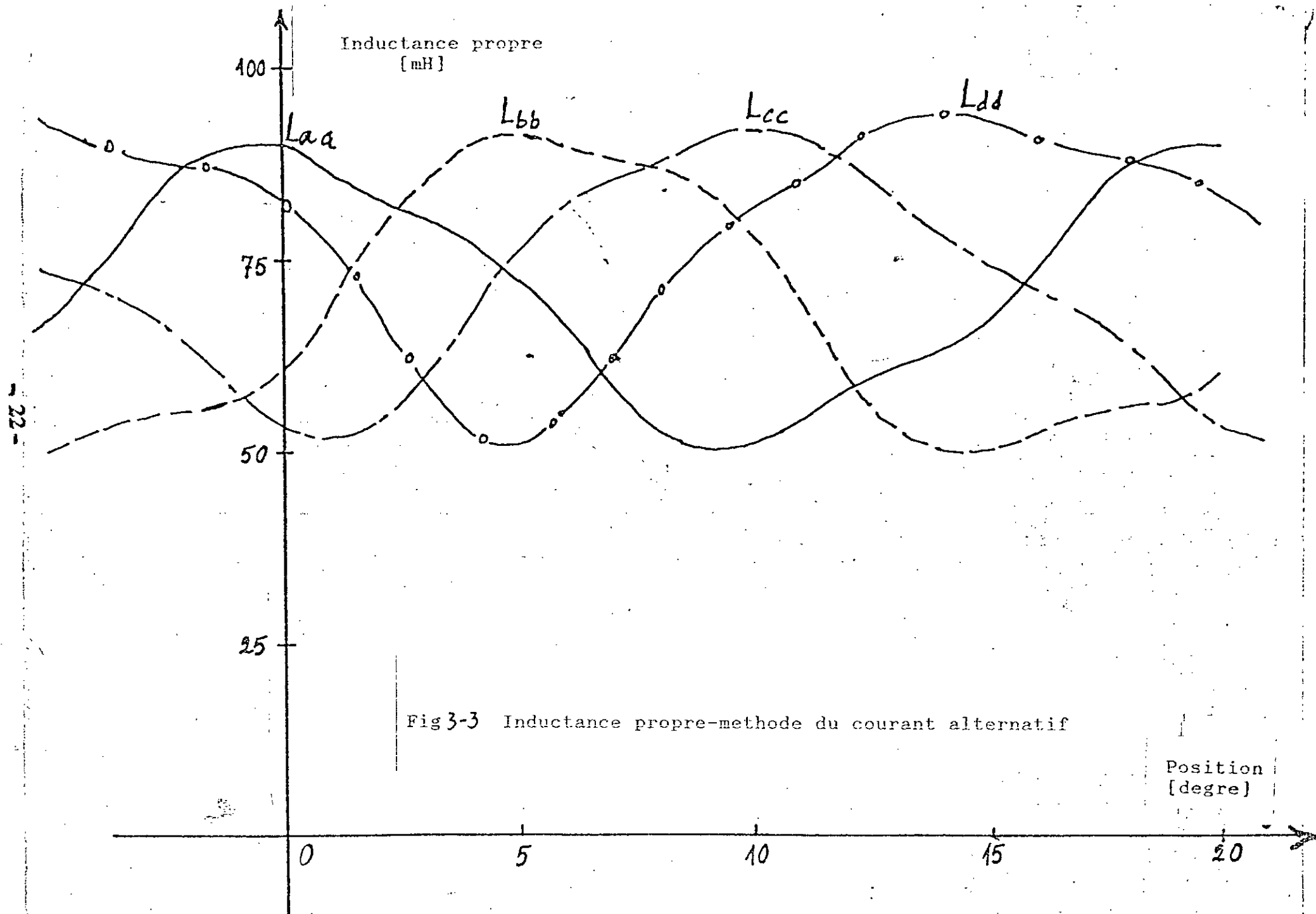


Fig3-3 Inductance propre-methode du courant alternatif

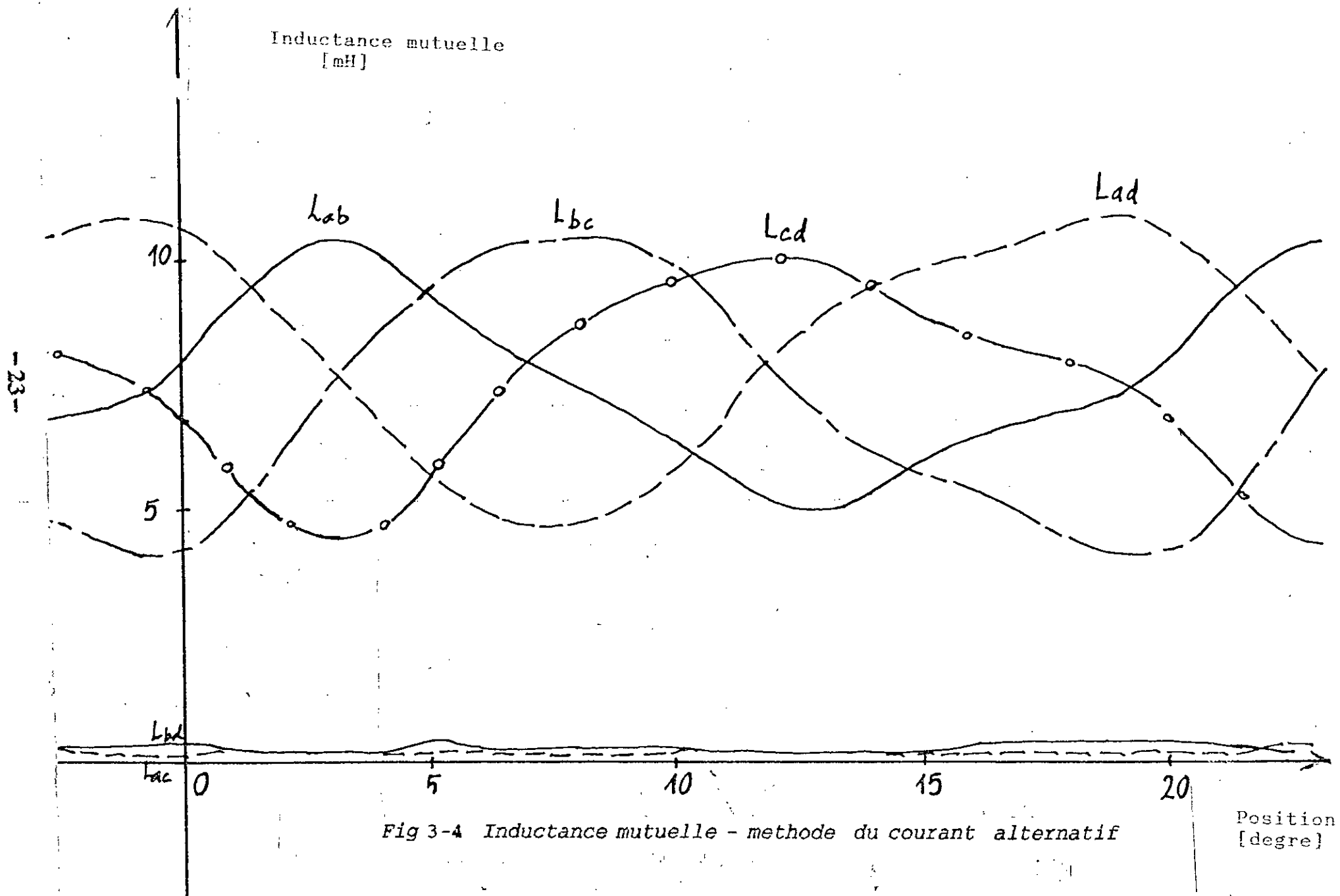
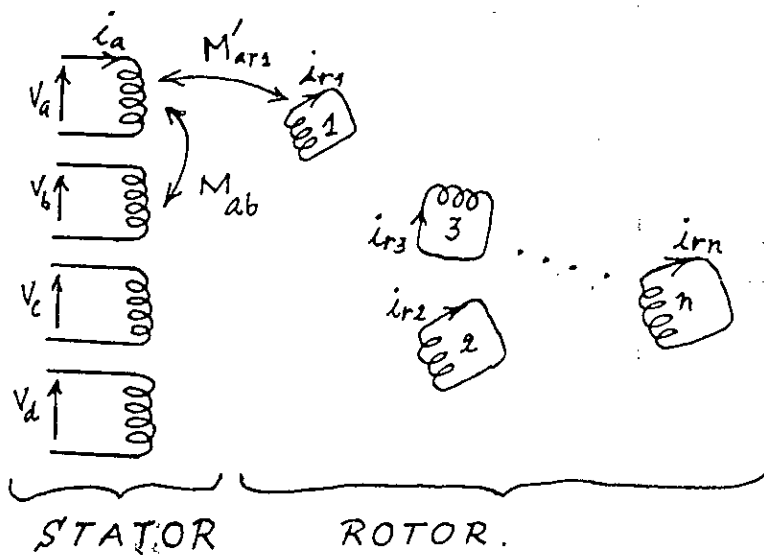


Fig 3-4 Inductance mutuelle - methode du courant alternatif

III-2-3 MESURE DES INDUCTANCES PROPRES ET MUTUELLES -methode de la reponse à un échelon .

Les éventuels courants rotoriques peuvent avoir un effet sur la détermination précise des inductances .En effet, le rotor massif peut être considéré comme un ensemble de n circuits couplés ,soit :



Si nous alimentons la première phase par un échelon de tension continu, (3-5) ,les variations dans le temps du courant I et de la tension V dans la première phase, ainsi que les f.e.m induites dans les autres phases ,sont données par les relations suivantes : [6]

$$\begin{aligned}
 V_a &= R_s i_a + L_{aa} \frac{di_a}{dt} + M'_{ar1} \frac{di_{r1}}{dt} + \dots + M'_{arn} \frac{di_{rn}}{dt} \\
 V_b &= M'_{ab} \frac{di_a}{dt} + M'_{br1} \frac{di_{r1}}{dt} + \dots + M'_{brn} \frac{di_{rn}}{dt} \\
 V_c &= M'_{ac} \frac{di_a}{dt} + M'_{cr1} \frac{di_{r1}}{dt} + \dots + M'_{crn} \frac{di_{rn}}{dt} \\
 V_d &= M'_{ad} \frac{di_a}{dt} + M'_{dr1} \frac{di_{r1}}{dt} + \dots + M'_{drn} \frac{di_{rn}}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{3-3}$$

M_{ij} : représentent les mutuelles entre les phases rotoriques et statoriques

Au bout d'un temps t_1 suffisamment long, les courants rotoriques s'annulent, et on peut montrer que :

$$L_{aa} = \frac{\int_0^{t_1} V_a dt - \int_0^{t_1} R_s i_a dt}{I_f} \quad (3-4)$$

$$M_{aj} = \frac{\int_0^{t_1} V_j dt}{I_f} \quad j = a, b, c \quad (3-5)$$

Ainsi ces inductances peuvent être déterminées par le calcul des aires des différentes réponses enregistrées.

La figure (3-6) montre la montée en courant, on peut facilement vérifier qu'elle est exponentielle. Pour un temps $t_1 = 20\text{ms}$ le régime permanent s'établit.

D'autre part le courant prend la forme exponentielle suivantes :

$$i_a = I_f (1 - \exp(-\frac{t}{\tau})) \quad (3-6)$$

La constante de temps τ est le temps pour lequel le rapport :

$$i / I_f = 0.6321$$

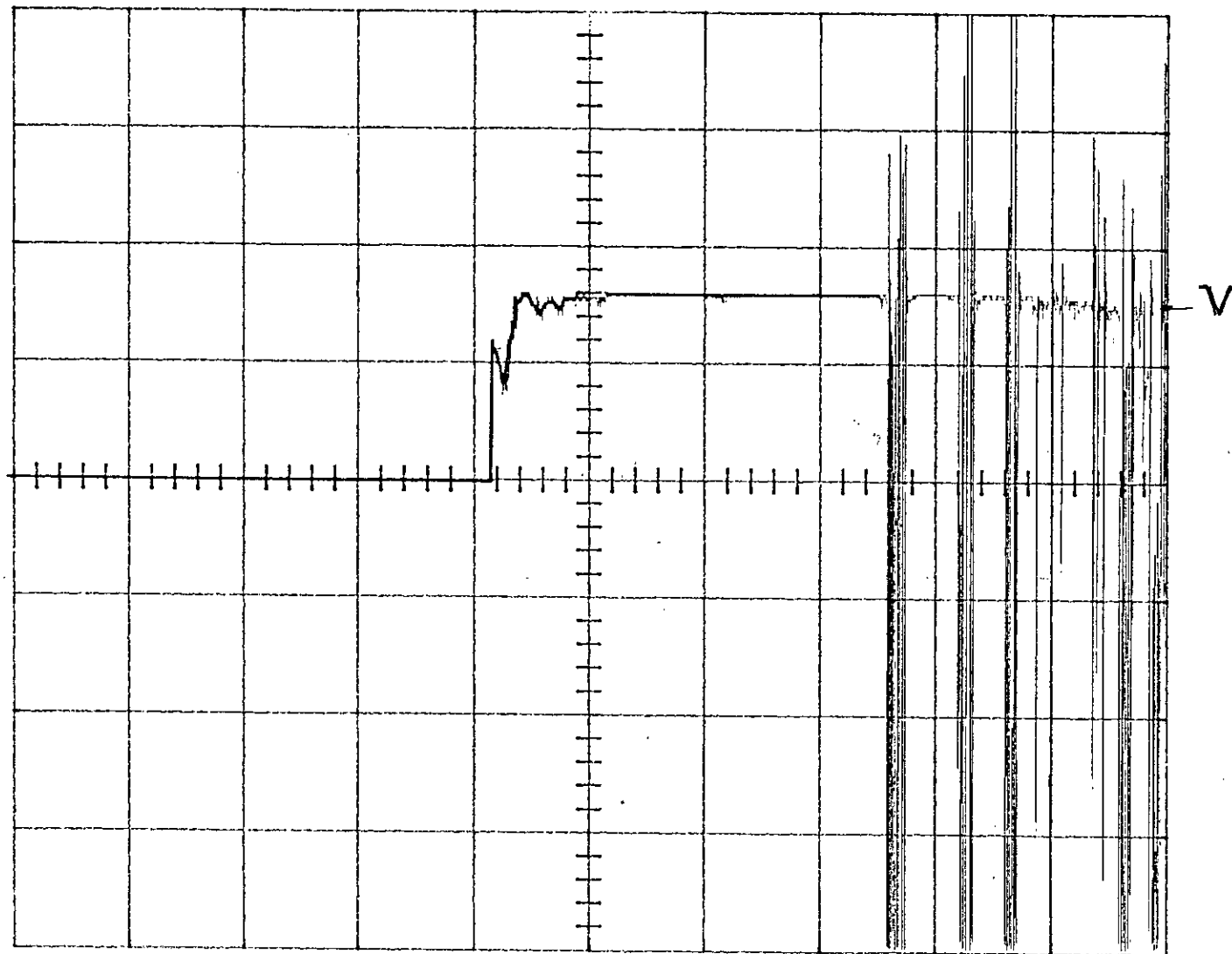
L'intégrale :

$$\int_0^{t_1} V_a dt$$

n'est rien d'autre que l'aire du rectangle de largeur V et de longueur t_1

Fig 3-5 Echelon de tension-Methode de la reponse à un échelon

CH1

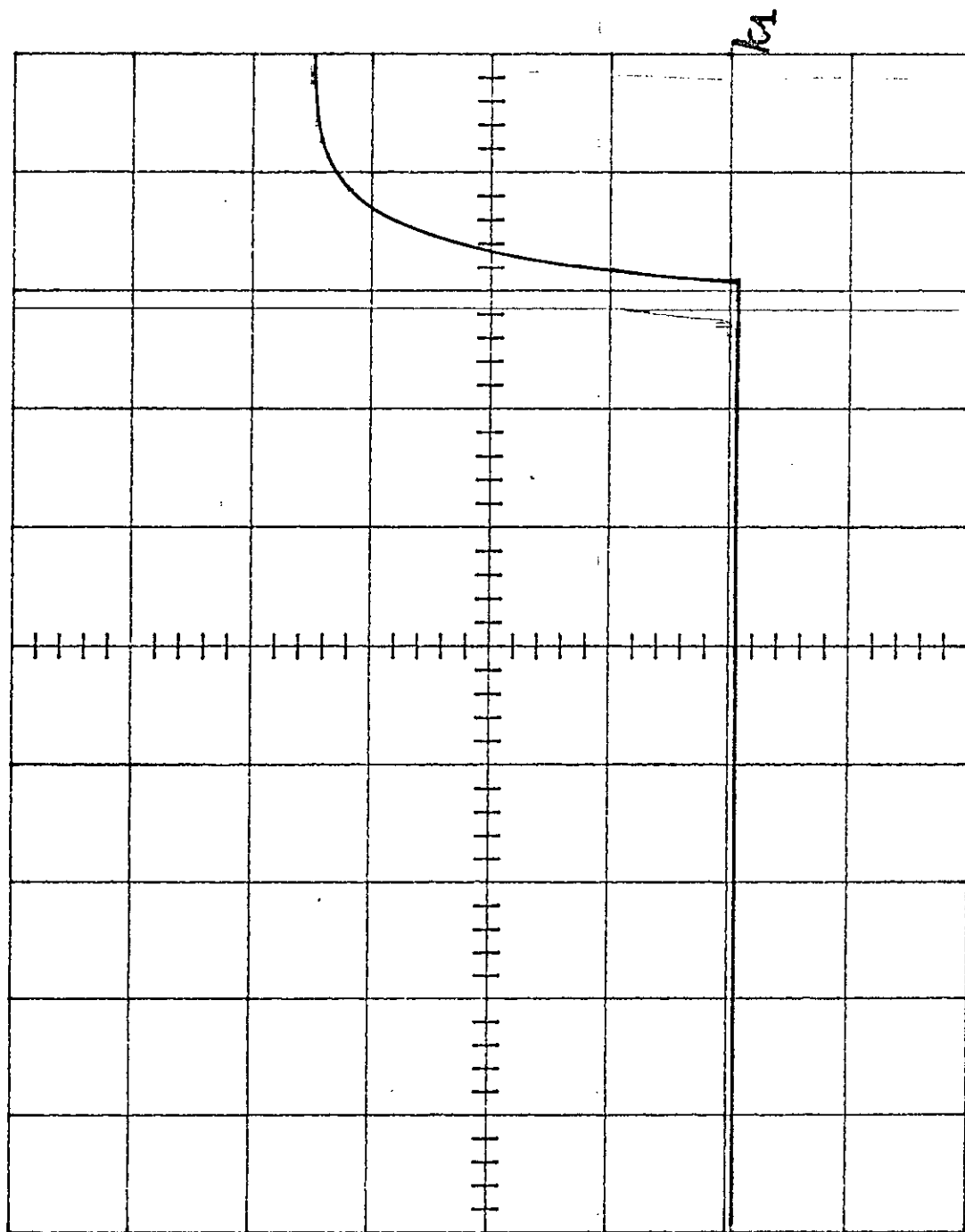


5V

50 μ s

Fig 3-6 Courant dans la phase a-mthode de la reponse
a un échelon $\theta = 0^\circ$

CH1



0.1V

10ms

(fig 3-5).

On a alors :

$$\int_0^{t_1} V_a dt \approx V_a \cdot t_1 \quad (3-7)$$

Si nous substituons les équations (3-6) et (3-7) dans l'équation (3-4), on montre que :

$$L_{aa} = R_s \tau$$

τ est mesuré a partir de la courbe $i(t)$

Nous pouvons faire la même chose pour la détermination des mutuelles
Par exemple V_b a l'allure d'une exponentielle de la forme suivante :

$$V_b = A \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad (3-8)$$

A : Valeur de V_b a l'instant initial.

On substituant (3-8) dans (3-5) on montre que :

$$M_{ab} \approx \frac{A\tau}{I_f}$$

I_f : courant final

Ainsi on mesurant A et τ on déduit les inductances mutuelles relative à chaque phase .

Pour chaque position on effectue ces opérations, les résultats de mesure

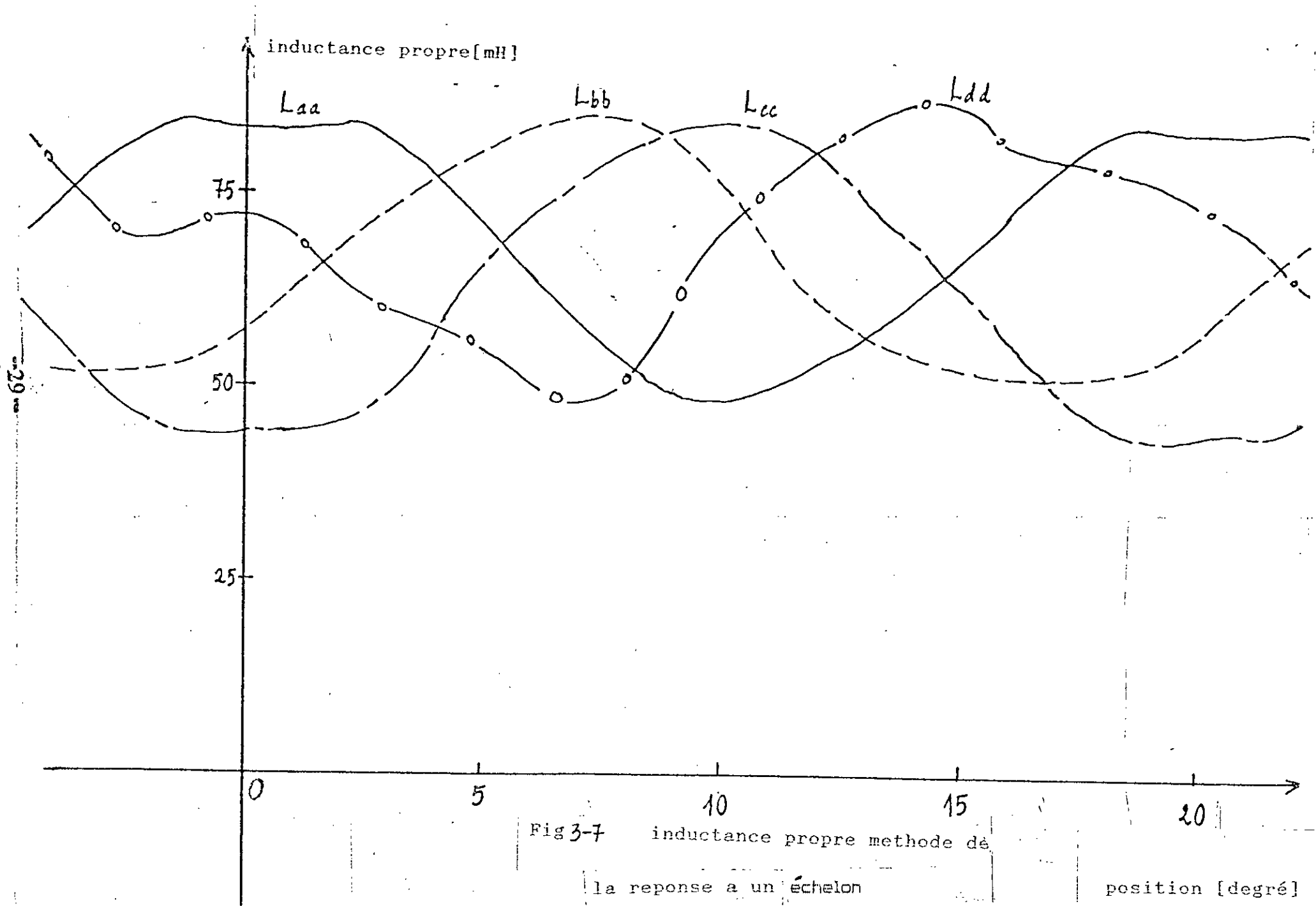


Fig 3-7 inductance propre methode de
la reponse a un échelon

position [degré]

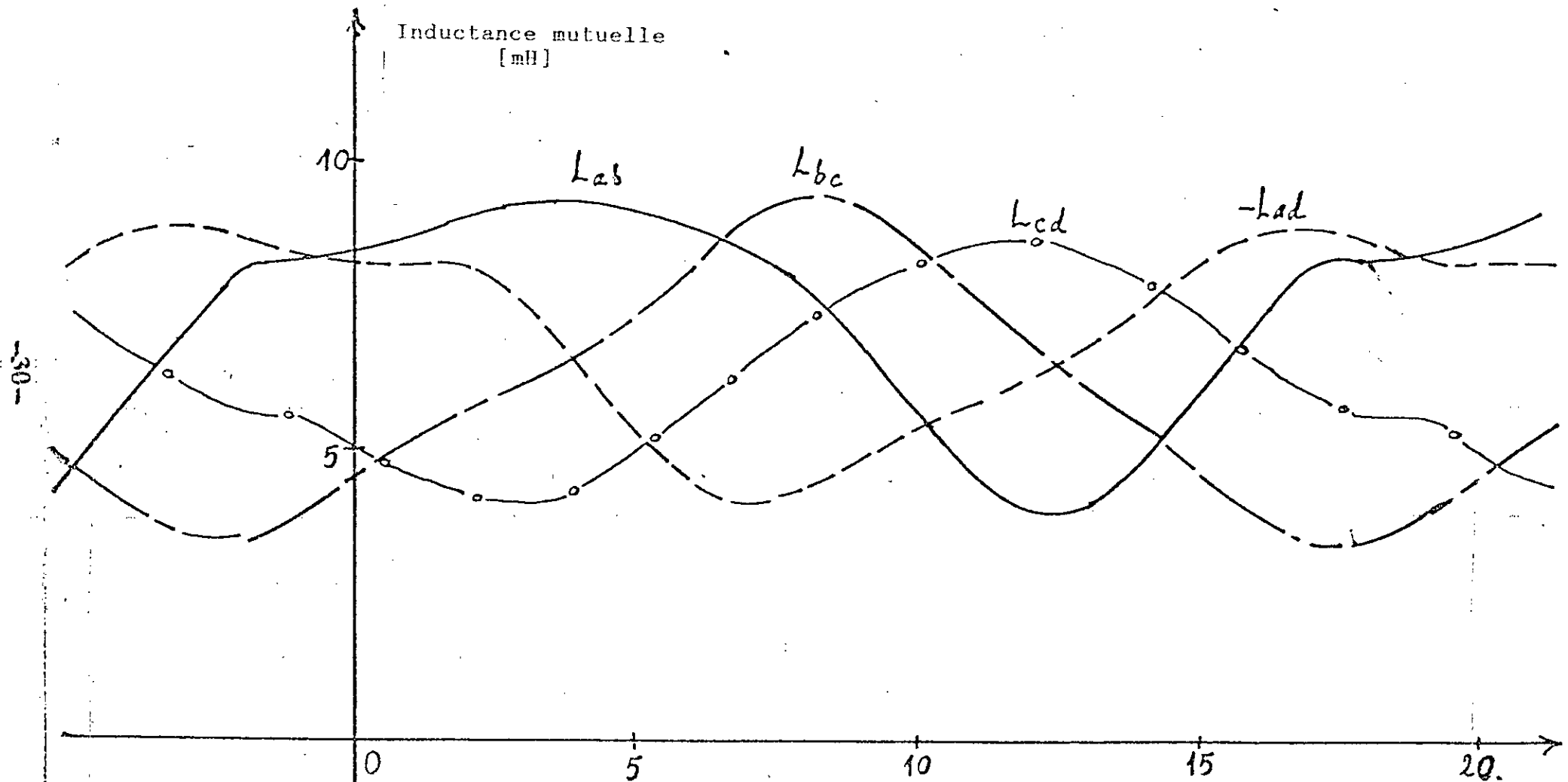


Fig 3-8 Inductance mutuelle -methode de la reponse à un échelon .

position [deg]

sont présentés sur les figures (3-7) et (3-8).

III-2-4 ANALYSE HARMONIQUE

Afin de déterminer l'expression des inductances propres et mutuelles en fonction de la position, nous les décomposant en série de Fourier.

D'après les résultats de mesure nous constatons que les inductances propres et mutuelles périodiques et période 20° .

Ce résultat était prévisible puisque par construction géométrique la période $T = 2\pi / Z_r$.

Il sont représentées sous la forme matricielle :

$$[L] = [L(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{ad} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} & L_{bd} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} & L_{cd} \\ L_{da} & L_{db} & L_{dc} & L_{dd} \end{bmatrix} \quad (3-9)$$

Nous constatons d'après les résultats de mesure que $L_{ij} = L_{ji}$, la matrice $[L]$ est symétrique.

Où :

$$L_{ii} = L_0 + \sum_{k=1}^m (L_{ka} \cos k18\theta + L_{kb} \sin k18\theta) \quad i = a, b, c, d$$

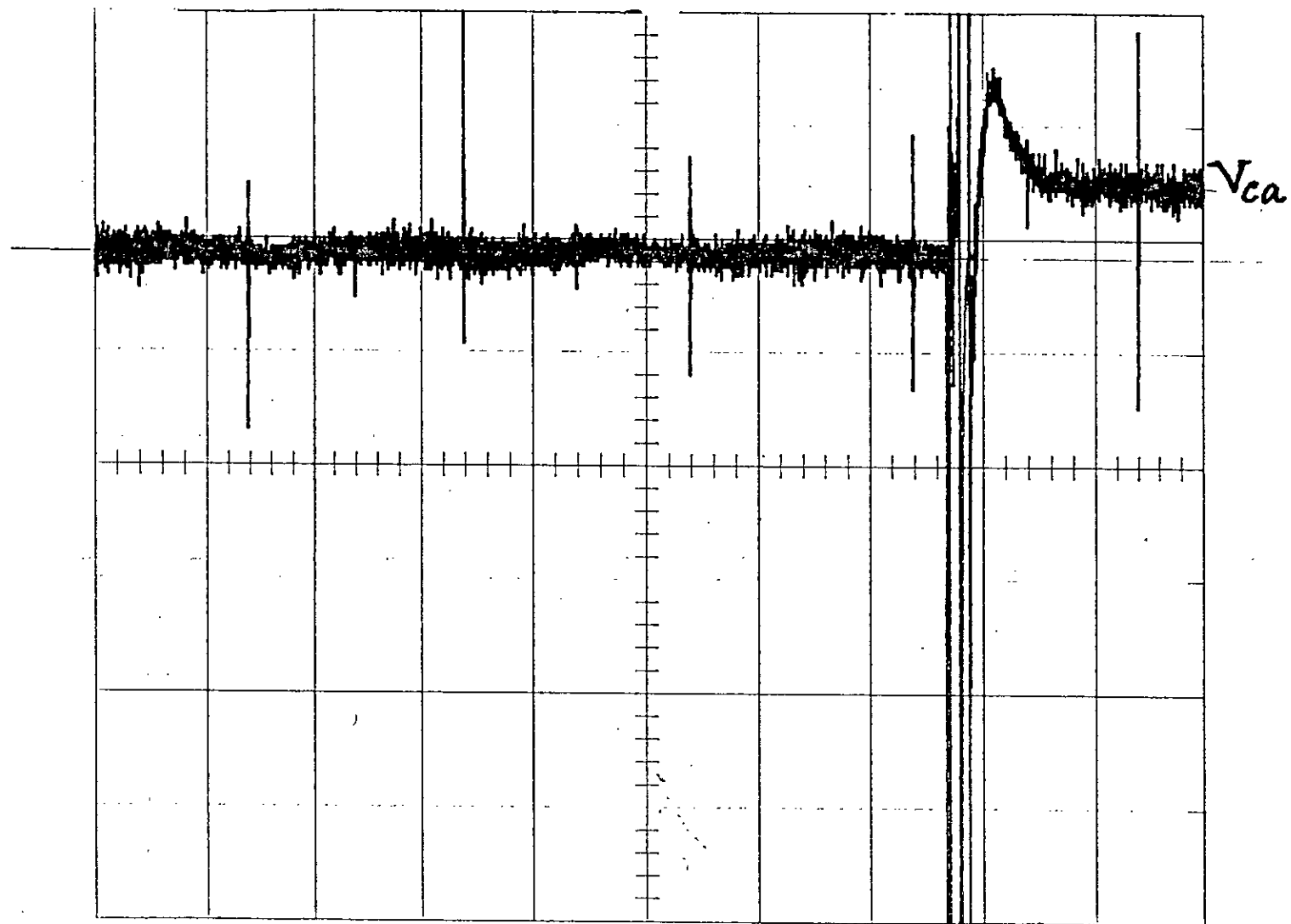
$$L_{ij} = M_0 + \sum_{k=1}^m (M_{ka} \cos k18\theta + M_{kb} \sin k18\theta) \quad i, j = a, b, c, d$$

Ou encore :

$$L_{ii} = L_0 + \sum_{k=1}^m L_k \cos(18k\theta + \psi_k) \quad (3-10)$$

Fig 3-9 Tension dans la phase c -Methode de la reponse à un échelon $\theta=20^\circ$

CH1

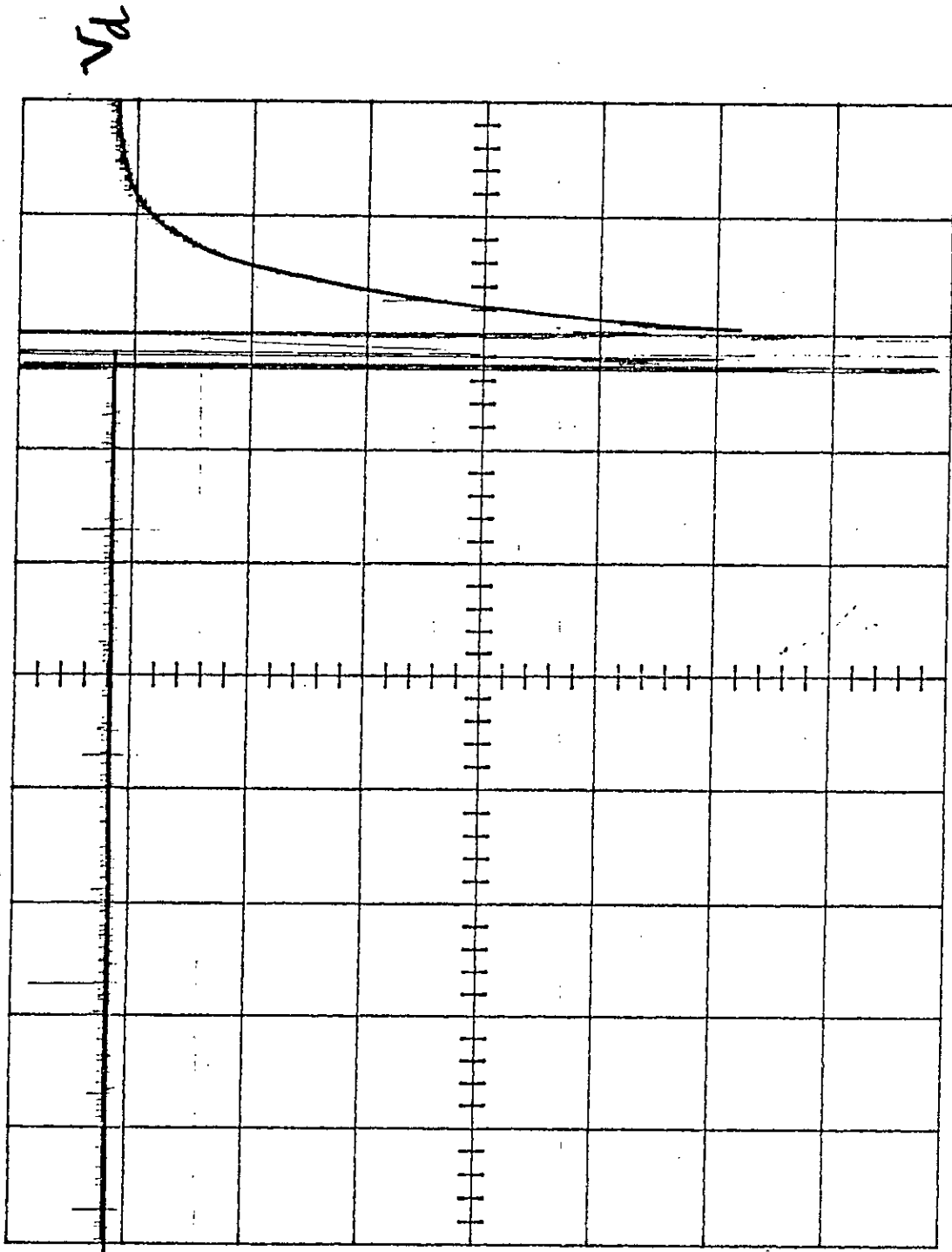


10mV_L

10ms.

Fig 3-10 tension dans la phase d - methode de de la reponse
à un échelon $\theta = 0^\circ$

CH1

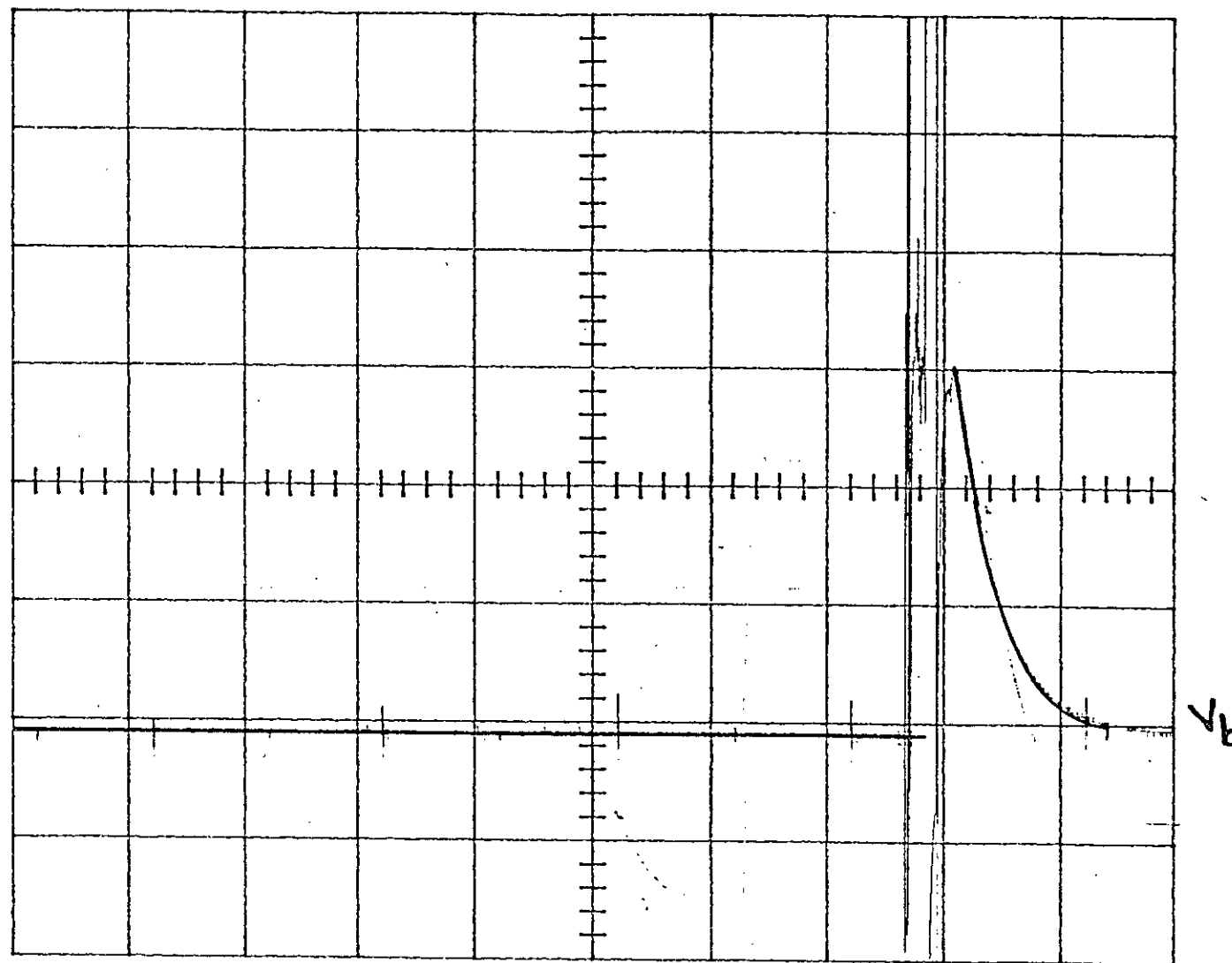


0.1V

10ms

Fig3-11 tension dans la phase b - methode de la reponse
à un échelon. $\theta = 0^\circ$

CH1

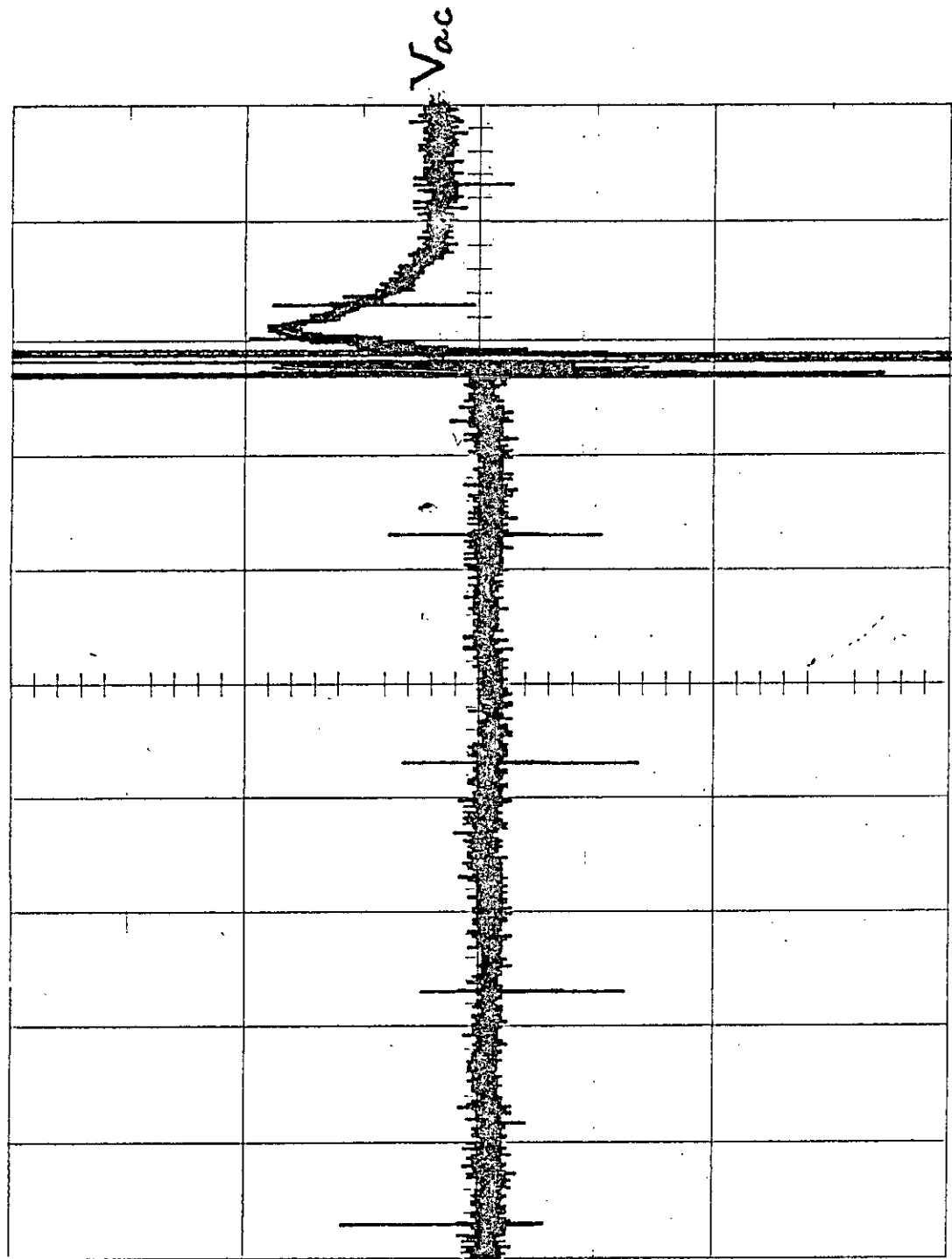


0.2V

10ms

Fig 3-12 tension dans la phase c - methode de la reponse
a un échelon $\theta = 10^\circ$

CH1



10ms

10mV_{P_L}

Avec:

$$L_k = \sqrt{L_{ka}^2 + L_{kb}^2}, \quad \psi_k = \text{Arctg} \frac{-L_{kb}}{L_{ka}}$$

De même

$$L_{ij} = M_0 + \sum_{k=1}^m M_k \cos(18k\theta + \psi_k) \quad (3-11)$$

Avec:

$$M_k = \sqrt{M_{ka}^2 + M_{kb}^2}, \quad \psi = \text{Arctg} \frac{-M_{kb}}{M_{ka}}$$

En prenant 20 couples de valeurs mesurées, les coefficients de Fourier sont donnés par: [5]

$$L_{ka} = \frac{1}{10} \sum_{\theta=0}^{\theta=19} M_k \cos 18k\theta \quad k=1, 2, \dots, 9$$

$$L_0 = \frac{1}{20} \sum_{\theta=0}^{\theta=19} L(\theta)$$

$$L_{10} = \frac{1}{20} \sum_{\theta=0}^{\theta=19} L(\theta) \cos 180\theta$$

$$L_{kb} = \frac{1}{10} \sum_{\theta=0}^{\theta=19} L(\theta) \sin 18k\theta \quad k=1, 2, \dots, 9$$

(3-12)

$$M_{ka} = \frac{1}{10} \sum_{\theta=0}^{\theta=19} M(\theta) \cos 18k\theta \quad k=1, 2, \dots, 9$$

$$M_{kb} = \frac{1}{10} \sum_{\theta=0}^{\theta=19} M(\theta) \sin 18k\theta$$

$$M_0 = \frac{1}{20} \sum_{\theta=0}^{\theta=19} M(\theta)$$

$$M_{10} = \frac{1}{20} \sum_{\theta=0}^{\theta=19} M(\theta) \cos 180\theta$$

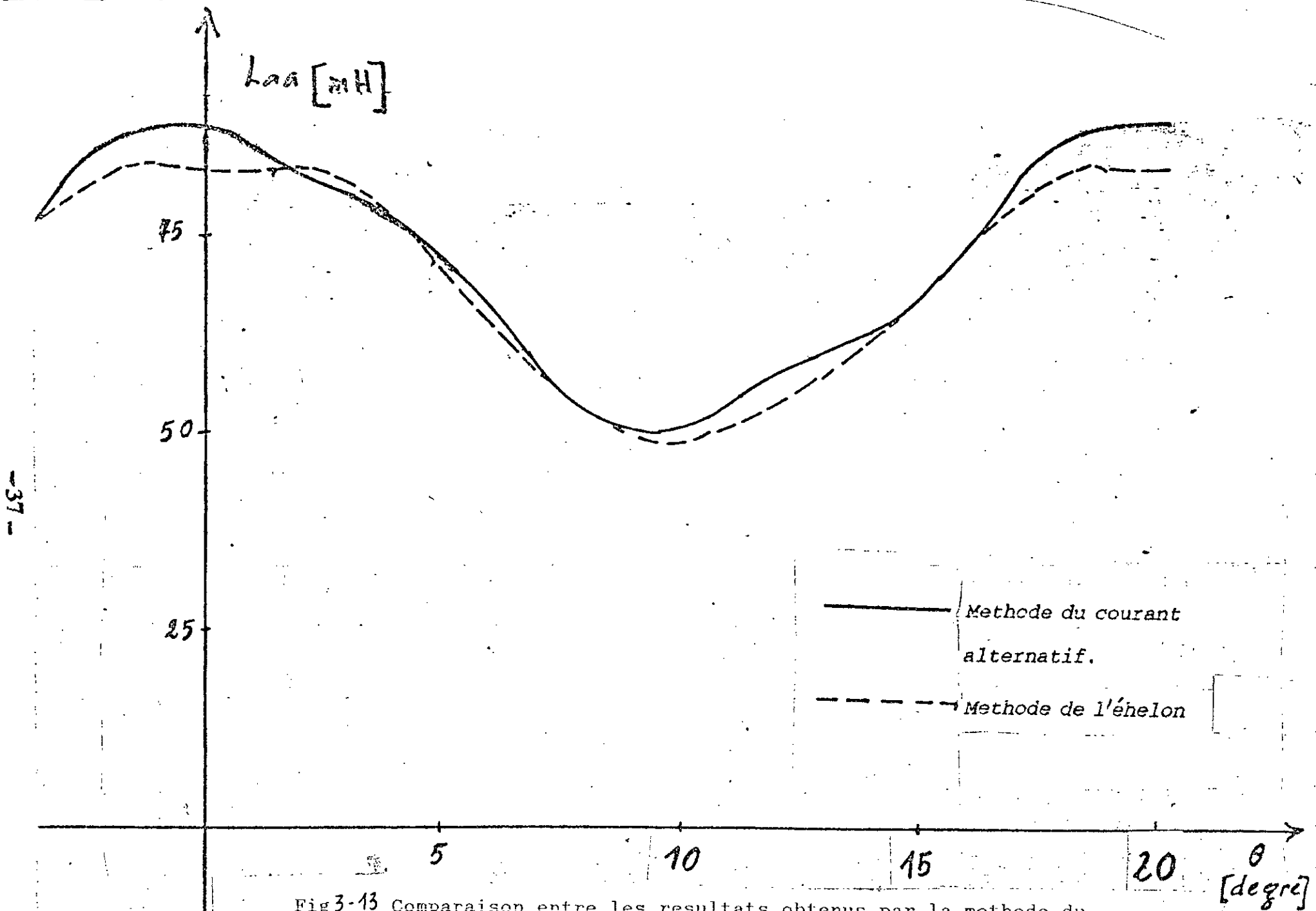


Fig 3-13 Comparaison entre les resultats obtenus par la methode du courant alternatif et la methode de la reponse à un échelon.

INDUCTANCE PROPRE (\bar{L}_{ii} : valeur moyenne)
 methode du courant alternatif

| L_{ij} (mH) | L_{aa} | L_{bb} | L_{cc} | L_{dd} | \bar{L}_{ii} |
|---------------|---------------|-----------------|-----------------|----------------|----------------|
| L_m | 72.33 | 70.00 | 73.77 | 76.87 | 73.24 |
| L_n | 18.45 | 21.35 | 18.37 | 19.43 | 19.40 |
| L_o | 3.08 | 1.39 | 2.96 | 5.18 | 3.15 |
| L_p | 2.71 | 3.40 | 2.12 | 2.43 | 2.67 |
| L_q | 2.39 | -0.57 | 0.66 | 0.48 | 1.03 |
| ψ_m | 0° | -104.82° | -183.09° | 91.78° | |
| ψ_o | -333° | 115.16° | 113.48° | 0.18° | |
| ψ_p | 280.9° | 183.23° | 117.09° | -45.88° | |
| ψ_q | 65.83° | 343.15° | 178.8° | 204.05° | |

Table -1

où :

$$\begin{aligned}
 L_{11} = & L_m + L_n \cos(180 + \psi_n) \\
 & + L_o \cos(360 + \psi_o) \\
 & - L_p \cos(540 + \psi_p) \\
 & + L_q \cos(720 + \psi_q) \\
 & + \dots
 \end{aligned}$$

MUTUELLE INDUCTANCE-methode du courant alternatif

| M_{ij} (mH) | L_{ab} | L_{ad} | L_{bc} | L_{dc} | \overline{L}_{ij} |
|---------------|----------------|----------------|-----------------|----------------|---------------------|
| M_m | 7.48 | 8.03 | 7.32 | 7.76 | 7.65 |
| M_n | 2.29 | 3.02 | 3.13 | 0.64 | 2.73 |
| M_o | 0.32 | 0.48 | 0.38 | 0.34 | 0.46 |
| M_p | 0.45 | 0.17 | 0.38 | 0.34 | 0.34 |
| M_q | 0.32 | 0.15 | 0.18 | 0.17 | 0.18 |
| ψ_m | -58.65° | 44.06° | -142.65° | 132.87° | |
| ψ_o | 218.04° | -58.52° | 139.72° | 45.97° | |
| ψ_p | 211.29° | 20.23° | 177.67° | 16.6° | |
| ψ_q | 80.14° | 76.49° | 217.41° | 282.15° | |

Table -2

$$L_{ac} - L_{ca} = 0.25 \text{ mH}$$

$$L_{bd} - L_{db} = 0.22 \text{ mH}$$

Les mutuelles entre les phases opposées (a-c) et (b-d) sont pratiquement constantes et ont des valeurs faibles

et nous pouvons conclure que : $L_{ca} = L_{ac} = L_{bd} = L_{db} = 0.24 \text{ mH}$

ou :

$$M_{ij} = M_m + M_n \cos(180 + \psi_n) + M_o \cos(360 + \psi_o) + M_p \cos(540 + \psi_p) + M_q \cos(720 + \psi_q) + \dots$$

INDUCTANCE PROPRE -methode de la réponse à un échelon

| L_{ij} (mH) | L_{aa} | L_{bb} | L_{cc} | L_{dd} | \bar{L}_{ii} |
|---------------|----------------|-----------------|-----------------|----------------|----------------|
| L_n | 68.09 | 67.23 | 63.16 | 68.04 | 66.63 |
| L_o | 18.20 | 16.85 | 20.94 | 15.09 | 17.77 |
| L_p | 1.73 | 1.93 | 0.41 | 6.47 | 2.64 |
| L_q | 0.94 | 1.22 | 0.82 | 1.09 | 1.02 |
| L_r | 0.48 | 0.93 | 1.12 | 2.93 | 1.45 |
| ψ_n | 0° | -114.91° | -173.23° | 93.42° | |
| ψ_o | -140.5° | 148.3° | 128.28° | -27.56° | |
| ψ_p | -110.8° | -2.03° | 118.1° | 84.35° | |
| ψ_q | 36.05° | 255.24° | 135.24° | 172.42° | |

Table -3

où :

$$\begin{aligned}
 L_{ii} = & L_n + L_n \cos(180 + \psi_n) \\
 & + L_o \cos(360 + \psi_o) \\
 & + L_p \cos(540 + \psi_p) \\
 & + L_q \cos(720 + \psi_q) \\
 & + \dots \dots \dots \\
 & + \dots \dots \dots
 \end{aligned}$$

Les harmoniques d'ordre supérieur à quatre ont une amplitude faible

MUTUELLE INDUCTANCE-methode de la reponse à un échelon
 (\bar{L}_{ij} : valeur moyenne)

| M_{ij} (mH) | L_{ab} | $-L_{ad}$ | L_{bc} | L_{dc} | \bar{L}_{ij} |
|---------------|----------------|----------------|-----------------|-----------------|----------------|
| M_n | 7.33 | 6.84 | 6.29 | 6.34 | 6.70 |
| M_o | 2.40 | 2.23 | 2.7 | 2.19 | 2.38 |
| M_p | 0.86 | 0.39 | 0.33 | 0.26 | 0.46 |
| M_r | 0.28 | 0.38 | 0.34 | 0.16 | 0.24 |
| M_q | 0.19 | 0.30 | 0.36 | 0.05 | 0.23 |
| ψ_n | -42.72° | 40.72° | -137.85° | -208.19° | |
| ψ_o | 167.91° | -31.65° | 71.23° | 54.46° | |
| ψ_p | -32.87° | -41.89° | 47.48° | 109.06° | |
| ψ_q | 92.35° | 98.24° | 287.69° | 61° | |

Table-4

Pour $\theta = 20^\circ$, $\theta = 10^\circ$,
 on mesure $L_{bd} = L_{db} = -0.25 \text{ mH}$
 $L_{ca} = L_{ac} = 0.27 \text{ mH}$

$$\begin{aligned}
 M_{ij} = & M_m + M_n \cos(180 + \psi_n) \\
 & + M_o \cos(360 + \psi_o) \\
 & + M_p \cos(540 + \psi_p) \\
 & + M_q \cos(720 + \psi_q) \\
 & + \dots
 \end{aligned}$$

Un programme fortran permet de calculer les coefficients ,ainsi nous résumons les résultats sur les tables 1,2,3,4.

Nous avons pris en considération que les quatres premieres harmoniques ,les autres sont faibles ,cependant la série constituée d'harmoniques d'ordre supérieure à trois ou à quatre n'est que l'effet d'erreur ,ce tronçage de la serie au terme approprié, constitue un lissage des courbes ,ce lissage est le même que celui avec les polynomes des moindres carrés. [5]

Enfin nous remarquons que les mutuelles entre les phases opposées sont pratiquement constantes et ont des valeurs faibles(fig 3-4)

d'où :

$$L_{ac} = L_{ca} = L_{cb} = L_{bd}$$

III-2-5 MESURE DES INDUCTANCES PROPRES -methode des moindres carrés

Nous venons de decrire deux methodes de mesure des inductances propres , nous pouvons aussi utiliser une autre methode d'identification quadratique pour déterminer les paramètres ainsi ,que les paramètres mécaniques .

Si on applique à une seule phase ,par exemple la phase a ,une tension continue V,à l'instant $t = 0$ le rotor etant à une position θ_0 , mesurer les variations en fonction du temps du courant $I(t)$, de la position $\theta(t)$ puis de la vitesse $d\theta / dt (t)$ (fig 3-14, 3-15).

Nous avons :

$$V_a = r i_a + \frac{\partial}{\partial t} (L_{aa} I_a) \quad (3-13)$$

l'anlyse harmonique nous permet de fixer :

$$L_{aa} = L_m + L_n \cos 18\theta + L_{o1} \cos 36\theta + L_{o2} \sin 36\theta + L_{p1} \cos 54\theta + L_{p2} \sin 54\theta$$

On echontillonne par la suite les courbes $I(t)$, $\theta(t)$, $d\theta/dt(t)$ en N points aux instants t_i relevés avec un enregistreur numerique .

Sur chaque intervalle $[t_i, t_{i+1}]$, on intègre les deux membres de l'équation (3-13).

Nous avons donc :

$$\int_{t_i}^{t_{i+1}} v dt = \int_{t_i}^{t_{i+1}} r I_a dt + \int_{t_i}^{t_{i+1}} \frac{\partial}{\partial t} (L_{aa} I_a) dt$$

L'intégrale:

$$\int_{t_i}^{t_{i+1}} r I_a(t) dt$$

est calculé par la méthode des trapèzes :

$$\int_{t_i}^{t_{i+1}} f(t) dt \approx \frac{1}{2} (t_{i+1} - t_i) [f(t_{i+1}) + f(t_i)]$$

Nous choisissons un pas assez petit pour qu'on puisse faire cette approximation.

Après intégration on aura :

$$V[t_{i+1} - t_i] = \frac{r}{2} [t_{i+1} - t_i] [I_a(t_{i+1}) + I_a(t_i)]$$

$$+ L_m [I_a(t_{i+1}) - I_a(t_i)]$$

$$+ L_n [I_a(t_{i+1}) \cos 180^\circ(t_{i+1}) - I_a(t_i) \cos 180^\circ(t_i)]$$

$$+ L_{o1} [I_a(t_{i+1}) \cos 360^\circ(t_{i+1}) - I_a(t_i) \cos 360^\circ(t_i)]$$

$$+ L_{o2} [I_a(t_{i+1}) \sin 360^\circ(t_{i+1}) - I_a(t_i) \sin 360^\circ(t_i)]$$

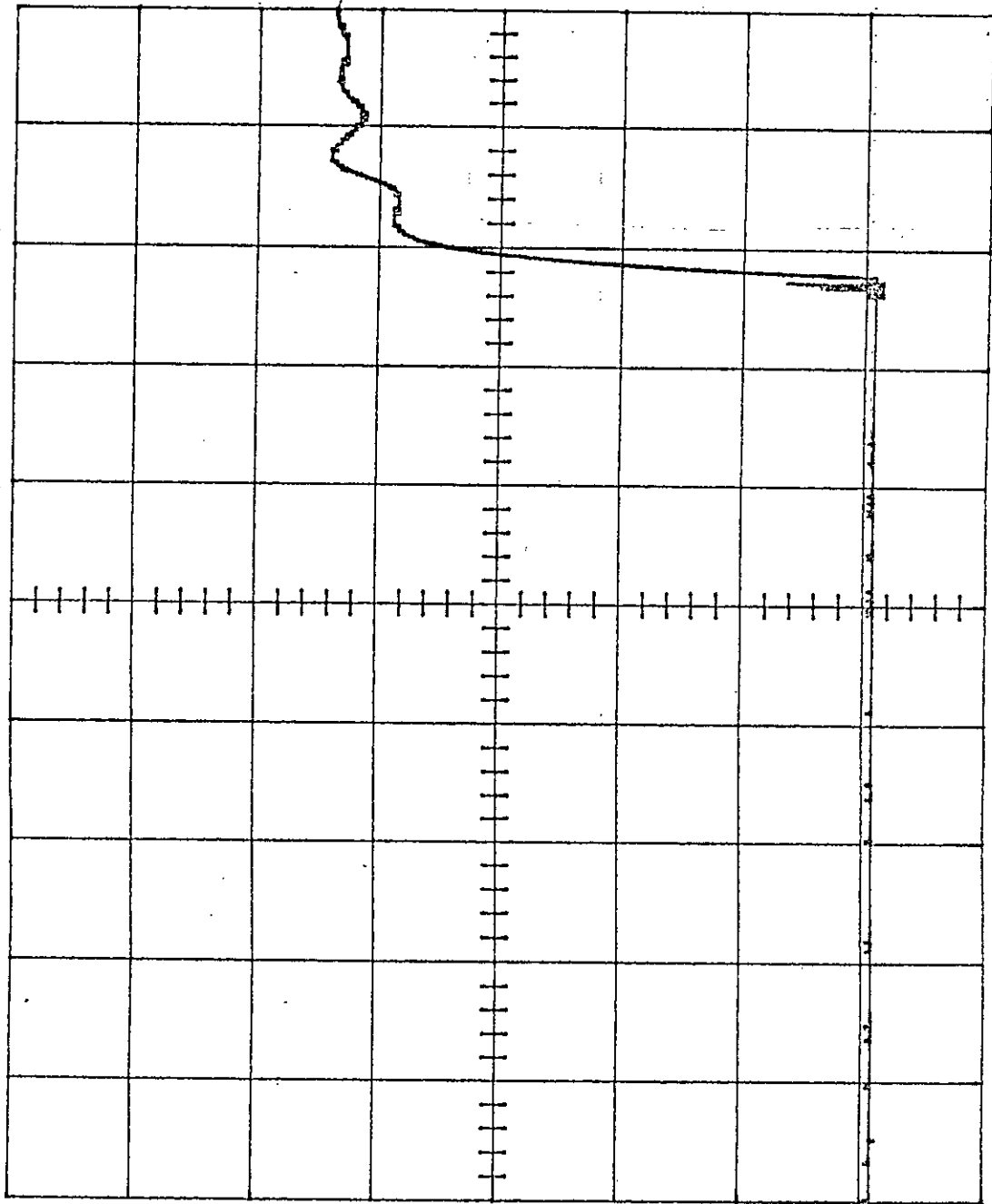
$$+ L_{p1} [I_a(t_{i+1}) \cos 540^\circ(t_{i+1}) - I_a(t_i) \cos 540^\circ(t_i)]$$

$$+ L_{p2} [I_a(t_{i+1}) \sin 540^\circ(t_{i+1}) - I_a(t_i) \sin 540^\circ(t_i)]$$

On dispose ainsi de N-1 équations linéaires entre $r, L_m, L_n, L_{o1}, L_{o2}, L_{p1}, L_{p2}$

Fig 3-14 Courant dans la phase a lors d'une avance d'un pas

CH1

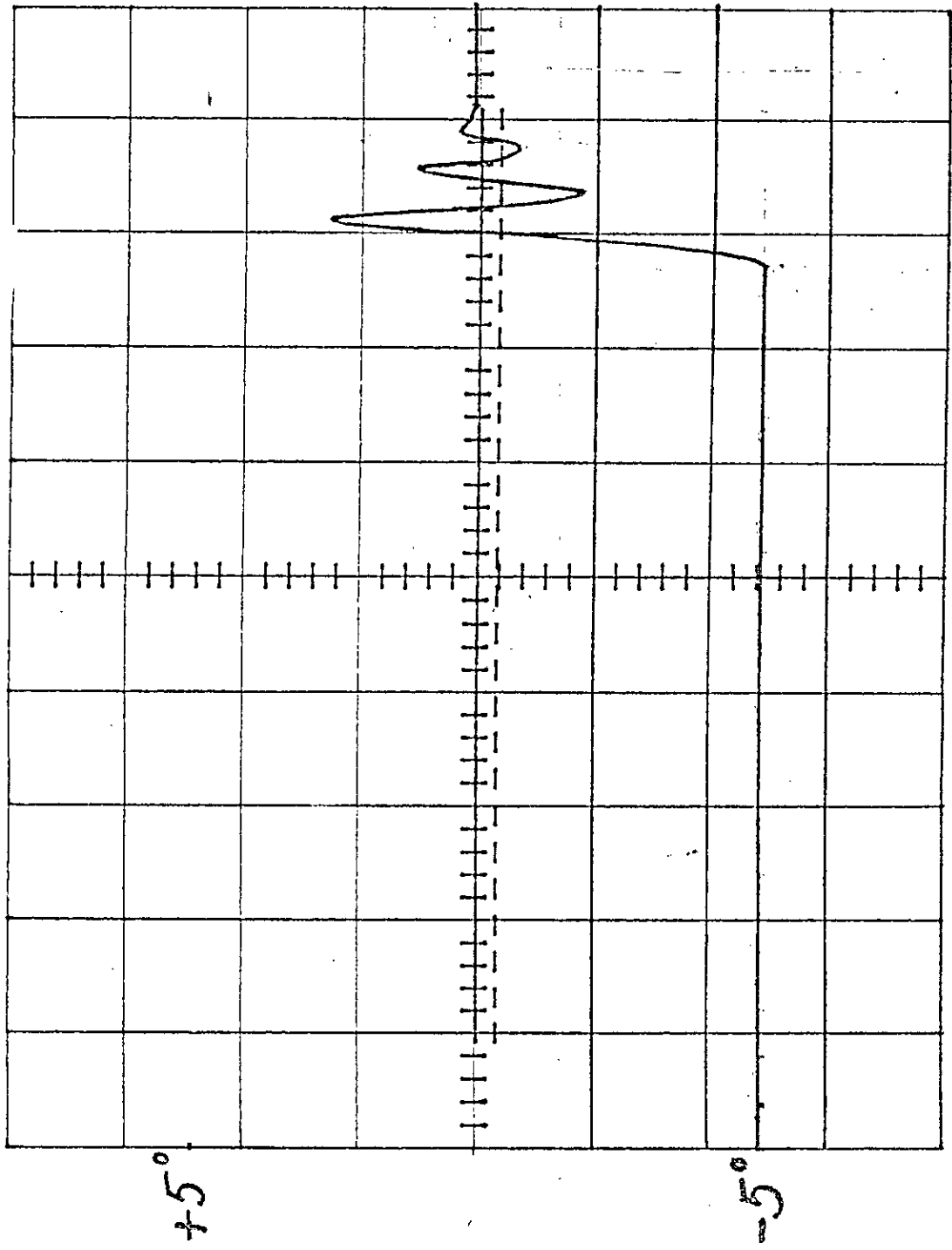


0.1A.

20ms

Fig 3-15 position angulaire lors d'une avance d'un pas

CH2



50ms

Ils'agit d'un système surdéterminé qui se met sous la forme matricielle:

$$[A][X] = [B]$$

Avec:

[A] : matrice des coefficients

[B] : vecteur deuxième membre issu des N-1 équations

[X] : vecteur des paramètres inconnues

Le système possède plus d'équation que d'inconnue. Il apparaît dans des cas expérimentales ou de calculs, où sont générés plus de résultats que cela ne serait nécessaire si certaines précisions seraient atteintes. [5]

On définit le vecteur résidu $[R] = [B] - [A][X]$, vecteur des écarts entre les valeurs issues de la mesure et les valeurs obtenues par le système d'équations.

[R] ne peut-être réduit à zéro, cependant, il peut-être minimisé on choisissons le vecteur [X] convenablement.

- solution des moindres carrés

Il s'agit de trouver [X] rendant minimum la somme des carrés des composantes du vecteur résidu [R]

$$S = [R]^T [R] = \text{minimum}$$

$[R]^T$: transposée de la matrice [R]

$$S = \sum_{i=1}^{N-1} r_i^2 = ([A][X] - [B])^T ([A][X] - [B])$$

$\partial S / \partial X = 0$ cela revient à résoudre le système : [1]

$$[A]^T [A][X] = [A]^T [B]$$

Si la matrice carrée, $[A]^T [A]$ est régulière, la solution cherchée prend la forme :

$$[X] = ([A]^T [A])^{-1} [A]^T [B]$$

Pour les valeurs échantillonnées, nous construisons la matrice $[A]$, la résolution sur ordinateur donne :

$$\begin{aligned} r &= 22.85 \Omega \\ L_m &= 74.4 \text{ mH} \\ L_n &= 11.44 \text{ mH} \\ L_o &= 2.7 \text{ mH} \quad , \quad \psi_o = 0^\circ \\ L_p &= 2.1 \text{ mH} \quad , \quad \psi_p = -87.27^\circ \end{aligned}$$

$$\text{où : } L = L_m + L_n \cos 18\theta + L_o \cos(36\theta + \psi_o) + L_p \cos(54\theta + \psi_p)$$

Remarque :

La valeur de r calculée par la méthode des moindres carrés est très proche de la valeur mesurée à l'aide de l'ohmètre .

nous constatons que ces valeurs sont similaires à ceux trouvés par les deux autres méthodes (tables 1,3).

III- 3 DETERMINATION DES PARAMETRES MECANIQUE

les paramètres mécaniques sont assez difficiles à mesurer par des essais directs, on les détermine par la méthode des moindres carrés que nous avons exposée au paragraphe précédent, en utilisant les données échantillonnées au moment de la mesure des paramètres électriques, en appliquons le même principe .

soit :

$$J \frac{d\theta^2}{dt^2} + D \frac{dL_{aa}}{dt} = \frac{1}{2} \frac{dL_{aa}}{d\theta} I_a^2 (t) \quad (3-14)$$

l'équation qui décrit le mouvement du rotor lors d'une avance d'un pas

$$\text{où : } L_{aa} = L_m + L_n \cos 18\theta + L_o \cos(36\theta + \psi_o) + L_p \cos(54\theta + \psi_p)$$

Le couple de frottement sec est négligeable .

Partant des données discrètes de la position en fonction du temps, nous avons procédé à une dérivation approchée pour échantillonner la vitesse on utilisant une technique numérique classique parmi ces méthodes il ya deux :

La première consiste à remplacer une fonction donnée $f(x)$ sur un segment $[a, b]$ par une polynôme d'interpolation (polynôme de Taylor).

$$f(x) = P(x)$$

et on pose ensuite $P'(x) = f'(x)$

$$a \leq x \leq b$$

Il convient de noter que dans des cas cette technique est moins précise.

La difficulté fondamentale réside dans le fait que $f(x) - P(x)$ peut-être très petite alors que $f'(x) - P'(x)$ est très grande. [5]

Pour cela on recourt à une méthode pour l'approximation des dérivées qui utilise des polynômes d'ajustement des données, obtenues par la méthode des moindres carrés, elle est généralement plus satisfaisante et donne une estimation des dérivées nettement supérieures que celui trouvé par les polynômes d'interpolation [5].

Pour cinq points (x_i, y_i) où :

$$i = k-2, k-1, k+1, k+2$$

nous avons :

$$y'(x_k) - P'(x_k) = [-2y_{k-2} - y_{k-1} + y_{k+1} + 2y_{k+2}] / 10h$$

$$\text{avec : } h = x_{i+1} - x_i$$

$P(x)$ est la parabole à cinq points

On a appliqué cette méthode pour l'estimation de la vitesse du rotor en des données discrètes du temps et cela constitue une bonne approximation

Etant données les valeurs des courbes $I_a(t)$, $\theta(t)$, $d\theta/dt(t)$ en N points,

ainsi que $L_m, L_n, L_o, L_p, \psi_o, \psi_p$ déterminées préalablement, Nous allons intégrer chaque membre de l'équation mécanique en des intervalles de temps $[t_i, t_{i+1}]$

On a alors :

$$J \int_{t_i}^{t_{i+1}} \frac{d\theta^2}{dt^2} dt + D \int_{t_i}^{t_{i+1}} \frac{d\theta}{dt} = \frac{1}{2} \int_{t_i}^{t_{i+1}} \frac{dL_{aa}}{d\theta} I_a^2(t) dt$$

Le terme :

$$\frac{1}{2} \frac{dL_{aa}}{d\theta} I_a^2(t)$$

s'écrit :

$$\frac{1}{2} \frac{dL_{aa}}{d\theta} I_a^2 = -I_a^2(t) [9L_n \sin 18\theta + 18L_o \sin 36\theta + 27L_p \sin(54\theta + \psi_p)]$$

Posons :

$$f(t) = \frac{1}{2} \frac{dL_{aa}}{d\theta} I_a^2(t)$$

d'où :

$$\int_{t_i}^{t_{i+1}} \frac{1}{2} \frac{dL_{aa}}{d\theta} I_a^2(t) dt = \int_{t_i}^{t_{i+1}} f(t) dt$$

On appliquons la méthode des trapèzes pour approximer l'intégrale :

$$\int_{t_i}^{t_{i+1}} \frac{1}{2} \frac{dL_{aa}}{d\theta} I_a^2(t) dt$$

Nous aurons :

$$J \left[\frac{d\theta}{dt}(t_{i+1}) - \frac{d\theta}{dt}(t_i) \right] + D [\theta(t_{i+1}) - \theta(t_i)] = \frac{1}{2} (t_{i+1} - t_i) [f(t_{i+1}) + f(t_i)]$$

(3-15)

Ainsi on dispose de N-1 équations linéaires entre J et D, moment d'inertie et coefficient de frottement visqueux respectivement.

Il s'agit la aussi d'un système surdéterminé qui se met sous la forme :

$$[A][X] = [B]$$

La solution des moindres carrés est de la forme :

$$[X] = ([A]^T [A])^{-1} [A]^T [B]$$

ou $[X] = [J \ D]^T$

la résolution sur ordinateur donne les valeurs suivantes :

$$J = 17.40 \text{ Kg.m}^2 \cdot 10^{-6}$$

$$D = 55.57 \cdot 10^{-5} \text{ Kg.m}^2 / \text{sec}$$

On utilise les valeurs obtenues par la méthode de la réponse à un échelon.

Les paramètres mécaniques ainsi déterminés vont être utilisés lors de la simulation

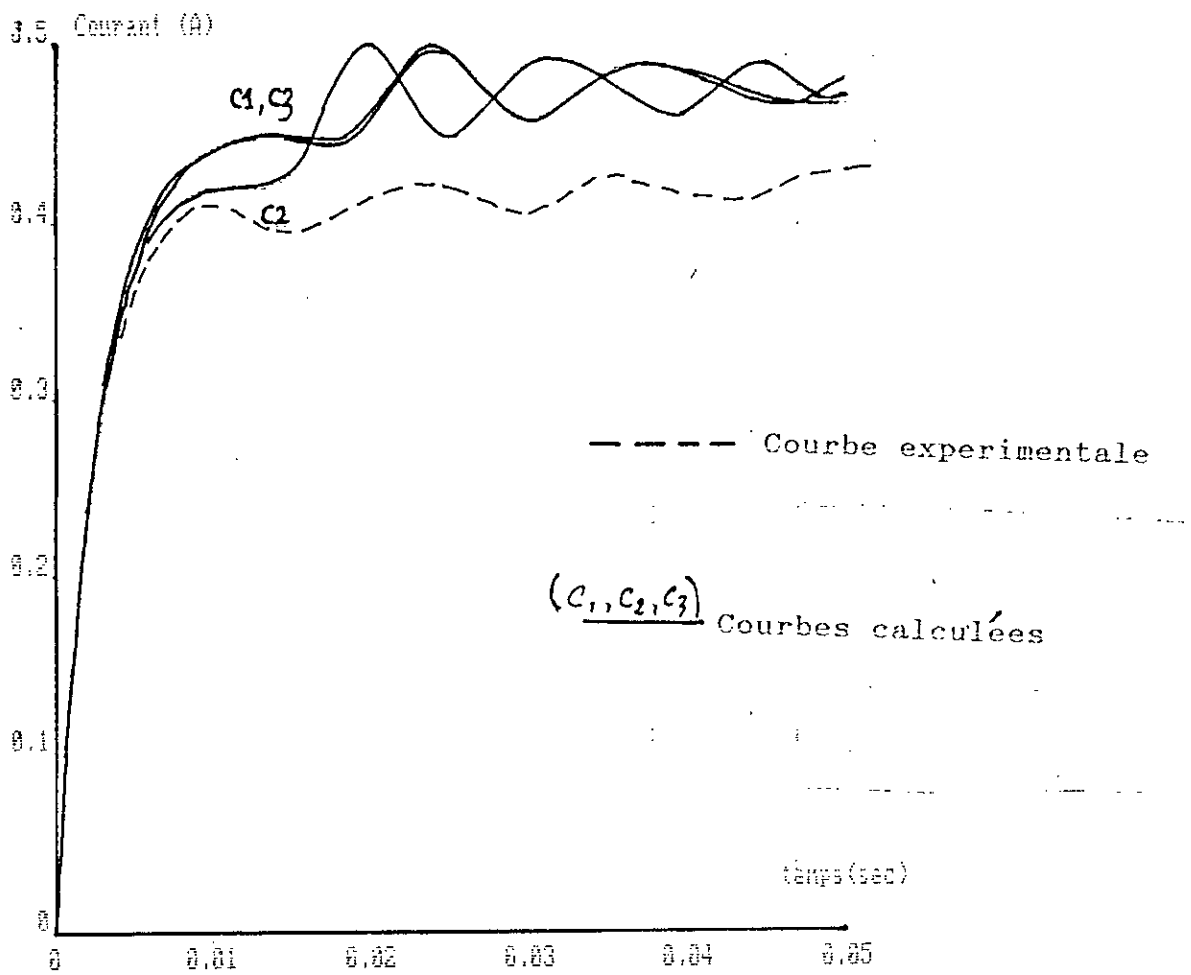


Fig 3-16 Courant dans une phase lors d'une avance d'un pas avec les courbes calculées

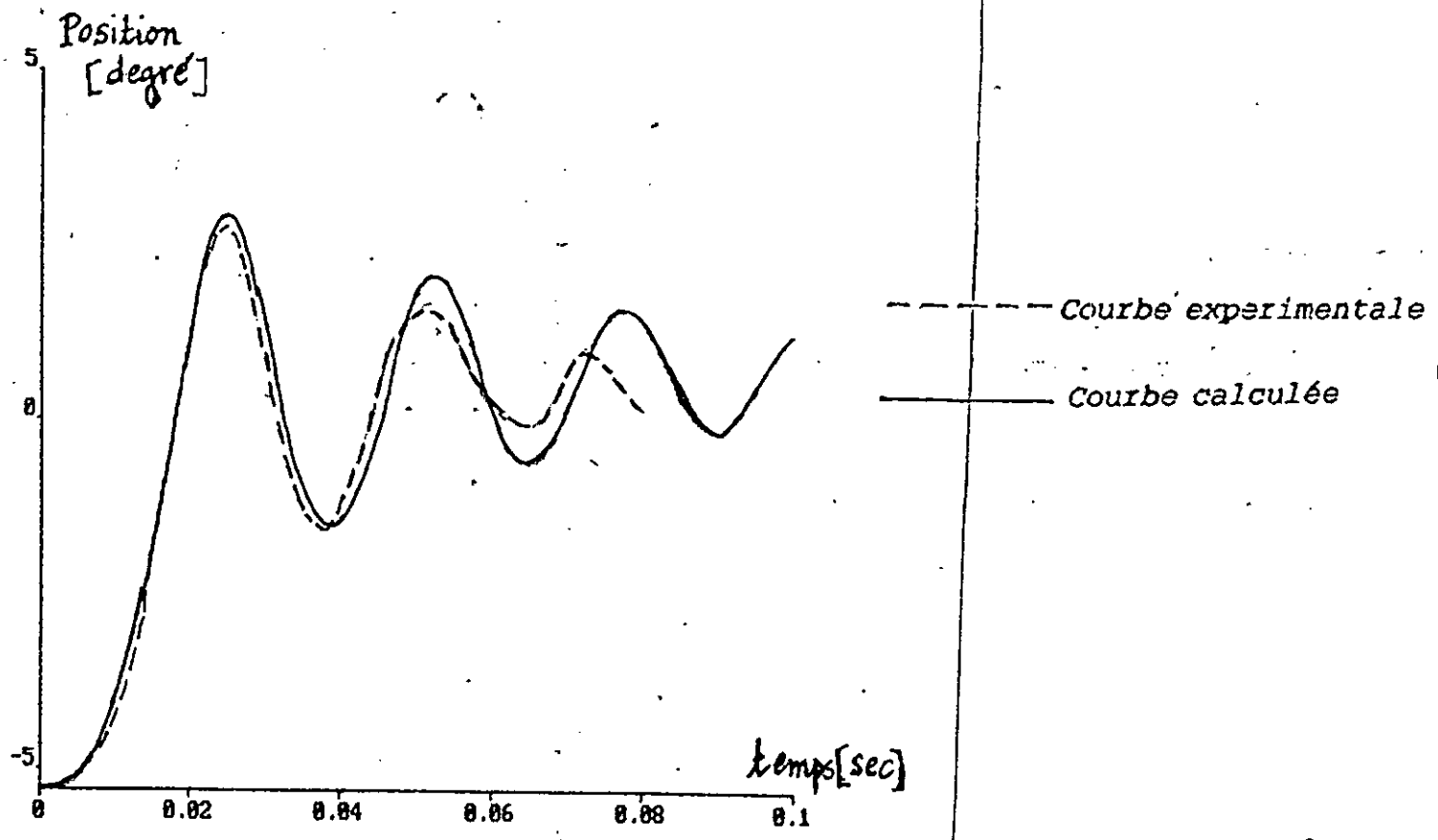


Fig 3-17 Position angulaire lors d'une avance d'un pas avec la courbe calculée

52

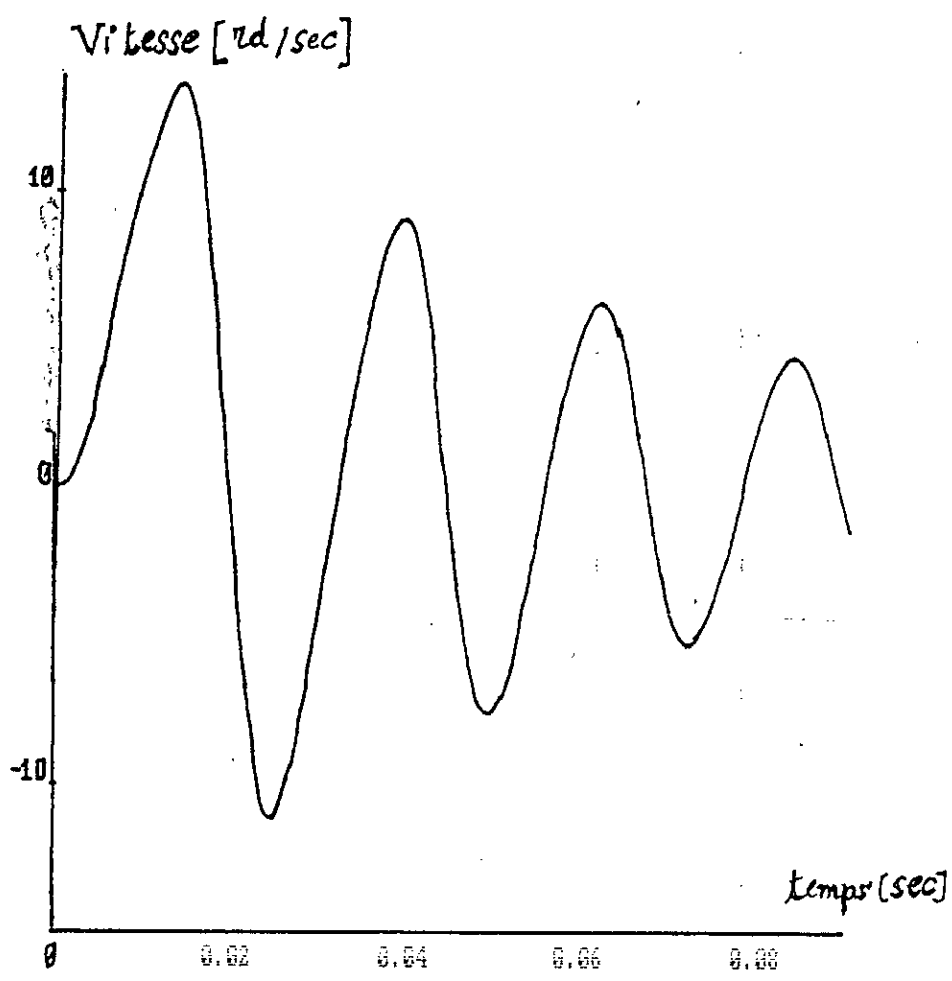


Fig3-18 vitesse du rotor lors d'une avance d'un pas (courbe simulée)

III-4 COMPARAISONS DES DIFFERENTES METHODES

dans ce chapitre nous avons appliqué trois méthodes d'identification des paramètres électriques et mécaniques du moteur. Pour la détermination des inductances propres et mutuelle, chaque méthode a des avantages et des inconvénients.

La méthode du courant alternatif est simple à mettre en oeuvre mais elle peut donner des résultats erronés lorsque les pertes par courant de Foucault deviennent très importantes car elles peuvent engendrer des erreurs dans la mesure des inductances, si on alimente une phase en courant alternatif, les courants rotoriques créés par phénomène d'induction électromagnétique, vont créer à leur tour des flux qui s'opposent à la variation du flux qui leur a donné naissance, ceux-ci vont s'ajouter au flux principal, le calcul des inductances devient erroné, en particulier dans le cas des moteurs présentant des bobinages au niveau du rotor.

La méthode de la réponse à un échelon met le moteur dans ces conditions de fonctionnement normal et nous permet de connaître le sens du flux contrairement à la méthode du courant alternatif.

Bien que son application est assez pénible, elle permet un calcul précis des inductances propres et mutuelles.

Si nous alimentons le moteur sans trop le saturer, nous constatons que ces deux méthodes donnent des résultats similaires et satisfaisants.

nous pouvons conclure que dans notre cas, l'utilisation de l'une ou l'autre méthode est pareille et que les courants de Foucault n'interviennent que très peu.

La méthode de la réponse à un échelon devient indispensable dans le cas des moteurs synchrones et asynchrones.

Néanmoins ces deux méthodes ont un inconvénient majeur pour les gros moteurs, car il faut un couple suffisamment grand pour fixer avec précision le rotor.

La méthode des moindres carrées est applicable en même temps que l'identification des paramètres mécaniques, son utilisation est limitée dans le cas où la différence entre la constante de temps mécanique et électrique est importante, mais elle reste comme même intéressante et s'applique à n'importe quel type de moteur et quel que soit sa taille par simple enregistrement du courant et de la position.

III-5 VERIFICATION DES RESULTATS DE MESURES PAR SIMULATION

Par simulation numerique nous etendons la resolution par ordinateur des equations differentielles qui décrivent le comportement dynamique du moteur .Son but est de vérifier les paramètres identifiés, la résistance ,l'inductance propre de chaque phase, ainsi que les paramètres mécaniques à savoir : le moment d'inertie et le coefficient d'amortissement visqueux .

Si l'identification est correcte, la simulation numerique doit donner des courbes d'évolution de courant et de position angulaire analogues à celles enregistrées, donc nous avons utilisé la simulation comme complement aux essais experimentaux.

Prenons le même modèle que celui utilisé pour l'identification des paramètres mécaniques :

On applique une tension V a une phase le circuit des autres phases etant ouvert, et le rotor partant d'une position initiale θ_0 avec une vitesse nulle vers une position stable la plus proche afin que la reluctance soit minimale.

Nous avons deux equations:

$$V = r I_a + \frac{\partial}{\partial t} (L_{aa}(\theta) I_a(t)) \quad (3-16)$$

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} + D \frac{d\theta}{dt} - \frac{1}{2} \frac{dL_{aa}}{d\theta} I_a^2(t)$$

Si nous prenons comme variable d'etat la position angulaire le courant et la vitesse on pose:

$$x = I_a$$

$$y = \theta$$

$$z = d\theta/dt$$

On a alors:

$$\frac{dX}{dt} = \frac{V - rX + XZ [18L_n \sin 18Y + 36L_o \sin (36Y + \psi_o) + 54L_p \sin (54Y + \psi_p)]}{L_m + L_n \cos 18Y + L_o \cos (36Y + \psi_o) + L_p \cos (54Y + \psi_p)}$$

$$\frac{dy}{dt} = z$$

(3-17)

$$\frac{dz}{dt} = \frac{-DZ - [9L_n \sin 18Y + 18L_o \sin (36Y + \psi_o) + 27L_p \sin (54Y + \psi_p)]}{J}$$

avec:

$$x(0) = 0$$

$$y(0) = y_0$$

$$z(0) = 0$$

Le pas d'intégration détermine la précision du calcul il doit être inférieur à la plus petite constante de temps, la période d'oscillation est d'environ 20ms la constante de temps électrique est comprise entre 1 et 4ms ceci nous conduit à choisir un pas d'intégration de 0.1ms la résolution de ce système d'équations non linéaire se fait à l'aide de la méthode de Runge-Kutta.

Les figures 3-16 et 3-17 montrent les courbes simulées de la position et du courant, le moteur partant d'une position $\theta_0 = 5.3^\circ$ avec une vitesse initiale nulle avance d'un pas de 5° .

nous remarquons que les courbes simulées et calculées sont analogues ceci valide les résultats de mesure

CONCLUSION

Dans ce travail nous avons étudié l'identification du moteur pas à pas à réluctance variable.

Pour identifier une telle machine nous avons établis un modèle mathématique définissant les équations qui décrirons le comportement dynamique du M.R.V et nous avons constaté que cette modélisation est nécessaire pour la détermination des paramètres électriques aussi bien que les paramètres mécaniques de la M.R.V qui est le but principal de notre travail .

Nous avons exposé plusieurs méthodes d'identification , concernant la détermination de la matrice inductance et nous avons remarqué que l'utilisation de l'une ou l'autre méthode est identique du moins pour notre cas ,ce qui a été verifié.
Enfin une simulation numérique vient compléter notre travail expérimental ceci a pour but de valider nos résultats de mesure.

Une simulation du comportement dynamique du moteur complétera notre travail, ceci a besoin de connaitre la structure d'alimentation ,elle nous donne les courants dans les différentes phases ,la position et la vitesse en fonction du temps ,ceci permet d'évaluer les différents schémas d'alimentation du moteur sans faire des expérimentations;

BIBLIOGRAPHIE

- [1] - H. MIYAMOTO
MODELISATION ET COMMANDE OPTIMALE D UN
MOTEUR PAS A PAS PAR MICROPROCESSEUR
Thèse de doctorat ingénieur ENSEM - INPL , Nancy , mai 1979
- [2] - MERICHEDE , BNZAID
IDENTIFICATION D'UNE MACHINE SYNCHRONE
Projet de fin d'étude , 1983, E.N.P El harrach
- [3] - J. CHATELAIN
MACHINES ELECTRIQUES
Edition Georgi , Suisse 1983
- [4] - M. JUFFER
TRANSDUCTEURS ELECTROMAGNETIQUES
Edition presse polytechnique romande 1985
- [5] - F. SCHEID
ANALYSE NUMERIQUE
Edition Mc Graw - Hill , Paris 1986
- [6] - TAHI , ZEROUG
ETUDE DE LA MACHINE SYNCHRONE A ROTOR
MASSIF
Projet de fin d'étude , 1985, E.N.P El harrach
- [7] - H. SAHRAOUI
UNE ETUDE DE L'INFLUENCE DU MODE DE
COMMANDE ET DE LA STRUCTURE D'ALIMENTATION SUR LES
PERFORMANCES D'UN MOTEUR PAS A PAS A RELUCTANCE
VARIABLE
Thèse de magister, E.N.P El harrach, 1993.