

18/96

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE .
O P T I O N : ELECTROTECHNIQUE .

PROJET DE FIN D'ETUDES
POUR L'OBTENTION DU DIPLOME D'INGENIEUR D'ETAT EN ELECTROTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

SUJET

**INTRODUCTION A
L'IDENTIFICATION PARAMETRIQUE
DES MACHINES ASYNCHRONES**

Etudié par :

M^M : GUECHTOULI A H M E D
 HADOUCHE ABDERRAHMENE

Proposé et dirigé par :

D^F : O. TOUHAMI
D^F : R. IBTIOUEN

PROMOTION
JUN 1996

E.N.P. 10, Avenue Hassen Badi . EL-Harrach . ALGER

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE .
O P T I O N : ELECTROTECHNIQUE .

PROJET DE FIN D'ETUDES

POUR L'OBTENTION DU DIPLOME D'INGENIEUR D'ETAT EN ELECTROTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

SUJET

**INTRODUCTION A
L'IDENTIFICATION PARAMETRIQUE
DES MACHINES ASYNCHRONES**

Etudié par :

M^M : GUECHTOULI A H M E D
HADOUCHE ABDERRAHMENE

Proposé et dirigé par :

D^f : O. TOUHAMI
D^f : R. IBTIOUEN

PROMOTION
JUIN 1996

E.N.P. 10, Avenue Hassen Badi . EL-Harrach . ALGER

REMERCIEMENTS

- Nous contractons une dette intellectuelle envers nos promoteurs M^M O. TOUHAMI et R. IBTIOUEN. Nous leurs sommes profondément reconnaissants pour avoir accepté de nous initier à ce travail, ainsi que pour le suivi étroit et les conseils précieux qu'ils nous ont prodigué sans lassitude, en vue de mener à terme ce mémoire .
- L'occasion nous est offerte, de remercier M^E L.M. MAGHZI pour sa collaboration et ses aides permanentes lors des essais, ainsi que pour ses lucides idées.
- Nous profitons de l'occurrence pour exprimer notre profonde gratitude et nos sincères remerciements à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation .
- Nous tenons à remercier également toute l'équipe du Département Technique (Batimetal) et particulièrement M^E M. GUECHTOULI pour l'aide et les facilités offertes lors de la rédaction de ce mémoire.
- Enfin, que M^M les membres du jury trouvent ici l'expression de notre gratitude pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant de juger ce travail .

A toutes ces personnes : Merci .

DEDICACES



Je dédie le fruit de mes dix sept ans d'études à :

- Mes parents pour leurs dons précieux dont ils n'ont pas cessé d'offrir .
- Mes frères & soeurs pour leur soutien moral, leur gentillesse et leurs aides morales .
- Mes collègues durant toutes mes années d'études pour leurs collaborations et générosités .
- Tous ceux qui ont contribué à la réalisation de ce mémoire de près ou de loin.
- A la mémoire de tous ceux qui me sont chers et m'ont quitté .

A . GUECHTOULI

Je dédie ce modeste travail :

- A mes chers parents, auxquels je doit tout le respect et toute la reconnaissance pour leurs sacrifices et compréhension qui m'ont permis de surmonter tous les obstacles que j'ai rencontré tout au long de ma vie .
- A mes frères et soeurs .
- A toute ma famille .
- A tous mes amis .
- A tous ceux qui me sont chers .

AER . HADOUCHE

SOMMAIRE

	Page
• INTRODUCTION GENERALE	5
CHAPITRE I : MODELISATION DES MACHINES ASYNCHRONES	
I-1) Introduction	7
I-2) Hypothèses simplificatrices	7
I-3) Modèle mathématique de la machine asynchrone idéalisée	7
I-4) Application de la transformation de Park à la machine asynchrone	9
I-5) Modélisation de la machine asynchrone sous forme d'équations d'état ...	12
I-6) Application : Simulation du modèle de la machine en régime transitoire de démarrage	16
I-7) Conclusion	18
CHAPITRE II : IDENTIFICATION DES PARAMETRES ELECTRIQUES EN REGIME STATIQUE .	
II-1) Introduction	20
II-2) Qu'est qu'une identification en régime statique ?	20
II-3) Essais à effectuer	21
II-4) Analyse mathématique du fonctionnement statique de la machine	21
II-5) Remarques préliminaires	23
II-6) Procédure de résolution	24
II-7) Procédure d'identification	27
II-8) Application des méthodes et exploitation des résultats	31
II-9) Conclusion	38

CHAPITRE III : IDENTIFICATION PARAMETRIQUE EN REGIME DYNAMIQUE .

III-1) Introduction	39
III-2) Qu'est qu'une identification en régime dynamique ?	39
III-3) Modélisation - Equation d'état	40
III-4) Essai à effectuer	42
III-5) Résolution discrète du modèle d'état par la méthode de R.K.4	43
III-6) Procédure d'identification	43
III-7) Résultats d'identification	47
III-8) Conclusion	51

CHAPITRE VI : ESTIMATION LINEAIRE DES PARAMETRES ELECTRIQUES DE LA MACHINE ASYNCHRONE .

VI-1) Introduction	53
IV-2) Modèle proposé de la machine asynchrone	53
IV-3) Modèle linéaire de la machine asynchrone pour l'estimation des paramètres	56
IV-4) Estimation des paramètres de la machine par l'algorithme des moindres carrés récursifs avec facteur d'oubli	62
IV-5) Etude par simulation de l'algorithme des moindres carrés récursifs avec facteur d'oubli appliqué au modèle linéaire	64
IV-6) Conclusion	65

• **CONCLUSION GENERALE** 66

• **ANNEXES :**

1. Annexe I : Essais classiques de détermination des
paramètres électriques de la machine asynchrone 68
2. Annexe II : Détermination de paramètres mécaniques 74

• **BIBLIOGRAPHIE**..... 76

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE:

Dès le début de ce mémoire d'introduction à l'identification paramétrique des machines à induction triphasées, il nous semble nécessaire d'en préciser l'objet.

La machine asynchrone trouve une plage d'utilisation très vaste dans l'industrie moderne grâce à ses avantages (robustesse, prix peu élevé, pas de problèmes de collecteur, disponibilité dans le marché). De nombreuses études sur ce type de machine parmi lesquelles l'identification de ses paramètres occupe une place importante pour son contrôle sont entreprises.

Les méthodes classiques d'identification paramétrique basées sur des essais classiques (essai à vide, essai à rotor bloqué, etc...) en faisant des hypothèses simplificatrices, conduisaient à des paramètres peu précis et ne tenant pas compte des conditions opératives de fonctionnement.

Toutes ces constatations ont conduit de nombreux chercheurs [1-1, 1-2] à se pencher sur le problème d'identification des machines asynchrones dont un grand nombre parmi eux font appel à l'utilisation des algorithmes d'optimisation non linéaire (du type Newton, Levenberg-Marquardt, etc...). L'objet de notre travail est donc l'identification paramétrique d'une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné.

En premier lieu, nous avons procédé par une phase de modélisation de ce type de machine afin de pouvoir prévoir son comportement sous l'effet d'un stimulus connu. En première approximation, nous avons élaboré une modélisation dans le repère de Park suivant le choix des variables d'état.

Un deuxième chapitre sera consacré à l'étude d'une méthode d'identification en régime statique basée sur l'exploitation d'une courbe de décroissance du courant continu alimentant les circuits statoriques de la machine. Nous développons deux algorithmes d'optimisation non linéaire pour estimer les paramètres électriques de la machine.

Dans un troisième chapitre nous abordons une identification en régime dynamique afin de tenir compte d'autres considérations omises par l'estimation statique précédente en traitant la dynamique des courants statoriques lors d'un essai de démarrage à vide de la machine. Les paramètres de la machine sont aussi les résultats d'une optimisation non linéaire mais plus proche des conditions opératives de travail quotidien que ceux obtenus par la méthode statique.

Un quatrième chapitre est consacré à la conception d'une méthodologie d'estimation linéaire des paramètres électriques de la machine, par la méthode des moindres carrés récursifs, optimisant deux grandeurs mesurables qui sont le courant et la tension statorique .

Enfin, Notre travail ne constitue, en effet, qu'une conception simplifiée d'une identification paramétrique des machines asynchrones. Même en ayant limité le sujet traité, nous n'avons pas la prétention d'avoir abordé tous les aspects. Nous avons seulement voulu développer une introduction à l'étude approfondie d'identification des machines à induction.

CHAPITRE I

MODELISATION DES MACHINES ASYNCHRONES

I-1 INTRODUCTION

La modélisation des machines asynchrones ne représente pas un nouvel aspect dans le domaine de l'électrotechnique de sorte qu'elle est effectuée par plusieurs méthodes selon la littérature disponible.

Une de ces méthodes considérée comme la mieux adaptée, surtout avec le problème d'identification, est la modélisation dans l'espace d'état, où l'utilisation des formes matricielles est une évidence. Cette procédure permet en outre le calcul des performances de la machine à l'aide d'une formulation complexe (en régime permanent) ou à l'aide d'une formulation opérationnelle (en régime transitoire).

Dans ce chapitre nous modélisons la machine asynchrone dont on considère le stator et le rotor triphasés et ceci sous forme d'équations d'état afin de faciliter la phase d'identification selon les différents modes de fonctionnement (statique, dynamique).

Le primaire, qui est généralement le stator, est relié à la source d'alimentation en tension, tandis que le secondaire représente le rotor qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil.

I-2 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

La modélisation [2-9] des machines asynchrones est élaborée en adoptant les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Les résistances des enroulements ne varient que très peu avec la température .
- L'effet de peau est négligé.
- L'entrefer est supposé lisse .
- La saturation du circuit magnétique, les courants de Foucault et le phénomène d'hystérésis sont négligeables.
- La force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale .

I-3 MODELE MATHEMATIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE IDEALISEE

Le modèle d'une machine asynchrone, sous les hypothèses sus-citées, peut s'écrire à l'aide de la formulation matricielle suivante :

$$[V_s] = R_s \cdot [i_s] + d/dt \cdot [\Phi_s] \quad (I-1)$$

$$[V_r] = R_r \cdot [i_r] + d/dt [\Phi_r] \quad (I-2)$$

avec :

$[V_s] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^t$: La tension appliquée aux phases statoriques

$[i_s] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^t$: Le courant traversant les phases statoriques

$[\Phi_s] = [\Phi_{as} \ \Phi_{bs} \ \Phi_{cs}]^t$: Le flux total traversant les phases statoriques

R_s : La résistance d'une phase statorique .

Pour le rotor ,il s'agit des mêmes significations physiques ,seulement l'indice (s) est remplacé par l'indice (r).

Les inductances propres et mutuelles entre enroulements d'une même armature sont constantes et égales (d'après les hypothèses adaptées). Notons alors:

l_s, M_s : Les inductances propre et mutuelle au stator .

l_r, M_r : Les inductances propre et mutuelle au rotor .

Soit θ l'écart angulaire ,compté dans le sens de rotation entre les phases d'indice A du rotor et du stator .Désignons par M_{sr} la mutuelle entre une phase du stator et une autre du rotor et par M sa valeur lorsque leurs axes coïncident .

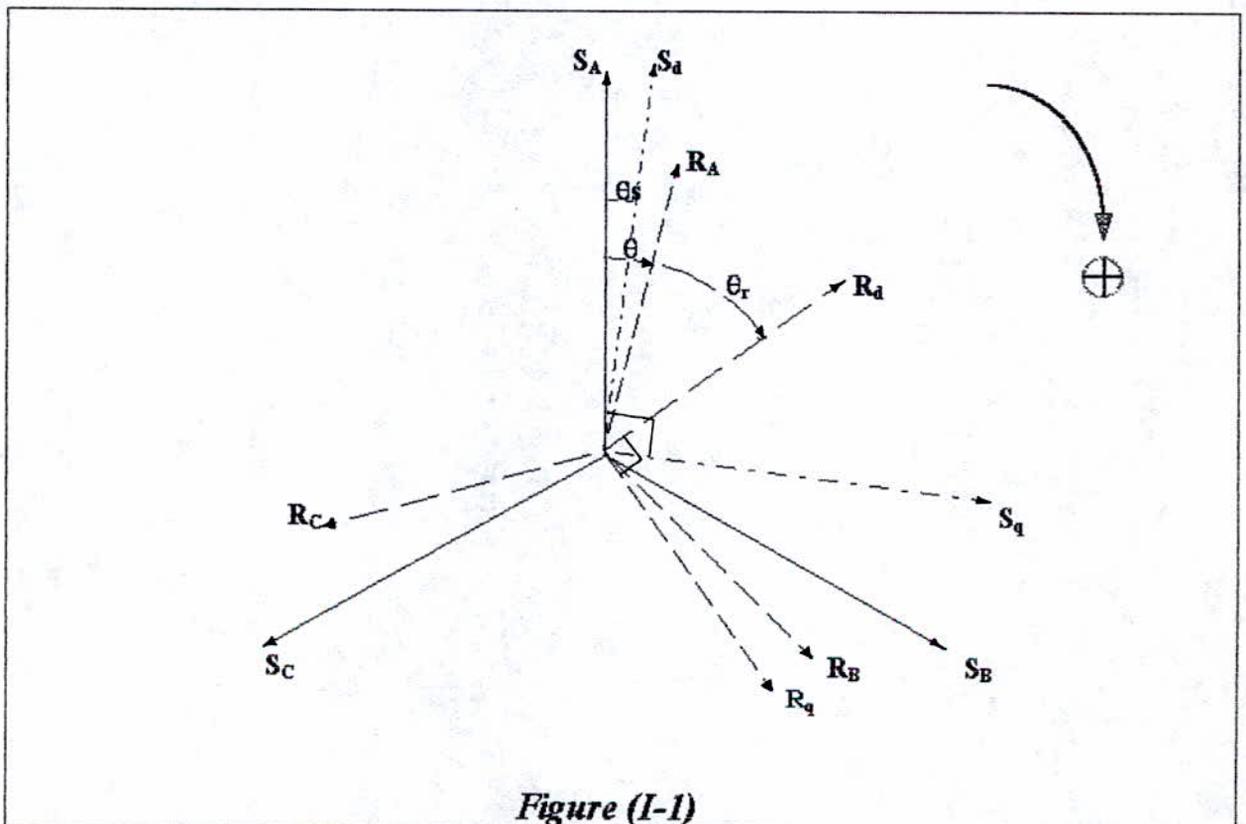


Figure (I-1)

Les expressions des flux totaux sont données par la formulation matricielle suivante :

$$[\Phi_s] = [L_s] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r] \quad (I-3)$$

$$[\Phi_r] = [L_r] \cdot [i_r] + [M_{rs}] \cdot [i_s] \quad (I-4)$$

avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos\theta & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos\theta \end{bmatrix}$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^t$$

Les équations (I-1) et (I-2) s'écrivent donc :

$$[V_s] = R_s \cdot [i_s] + d/dt. \{ [L_s] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r] \} \quad (I-5)$$

$$[V_r] = R_r \cdot [i_r] + d/dt. \{ [L_r] \cdot [i_r] + [M_{rs}] \cdot [i_s] \} \quad (I-6)$$

I-4 APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK A LA MACHINE ASYNCHRONE

Au lieu de considérer les trois phases d'axes fixes (S_A, S_B, S_C) [fig. I-1] du stator et (R_A, R_B, R_C) du rotor, on transforme les enroulements statoriques et rotoriques en deux enroulements orthogonaux équivalents : (S_d et S_q) tournant à la vitesse $\omega_s = d\theta_s/dt$ pour le stator et (R_d et R_q) tournant à la vitesse $\omega_r = d\theta_r/dt$ pour le rotor dont la vitesse est $\omega = d\theta/dt$.

Désignons par $[A_s]$ la matrice de transformation modifiée de Park d'angle θ_s appliquée aux grandeurs statoriques et par $[A_r]$ celle d'angle θ_r appliquée aux grandeurs rotoriques, tel que :

$$[A_i] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \theta_i & -\sin \theta_i \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_i - 2\pi/3) & -\sin(\theta_i - 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_i - 4\pi/3) & -\sin(\theta_i - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad i = \underline{s} \text{ ou } \underline{r}$$

Il est à noter que $[A_i]^{-1} = [A_i]^t$. En effectuant le changement de variables suivant:

$$\begin{aligned} [V_s] &= [A_s] \cdot [V_{cs}] & [i_s] &= [A_s] \cdot [i_{cs}] \\ [V_r] &= [A_r] \cdot [V_{cr}] & [i_r] &= [A_r] \cdot [i_{cr}] \end{aligned}$$

avec :

$$\begin{aligned} [i_{cs}] &= [i_{os} \quad i_{ds} \quad i_{qs}]^t \\ [V_{cs}] &= [V_{os} \quad V_{ds} \quad V_{qs}]^t \\ [V_{cr}] &= [V_{or} \quad V_{dr} \quad V_{qr}]^t \\ [i_{cr}] &= [i_{or} \quad i_{dr} \quad i_{qr}]^t \end{aligned}$$

Les équations (I-5) et (I-6) deviennent :

$$\begin{aligned} [V_{cs}] &= R_s [i_{cs}] + [A_s]^{-1} \frac{d}{dt} \{ [L_s] [A_s] [i_{cs}] + [M_{sr}] [A_r] [i_{cr}] \} \\ [V_{cr}] &= R_r [i_{cr}] + [A_r]^{-1} \frac{d}{dt} \{ [L_r] [A_r] [i_{cr}] + [M_{rs}] [A_s] [i_{cs}] \} \end{aligned}$$

En posant $\mu = \theta - \theta_s + \theta_r$ et en introduisant les inductances cycliques L_s et L_r propres du stator et du rotor, l'inductance mutuelle M stator-rotor et les inductances homopolaires L_{os} et L_{or} ainsi définies :

$$\begin{aligned} L_s &= l_s - M_s & L_r &= l_r - M_r & M &= \frac{3}{2} M \\ L_{or} &= l_r + 2M_r & L_{os} &= l_s + 2M_s \end{aligned}$$

le calcul des produits matriciels précédents donne :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 V_{os} = R_s \cdot i_{os} + L_{os} \frac{d}{dt} i_{os} \\
 V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + L_s \frac{d}{dt} i_{ds} - L_s \frac{d\theta_s}{dt} \cdot i_{qs} + M \left[-\left(\omega + \frac{d\theta_r}{dt} \right) \sin \mu i_{dr} \right. \\
 \quad \left. + \cos \mu \frac{d}{dt} i_{dr} \right] - M \left[\left(\omega + \frac{d\theta_r}{dt} \right) \cos \mu i_{qr} + \sin \mu \frac{d}{dt} i_{qr} \right] \\
 V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + L_s \frac{d}{dt} i_{qs} + L_s \frac{d\theta_s}{dt} \cdot i_{ds} + M \left[\left(\omega + \frac{d\theta_r}{dt} \right) \cos \mu i_{qr} \right. \\
 \quad \left. + \sin \mu \frac{d}{dt} i_{dr} \right] + M \left[-\left(\omega + \frac{d\theta_r}{dt} \right) \sin \mu i_{qr} + \cos \mu \frac{d}{dt} i_{qr} \right] \\
 V_{or} = R_r \cdot i_{or} + L_{or} \frac{d}{dt} i_{or} \\
 V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + L_r \frac{d}{dt} i_{dr} - L_r \frac{d\theta_r}{dt} \cdot i_{qr} + M \left[\left(\frac{d\theta_s}{dt} - \omega \right) \sin \mu i_{ds} \right. \\
 \quad \left. + \cos \mu \frac{d}{dt} i_{ds} \right] - M \left[\left(\frac{d\theta_s}{dt} - \omega \right) \cos \mu i_{qs} - \sin \mu \frac{d}{dt} i_{qs} \right] \\
 V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + L_r \frac{d}{dt} i_{qr} + L_r \frac{d\theta_r}{dt} \cdot i_{dr} + M \left[\left(\frac{d\theta_s}{dt} - \omega \right) \cos \mu i_{ds} \right. \\
 \quad \left. - \sin \mu \frac{d}{dt} i_{ds} \right] + M \left[\left(\frac{d\theta_s}{dt} - \omega \right) \sin \mu i_{qs} + \cos \mu \frac{d}{dt} i_{qs} \right]
 \end{array} \right.$$

Pour simplifier ce modèle, on adopte que (R_d, R_q) tourne à la même vitesse que (S_d, S_q) ; c'est à dire $\theta + \theta_r = \theta_s$ d'où $\mu = 0$. Souvent les composantes homopolaires $(V_{os}, V_{or}, i_{os}, i_{or})$ sont nulles (machine équilibrée) et le rotor d'une machine à induction est en court circuit ($V_r = 0$). Alors le système d'équations de la machine biphasée prend la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & -L_s \frac{d\theta_s}{dt} & M p & -M \left(\omega + \frac{d\theta_r}{dt} \right) \\ L_s \frac{d\theta_s}{dt} & R_s + L_s p & M \left(\omega + \frac{d\theta_r}{dt} \right) & M p \\ M p & -M \left(\frac{d\theta_s}{dt} - \omega \right) & R_r + L_r p & -L_r \frac{d\theta_r}{dt} \\ M \left(\frac{d\theta_s}{dt} - \omega \right) & M p & L_r \frac{d\theta_r}{dt} & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (I-7)$$

avec : $p = d/dt$

I-5 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE SOUS FORME D'EQUATIONS D'ETAT

I-5-1 COUPLAGE AVEC L'EQUATION MECANIQUE

L'équation évaluant le couple électromagnétique de la machine est la suivante :

$$\Gamma_e = [i_s]^t \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] [i_r] \} \quad (I-8)$$

L'introduction des transformations suscitées conduit à écrire :

$$\Gamma_e = M(i_{dr} i_{qs} - i_{qr} i_{ds}) \quad (I-9)$$

L'expression mécanique d'un mobile en rotation est :

$$J \frac{d}{dt} \Omega + D \Omega = \Gamma_e - \Gamma_r \quad (I-10)$$

avec :

J : moment d'inertie de la partie mécanique.

Ω : vitesse angulaire du rotor . ($\Omega = \omega/n$).

n : nombre de paires de pôles.

D : coefficient de frottements visqueux.

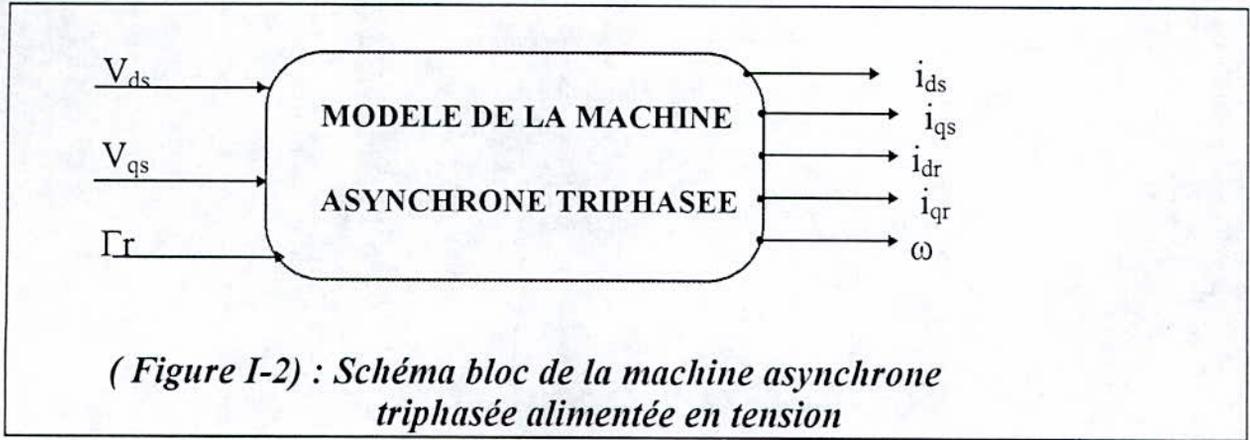
Γ_r : couple résistant (ou moteur) selon le type de fonctionnement de la machine

Finalement ,l'équation mécanique peut se mettre sous la forme :

$$J \frac{d}{dt} \omega + D \omega = n M (i_{dr} i_{qs} - i_{qr} i_{ds}) - n \Gamma_r \quad (I-11)$$

I-5-2 MODELE DYNAMIQUE DE LA MACHINE ALIMENTEE EN TENSION ,MIS SOUS LA FORME D'EQUATIONS D'ETAT

Dans un premier temps ,nous développons le modèle de la machine asynchrone alimentée par un système de tensions sinusoïdales d'amplitudes et de fréquence données. Le vecteur $[V_{ds} \ V_{qs} \ \Gamma_r]^t$ forment les variables de commande. Le vecteur $[i_{ds} \ i_{qs} \ i_{dr} \ i_{qr} \ \omega]^t$ est celui des variables de sortie.



Le modèle complet de la machine est obtenu en regroupant l'équation mécanique avec le système d'équations (I-7) comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ \Gamma_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & -L_s \frac{d\theta_s}{dt} & M p & -M(\omega + \frac{d\theta_r}{dt}) & 0 \\ L_s \frac{d\theta_s}{dt} & R_s + L_s p & M(\omega + \frac{d\theta_r}{dt}) & M p & 0 \\ M p & M(\omega + \frac{d\theta_s}{dt}) & R_r + L_r p & -L_r \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \\ -M(\omega - \frac{d\theta_s}{dt}) & M p & -L_r \frac{d\theta_r}{dt} & R_r + L_r p & 0 \\ -M i_{qr} & M i_{dr} & 0 & 0 & \frac{-D}{n} - \frac{J}{n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ \omega \end{bmatrix} \quad (I-12)$$

En considérant les vecteurs :

$$[\mathbf{U}_c] = [V_{ds} \quad V_{qs} \quad 0 \quad 0]^t \quad (I-13)$$

$$[\mathbf{I}_c] = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad i_{dr} \quad i_{qr}]^t \quad (I-14)$$

$$[\mathbf{G}] = [-M i_{qr} \quad M i_{dr} \quad 0 \quad 0]^t \quad (I-15)$$

et les matrices suivantes :

$$[\mathbf{R}_c] = \begin{bmatrix} R_s & -L_s \frac{d\theta_s}{dt} & 0 & -M \frac{d\theta_s}{dt} \\ L_s \frac{d\theta_s}{dt} & R_s & M \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \\ 0 & -M(\frac{d\theta_s}{dt} - \omega) & R_r & -L_r(\frac{d\theta_s}{dt} - \omega) \\ M(\frac{d\theta_s}{dt} - \omega) & 0 & L_r(\frac{d\theta_s}{dt} - \omega) & R_r \end{bmatrix} \quad (I-16)$$

$$[L_c] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad (I-17)$$

Le système (I-12) s'écrira comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_c \\ \Gamma_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_c & 0 \\ G & -D/n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_c \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_c & 0 \\ 0 & -J/n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} dI_c / dt \\ d\omega / dt \end{bmatrix} \quad (I-18)$$

Le vecteur $[I_c \ \omega]^t$ contient les variables d'état du système, tandis que le vecteur $[U_c \ \Gamma_r]^t$ représente à la fois les entrées de commande et les perturbations. La forme finale du modèle de la machine est donc :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_c \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_c^{-1} & 0 \\ 0 & -n/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -R_c & 0 \\ -G & D/n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_c \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_c^{-1} & 0 \\ 0 & -n/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_c \\ \Gamma_r \end{bmatrix} \quad (I-19)$$

Ces équations sont mises sous la forme d'état : $\frac{d}{dt} X = A X + B U$. En inversant la matrice $[L_c]$ et en effectuant les multiplications matricielles nous obtenons:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \dot{i}_{ds} \\ \dot{i}_{qs} \\ \dot{i}_{dr} \\ \dot{i}_{qr} \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/\sigma T_s & \frac{d\theta_s}{dt} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega & \frac{M}{\sigma Tr L_s} & \frac{M}{\sigma L_s} \omega & 0 \\ -\frac{d\theta_s}{dt} - \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega & -1/\sigma T_s & \frac{M}{\sigma L_s} \omega & \frac{M}{\sigma Tr L_s} & 0 \\ \frac{M}{\sigma Tr L_s} & -\frac{M}{\sigma L_r} \omega & -1/\sigma Tr & \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{\omega}{\sigma} & 0 \\ \frac{\sigma Tr L_r}{M} & \frac{M}{\sigma Tr L_r} & -\frac{d\theta_s}{dt} + \frac{\omega}{\sigma} & -1/\sigma Tr & 0 \\ -\frac{n}{J} M i_{qr} & \frac{n}{J} M i_{dr} & 0 & 0 & -\frac{D}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{ds} \\ \dot{i}_{qs} \\ \dot{i}_{dr} \\ \dot{i}_{qr} \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/\sigma L_s & 0 & 0 \\ 0 & 1/\sigma L_s & 0 \\ -M & 0 & 0 \\ \sigma L_s L_r & 0 & 0 \\ 0 & -M & 0 \\ 0 & \sigma L_s L_r & -n/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ \Gamma_r \end{bmatrix} \quad (I-20)$$

avec :

$$T_s = L_s / R_s$$

$$T_r = L_r / R_r$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} : \text{coefficient de dispersion de Blondel .}$$

$$V_{ds} = \sqrt{3} V_{eff} \sin (2\pi f t + \alpha - \theta_s)$$

$$V_{qs} = -\sqrt{3} V_{eff} \cos (2\pi f t + \alpha - \theta_s)$$

f : fréquence du réseau d'alimentation .

α : déphasage (V_s, I_s) .

Parmi toutes les solutions satisfaisant le système d'équations (I-20), trois sont particulièrement intéressantes selon le choix du système d'axe de référence. Ce choix est une fonction directe de θ_s . En résumé nous avons :

• 1^{ère} solution : Axe de référence fixe par rapport au stator .
 $\theta_s = 0 \quad \Rightarrow \quad d\theta_s/dt = 0$

• 2^{ème} solution : Axe de référence fixe par rapport au rotor .
 $\theta_s = \theta \quad \Rightarrow \quad d\theta_s/dt = \omega$

• 3^{ème} solution : Axe de référence tournant au synchronisme .
 $\theta_s = 2\pi f t \quad \Rightarrow \quad d\theta_s/dt = 2\pi f$

I-5-3 CHANGEMENT DE VARIABLES D'ETAT : INTRODUCTION DU VECTEUR FLUX

Cherchons l'équation ou les flux des différents enroulements sont pris comme variables . D'après l'équation (I-19) la dérivée du vecteur courant est donnée par :

$$\frac{d}{dt} [\mathbf{I}_c] = -[\mathbf{L}_c^{-1}] [\mathbf{R}_c] [\mathbf{I}_c] + [\mathbf{L}_c^{-1}] [\mathbf{U}_c] \quad (\text{I-21})$$

où :

$\mathbf{U}_c, \mathbf{I}_c, \mathbf{R}_c, \mathbf{L}_c$ sont définis par les expressions (I-13,14,16,17) .

$$\text{On sait que :} \quad [\Phi_c] = [\mathbf{L}_c] [\mathbf{I}_c] \quad (\text{I-22})$$

avec :

$$[\Phi_c] = [\Phi_{ds} \quad \Phi_{qs} \quad \Phi_{dr} \quad \Phi_{qr}]^t \quad (\text{I-23})$$

d'où :

$$[\mathbf{I}_c] = [\mathbf{L}_c]^{-1} [\Phi_c] \quad \text{et} \quad \frac{d}{dt} [\mathbf{I}_c] = [\mathbf{L}_c]^{-1} \frac{d}{dt} [\Phi_c]$$

En remplaçant $[\mathbf{I}_c]$ et $\frac{d}{dt} [\mathbf{I}_c]$ dans l'expression (I-21) l'équation d'état en flux s'écrira :

$$\frac{d}{dt} [\Phi_c] = -[\mathbf{R}_c] [\mathbf{L}_c^{-1}] [\Phi_c] + [\mathbf{U}_c] \quad (\text{I-24})$$

En effectuant le calcul intermédiaire de $[L_c^{-1}]$ et $[R_c][L_c^{-1}]$ le système développé, d'équations en flux, sera le suivant :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/\sigma T_s & \frac{d\theta_s}{dt} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{R_s}{M} & 0 \\ -\frac{d\theta_s}{dt} & -1/\sigma T_s & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{R_s}{M} \\ \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{R_r}{M} & 0 & -1/\sigma T_r & \frac{d\theta_s}{dt} - \omega \\ 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{R_r}{M} & -\frac{d\theta_s}{dt} + \omega & -1/\sigma T_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I-25)$$

La relation entre le courant et le flux est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{ds} \\ \dot{i}_{qs} \\ \dot{i}_{dr} \\ \dot{i}_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/\sigma L_s & 0 & -\frac{1-\sigma}{\sigma M} & 0 \\ 0 & 1/\sigma L_s & 0 & -\frac{1-\sigma}{\sigma M} \\ -\frac{1-\sigma}{\sigma M} & 0 & 1/\sigma L_r & 0 \\ 0 & -\frac{1-\sigma}{\sigma M} & 0 & 1/\sigma L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (I-26)$$

Il est noter que l'équation mécanique donnant la vitesse rotorique dans ce cas est toujours la même :

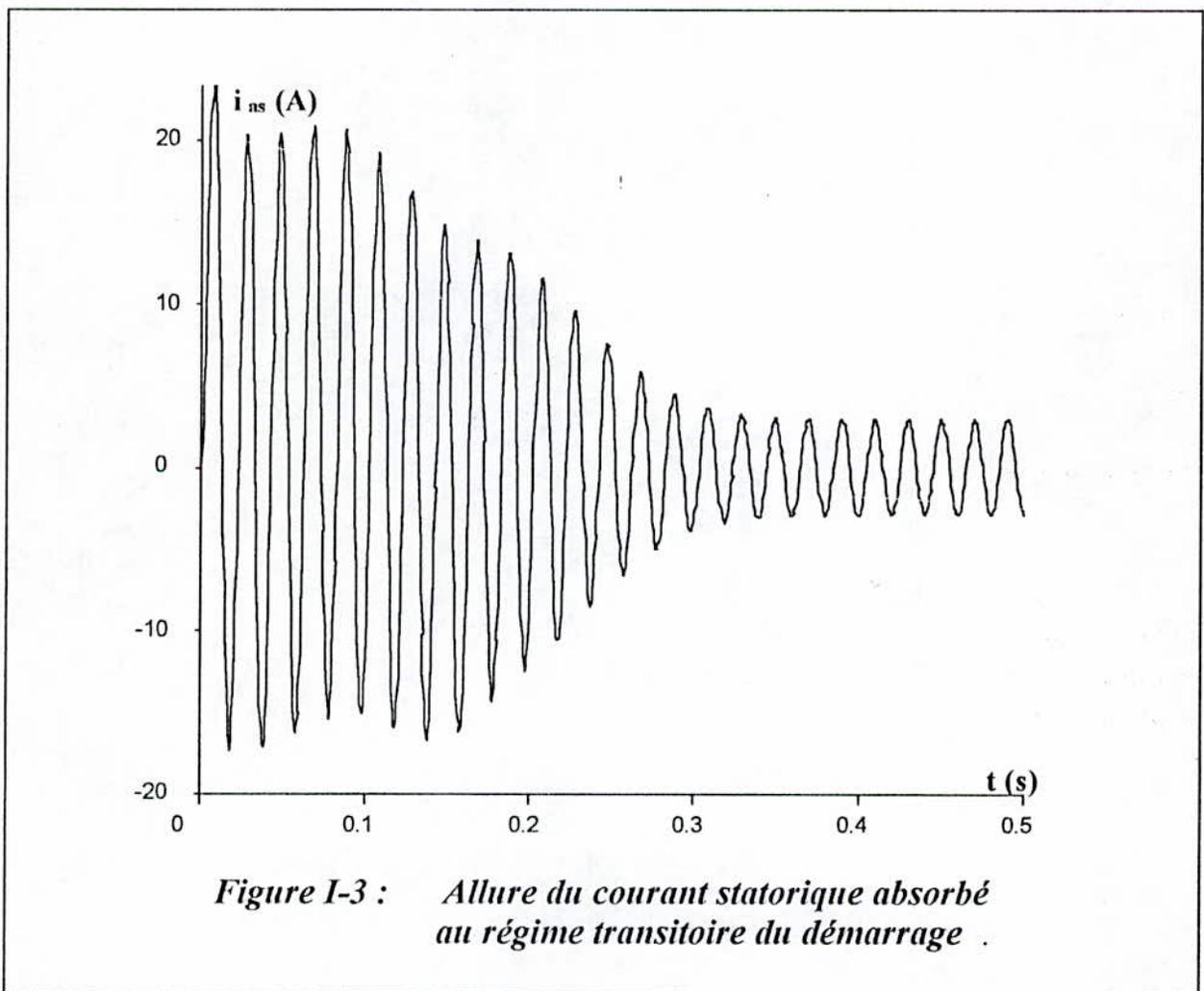
$$\frac{d}{dt} \omega = \frac{-D}{J} \omega + \frac{n M}{J} (i_{dr} i_{qs} - i_{qr} i_{ds}) - \frac{n}{J} \Gamma_r \quad (I-27)$$

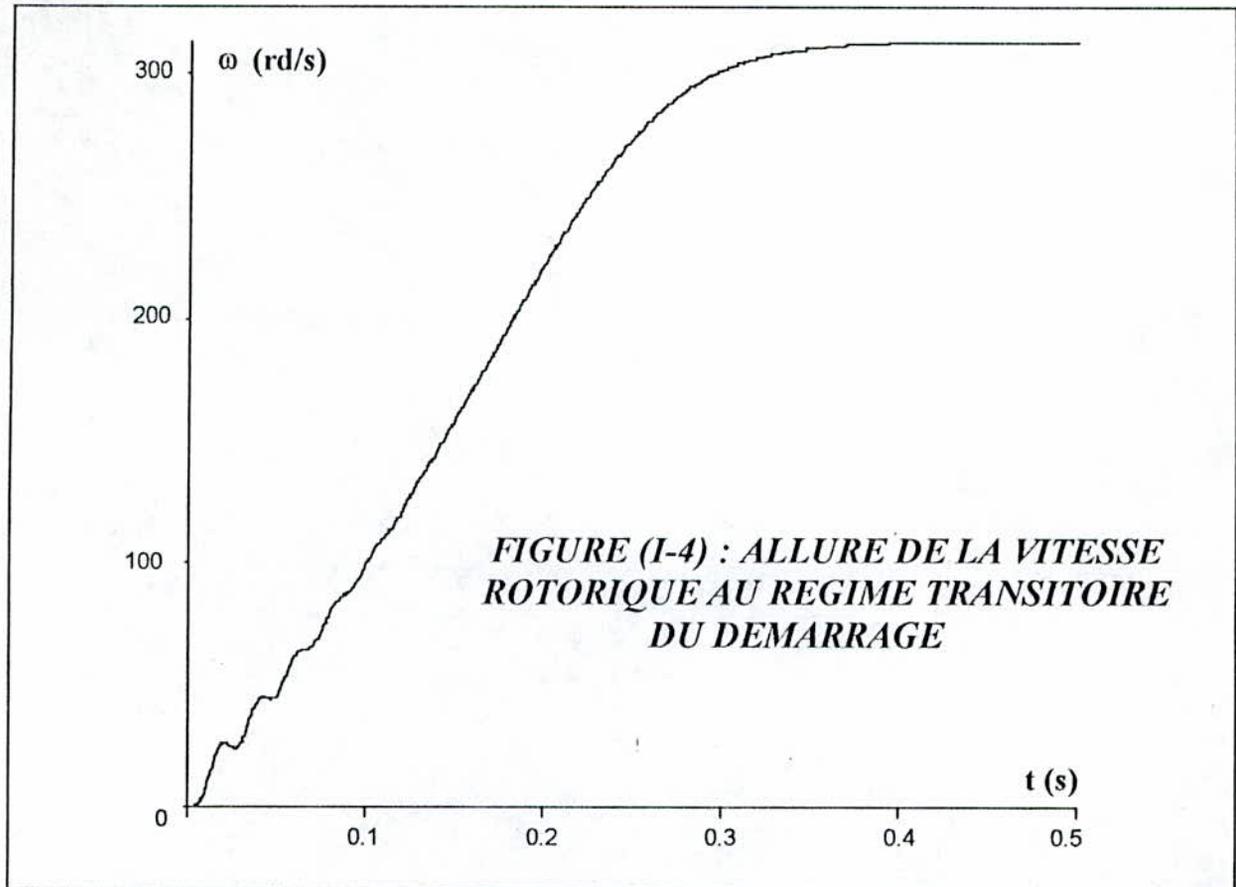
I-6 APPLICATION : SIMULATION DU MODELE AU DEMARRAGE DE LA MACHINE

En vue d'une application et d'une validation du modèle de la machine asynchrone triphasée proposé, nous simulons le système d'équations différentielles (I-20) en utilisant une intégration numérique par la méthode de Runge-Kutta d'ordre 4 (R.K.4). Lors du démarrage en moteur sous la pleine tension à vide, il est nécessaire d'initialiser à zéro toutes les variables d'état d'une part et de fixer la phase à l'origine d'une tension (V_{as} par exemple) d'autre part. Dans notre cas nous avons fixé une phase à l'origine nulle.

La simulation numérique du démarrage a permis de déterminer un vecteur de sortie constitué d'un courant d'enroulement (i_{as}) et de la vitesse rotorique (ω). Les caractéristiques de la machine utilisée sont celles données aux annexes 1 et 2 dont le couple résistant est nul (à vide).

On remarque une première pointe de courant de 23.35 A et une durée du régime transitoire de 0.3 seconde avec un courant en régime permanent de 3 A crête (fig. I-3). La caractéristique de la vitesse (fig. I-4) présente un certain nombre d'oscillations lors de son régime transitoire puis se stabilise à une valeur fixe correspondante au régime établi au bout de 0.3 secondes.





I-7 CONCLUSION

Ce chapitre est certainement le plus important. Il représente une étape de base nécessaire et inévitable lors de toute étude du processus de fonctionnement des machines. En effet, la modélisation que nous avons analysée ne conduit pas vers des réponses parfaites ; représenter le modèle réel, non linéaire, non stationnaire par une équation mathématique forcément limitée est un fait prétentieux. Il est donc nécessaire de bien saisir les limites de la démarche et la valeur relative de la modélisation.

Cependant, nous pouvons affirmer que le modèle de la machine développé sous la forme d'équation d'état est un simulateur mathématique capable, en premier lieu, de prédire le comportement de la machine et en deuxième lieu, de tester les algorithmes d'identification des paramètres qui seront traités ultérieurement.

Les résultats de simulation numérique au démarrage mettent en valeur la validité de la modélisation proposée . Il est à noter aussi que le choix du système d'axes de référence lors de la modélisation inclue son efficacité ,de sorte que dans le repère lié au synchronisme le vecteur d'entrée $(V_{ds} \ V_{sq})^t$ est constant et pour le modèle lié à un référentiel fixe par rapport au stator ,la valeur moyenne en régime permanent des tensions et des courants est nulle et le système différentiel (I-20) est plus simple ($\theta_s = 0$ ou $\theta_r = 0$).

CHAPITRE II

IDENTIFICATION DES PARAMETRES ELECTRIQUES EN REGIME STATIQUE

II-1 INTRODUCTION

Dans le premier chapitre, nous avons étudié diverses représentations mathématiques, ou modèles des machines asynchrones triphasées. Le problème maintenant est le suivant : Comment obtient-on ce modèle ? C'est ce qu'on appelle identification. On parlera donc de cette dernière lorsque le modèle est obtenu à partir de suites de mesures des entrées et des sorties (modèle expérimentale, modèle de représentation.).

En effet, l'aspect identification paramétrique des machines asynchrones a déjà été abordé par les procédés d'essais classiques (essai à vide, essai à rotor bloqué), mais malheureusement ils conduisent à des valeurs légèrement éloignées de celles caractérisant vraiment le fonctionnement de la machine. C'est pour cela qu'on a fait appel à des méthodes d'automatique, qui à partir de certaines réponses et en s'aidant des paramètres expérimentaux issus des essais, permettent d'avoir de bonnes approches des paramètres de la machine caractérisant le mieux possible les régimes de fonctionnement désirés.

En ce qui concerne notre identification en régime statique, nous avons appliqué une méthode déjà utilisée avec la machine synchrone dite technique de décroissance du courant continu. Cette méthode a permis de déterminer les paramètres électriques de la machine (constantes de temps, mutuelle, résistances, inductances) en l'associant à une source de tension continue.

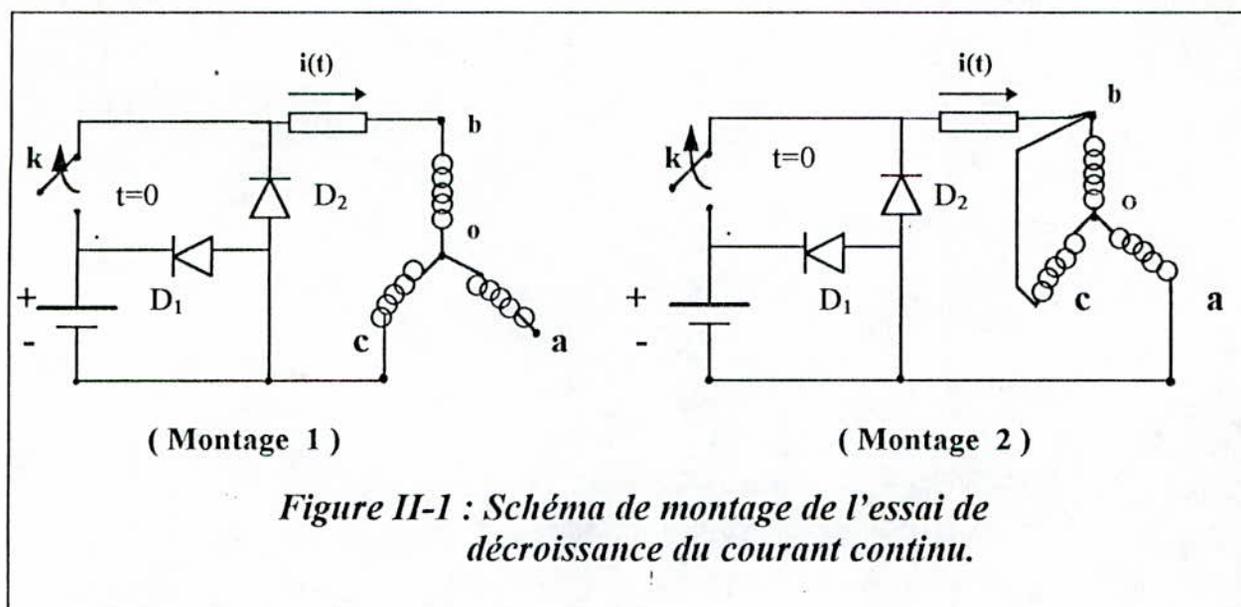
II-2 QU'EST QU'UNE IDENTIFICATION EN REGIME STATIQUE ?

Dans le but de l'identification de ces paramètres électriques, la machine asynchrone triphasée (à rotor bobiné) est alimentée par une source de tension continue.

Cette procédure consiste à déterminer expérimentalement la décroissance d'un courant continu alimentant les circuits statoriques ; le rotor de la machine étant à l'arrêt. Ensuite, comme toute méthode d'identification, elle mène à comparer ces mesures avec le modèle de la machine dans les mêmes conditions du régime statique et permet enfin d'en tirer, par optimisation de l'écart système-modèle les paramètres désirés de la machine [2-5].

II-3 ESSAI A EFFECTUER :

L'essai est effectué à l'aide de l'un des deux montages suivants :



Après le positionnement du rotor (à $\theta = \pi / 2$) et l'établissement du courant continu dans le circuit statorique de la machine, l'ouverture de l'interrupteur k à l'instant ($t=0$) provoque la décroissance de cette intensité selon une loi exponentielle.

Moyennant un oscilloscope numérique à mémoire et un microordinateur équipée d'une carte d'acquisition, on enregistre le signal du courant décroissant, en vue de l'échantillonner et de se servir des traitements de données. On doit relever aussi I_0 et V_0 au stator avant l'ouverture de l'interrupteur k .

II-4 ANALYSE MATHÉMATIQUE DU FONCTIONNEMENT STATIQUE DE LA MACHINE AVEC ROTOR A L'ARRÊT

L'expression analytique du courant statorique (i_s) sera établie en résolvant les équations déduites du système (I-20). Comme les grandeurs sont continues, et que le rotor est à l'arrêt alors $\frac{d\theta}{dt} = 0$ et $\omega = 0$. Les équations du fonctionnement sont donc les suivantes :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sigma T_s} & \frac{R_r}{\sigma} \sqrt{\frac{1-\sigma}{L_s L_r}} \\ \frac{R_s}{\sigma} \sqrt{\frac{1-\sigma}{L_s L_r}} & \frac{-1}{\sigma T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ -\frac{1}{\sigma} \sqrt{\frac{1-\sigma}{L_s L_r}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II-1})$$

Ce système est mis sous la forme d'équation d'état : $\frac{d}{dt} \mathbf{X} = \mathbf{A} \mathbf{X} + \mathbf{B} \mathbf{U}$ avec :

$$\mathbf{X} = [i_{ds} \quad i_{dr}]^t$$

$$\mathbf{U} = [V_{ds} \quad V_{qs}]^t$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sigma T_s} & \frac{R_r}{\sigma} \sqrt{\frac{1-\sigma}{L_s L_r}} \\ \frac{R_s}{\sigma} \sqrt{\frac{1-\sigma}{L_s L_r}} & \frac{-1}{\sigma T_r} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ -\frac{1}{\sigma} \sqrt{\frac{1-\sigma}{L_s L_r}} & 0 \end{bmatrix}$$

A $t=0$ on ouvre l'interrupteur k . Les conditions initiales sont alors :

$$i_{dr}(0) = 0 \quad i_{ds}(0) = I_0 \quad V_{ds} = V_{qs} = 0$$

L'équation d'état se réduit donc à : $\frac{d}{dt} \mathbf{X} = \mathbf{A} \mathbf{X}$ dont la solution est la suivante :

$$\mathbf{X}(t) = e^{\mathbf{A}t} \cdot \mathbf{X}(0) \quad (\text{II-2})$$

où : $e^{\mathbf{A}t}$ représente la matrice de transition de la forme d'état, tel que :

$$e^{\mathbf{A}t} = L^{-1} [(s \mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}] = L^{-1} \left(\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} s + \frac{1}{\sigma T_r} & \frac{R_r}{\sigma} \sqrt{\frac{1-\sigma}{L_s L_r}} \\ \frac{R_s}{\sigma} \sqrt{\frac{1-\sigma}{L_s L_r}} & s + \frac{1}{\sigma T_s} \end{bmatrix} \right)$$

avec :

$$\Delta = \left(s + \frac{1}{\sigma T_s} \right) \left(s + \frac{1}{\sigma T_r} \right) - \frac{1-\sigma}{\sigma^2 T_s T_r} = (s + A_2)(s + A_3)$$

et où :

$$A_2 = \frac{1}{2\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} + \sqrt{\left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right)^2 - \frac{4\sigma}{T_s T_r}} \right) \quad (\text{II-3})$$

$$A_3 = \frac{1}{2\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} - \sqrt{\left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right)^2 - \frac{4\sigma}{T_s T_r}} \right) \quad (\text{II-4})$$

$$\text{En posant : } A_1 = (A_2 - 1 / \sigma T_r) / (A_2 - A_3) \quad (\text{II-5})$$

on obtient les expressions des courants suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{ds}(t) = I_0 (A_1 e^{-A_2 t} + (1 - A_1) e^{-A_3 t}) \end{array} \right. \quad (\text{II-6})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{dr}(t) = I_0 \frac{R_s}{\sigma (A_3 - A_2)} \sqrt{\frac{1 - \sigma}{L_s L_r}} (e^{-A_2 t} - e^{-A_3 t}) \end{array} \right. \quad (\text{II-7})$$

II - 5 REMARQUES PRELIMINAIRES

1 - La résistance statorique R_s peut être déterminée à l'instant $t = 0$ de la façon suivante :

$$\bullet \text{ Au montage 1 : } R_s = V_0 / 2 I_0 \quad (\text{II-8})$$

$$\bullet \text{ Au montage 2 : } R_s = 2 V_0 / 3 I_0 \quad (\text{II-9})$$

2 - On admet l'hypothèse de base qui consiste à partager les réactances de fuite au stator et au rotor : $L_s = L_r$

3 - Dans ces deux conditions, c.à.d. avec la connaissance de R_s et l'égalité des inductances de fuite, le problème d'identification se réduit à estimer trois paramètres σ , T_s , T_r par le biais du courant i_{ds} qui n'est fonction que des coefficients A_1 , A_2 , A_3 liés directement à σ , T_s , T_r .

4 - La relation entre les courants i_{ds} , i_{qs} et le courant visualisé $i(t)$ d'après Park est la suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{ds}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} (i_a(t) \cos \theta + i_b(t) \cos(\theta - 2\pi/3) + i_c(t) \cos(\theta - 4\pi/3)) \\ i_{qs}(t) = -\sqrt{\frac{2}{3}} (i_a(t) \sin \theta + i_b(t) \sin(\theta - 2\pi/3) + i_c(t) \sin(\theta - 4\pi/3)) \end{array} \right. \quad (\text{II-10})$$

• Pour le montage 1 :

$$\begin{aligned} i_a(t) &= 0 \\ i_b(t) &= i(t) \\ i_c(t) &= -i(t) \end{aligned}$$

$$\text{d'où : } i_{ds}(t) = \sqrt{2} \sin \theta i(t)$$

• Pour le montage 2 :

$$\begin{aligned}i_a(t) &= i(t) \\i_b(t) &= -i(t) / 2 \\i_c(t) &= -i(t) / 2\end{aligned}$$

d'où :
$$i_{ds}(t) = 2 \sqrt{\frac{2}{3}} \cos \theta i(t)$$

5 - Dans notre test , on s'intéresse au montage 1 et on choisit $\theta = \pi/2$ comme position du rotor dans l'espace de la machine . Ainsi :

$$i_{ds}(t) = \sqrt{2} i(t) \quad (\text{II-11})$$

$i(t)$: étant le signal du courant visualisé .

II-6 PROCEDURE DE RESOLUTION [1-1]

Moyennant l'essai décrit au niveau de la section II -3), N observations à des instants échantillonnés t_i ($i=1, N$) seront relevées . On aura donc un fichier de mesures qui servira au traitement des données. Le problème revient donc à chercher un vecteur des paramètres (A_1, A_2, A_3) qui minimise la fonction objective (Critère coût) :

$$Z = \sum_{i=1}^N \left(\frac{i_{ds}^*(t_i) - i_{ds}(t_i)}{i_{ds}^*(t_i)} \right)^2 \quad (\text{II-12})$$

où: $i_{ds}^*(t_i)$: représente la valeur mesurée de i_{ds} à l'instant t_i .

$i_{ds}(t_i)$: représente la valeur calculée de i_{ds} à l'instant t_i à l'aide de l'équation (II-6)

Autrement dit, on cherche à définir le minimum de la fonction Z dans l'espace des paramètres (A_1, A_2, A_3). Une condition nécessaire pour que Z soit minimale dans l'espace de ces paramètres est:

$$\frac{\partial Z}{\partial A_k} = 0 \quad k = \overline{1,3} \quad (\text{II-13})$$

Ce qui peut s'écrire, d'après la relation (II-12) ainsi :

$$\frac{\partial}{\partial A_k} \sum_{i=1}^N \left(\frac{ids^*(ti) - ids(ti)}{ids^*(ti)} \right)^2 = 0 \quad k=1,3 \quad \text{(II-14)}$$

En permutant les opérations de sommation et de dérivation partielle, puis en dérivant on obtient :

$$-2 \sum_{i=1}^N \left(\frac{ids^*(ti) - ids(ti)}{ids^*(ti)} \right) \frac{\partial ids(ti)}{\partial A_j} = 0 \quad j=1,3 \quad \text{(II-15)}$$

avec :

$$\begin{cases} \frac{\partial ids}{\partial A_1} = I_0 (e^{-A_2 t} - e^{-A_3 t}) \\ \frac{\partial ids}{\partial A_2} = -I_0 A_1 t e^{-A_2 t} \\ \frac{\partial ids}{\partial A_3} = I_0 (A_1 - 1) t e^{-A_3 t} \end{cases} \quad \text{(II-16)}$$

L'optimisation conduit à avoir les valeurs des coefficients A_1 , A_2 et A_3 . Pour connaître les paramètres σ , T_s , T_r , le système d'équations (II-4,5,6) doit être résolu. C'est à dire qu'on résoud le système non linéaire suivant:

$$\begin{cases} \frac{A_2 - X_3 / X_1}{A_2 - A_3} - A_1 = 0 \\ \frac{X_2 + X_3 + \sqrt{(X_2 + X_3)^2 - 4 X_1 X_2 X_3}}{X_1} - 2 A_2 = 0 \\ \frac{X_2 + X_3 - \sqrt{(X_2 + X_3)^2 - 4 X_1 X_2 X_3}}{X_1} - 2 A_3 = 0 \end{cases} \quad \text{(II-17)}$$

avec :

$$\begin{cases} X_1 = \sigma \\ X_2 = 1/T_s \\ X_3 = 1/T_r \end{cases} \quad \text{(II-18)}$$

C'est un système non linéaire de trois équations à trois inconnues $G(X) = 0$. Pour le solutionner, on propose l'algorithme de Newton-Raphson suivant :

$$X^{(k+1)} = X^{(k)} - (Jac^{(k)})^{-1} G(X^{(k)}) \quad \text{(II-19)}$$

où :

$$\mathbf{X} = (X_1 \quad X_2 \quad X_3)^t$$

$\mathbf{G} = (g_1 \quad g_2 \quad g_3)^t$ représente le vecteur des équations à résoudre du système (II-17).

Jac : la matrice Jacobienne calculée comme suit : $\text{Jac}_{ij} = \frac{\partial g_i}{\partial X_j}$ $i=1,3$ $j=1,3$

et les éléments de cette matrice sont alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Jac}_{11} = 2 X_2 X_3 (X_2 - X_3) / [(X_2 + X_3)^2 - 4 X_1 X_2 X_3]^{3/2} \\ \text{Jac}_{12} = 2 X_3 (X_2 + X_3) (1 - X_1) / [(X_2 + X_3)^2 - 4 X_1 X_2 X_3]^{3/2} \\ \text{Jac}_{13} = 2 X_2 (X_2 + X_3) (X_1 - 1) / [(X_2 + X_3)^2 - 4 X_1 X_2 X_3]^{3/2} \\ \text{Jac}_{21} = [2 X_2 X_3 - (X_2 + X_3) (g_2 + 2A_2)] / [X_1 (X_1 (2 A_2 + g_2) - X_2 - X_3)] \\ \text{Jac}_{22} = [2 (A_2 - X_3) + g_2] / [X_1 (g_2 + 2A_2) - X_2 - X_3] \\ \text{Jac}_{23} = [2 (A_2 - X_2) + g_2] / [X_1 (g_2 + 2A_2) - X_2 - X_3] \\ \text{Jac}_{31} = [2 X_2 X_3 - (X_2 + X_3) (g_3 + 2A_3)] / [X_1 (X_1 (2 A_3 + g_3) - X_2 - X_3)] \\ \text{Jac}_{32} = [2 (A_3 - X_3) + g_3] / [X_1 (g_3 + 2A_3) - X_2 - X_3] \\ \text{Jac}_{33} = [2 (A_3 - X_2) + g_3] / [X_1 (g_3 + 2A_3) - X_2 - X_3] \end{array} \right. \quad (\text{II-20})$$

Finalement et après avoir calculé les X_i ($i=1,2,3$) les paramètres électriques de notre machine seront données par :

$$\left\{ \begin{array}{ll} T_s = 1 / X_2 & L_s = L_r = R_s / X_2 \\ T_r = 1 / X_3 & R_r = R_s X_3 / X_2 \\ \sigma = X_1 & M = \frac{R_s}{X_2} \sqrt{1 - X_1} \end{array} \right. \quad (\text{II-21})$$

R_s étant connue à $t=0$.

II-7 PROCEDURE D'IDENTIFICATION

Après avoir montré mathématiquement le comportement de la machine et choisi la structure du modèle, il faut donc déterminer les valeurs numériques des coefficients intervenant dans les équations. Pour juger des valeurs à leurs attribuer, on devra minimiser le critère d'écart système-modèle défini au niveau de la section II-6).

D'abord, nous enregistrons le signal du courant continu décroissant (i_{ds}) après l'ouverture de l'interrupteur k en relevant sa valeur initiale (I_0), ce qui permet d'avoir un fichier de mesures échantillonné. Pour traiter ces données, nous avons développé deux algorithmes d'identification. Chacun d'eux permet d'estimer les paramètres électriques de la machine en minimisant le critère proposé. Le premier reposant sur une méthode de type Newton utilise les dérivées premières du critère à optimiser (matrice gradient) ainsi que ses dérivées secondes (matrice de Hess). Le second est effectué par la méthode de Levenberg-Marquardt qui est remarquablement adaptée à ce genre de problème.

II- 7- 1 ALGORITHME ITERATIF DE NEWTON DES MOINDRES CARRÉS [2-3]

Soit un estimé \mathbf{A} proche du vecteur $\hat{\mathbf{A}}$ minimisant l'équation (II-12) et donnant Z . Les composantes du vecteur résidu \mathbf{R} défini par : $r_j = \hat{A}_j - A_j$ avec : $(j = \overline{1,3})$ sont faibles. Posons :

$$\begin{aligned} I_{ds}^* (t_i) &= y_i^* && \text{(valeurs mesurées)} \\ I_{ds} (t_i) &= y_i = f(t_i, \mathbf{A}) && \text{(valeurs calculées)} \end{aligned}$$

On cherche à ce que le modèle proposé $\mathbf{y} = \mathbf{f}(t, \mathbf{A})$ soit le plus proche de \mathbf{y}^* , c'est à dire :

$$\mathbf{y} = \mathbf{f}(t, \hat{\mathbf{A}}) = \mathbf{f}(t, \mathbf{A} + \mathbf{R}) \quad (\text{II-22})$$

Puisque f est continûment dérivable en terme des A_j , nous avons approximativement :

$$y_i = f(t_i, \mathbf{A}) + \sum_{j=1}^3 \frac{\partial f(t_i, \mathbf{A})}{\partial A_j} r_j \quad (i = \overline{1, N}) \quad (\text{II-23})$$

En introduisant dans cette équation la notion d'erreur : $e_i = y_i^* - y_i$, nous obtenons :

$$y_i - f(t_i, \mathbf{A}) - \sum_{j=1}^3 \frac{\partial f(t_i, \mathbf{A})}{\partial A_j} r_j = e_i \quad (i = \overline{1, N}) \quad (\text{II-24})$$

Par la suite, on résoud ce sous-problème linéaire par la méthode des moindres carrés qui estime le vecteur \mathbf{R} . Sachant que \mathbf{R} n'est qu'une estimation de l'erreur commise en approximant $\hat{\mathbf{A}}$ par \mathbf{A} on devrait obtenir un meilleur estimé de $\hat{\mathbf{A}}$ par : $\mathbf{A} = \mathbf{A} + \mathbf{R}$. Le procédé doit être répété jusqu'à ce que Z ne change que faiblement.

L'algorithme de cette méthode, dite de Newton modifiée pour les moindres carrés est donc le suivant :

1. Connaissant : Y^* , $F(t, A) = [f(t_1), f(t_2), \dots, f(t_n)]^t$, t et ε pour N mesures, on choisit comme initialisation un estimé $A^{(0)}$ de A d'après les essais classiques (essai à vide, essai à rotor calé ...).

2. Calcul des termes de la matrice H (produit $\nabla F^t \cdot \nabla F$) défini ainsi :

$$H_{kj} = \sum_{i=1}^N \frac{\partial f(t_i)}{\partial A_j} \frac{\partial f(t_i)}{\partial A_k} \frac{1}{y_i^{*2}} \quad (j, k = \overline{1,3}) \quad (\text{II-25})$$

3. Calcul des éléments de la matrice hessienne (notée HE) de la fonction F définie comme suit :

$$HE_{kj} = \sum_{i=1}^N \frac{\partial^2 f(t_i)}{\partial A_j \partial A_k} \frac{f(t_i) - y_i^*}{y_i^{*2}} \quad (j, k = \overline{1,3}) \quad (\text{II-26})$$

4. Calcul du vecteur B défini par :

$$B_k = \sum_{i=1}^N \frac{\partial f(t_i)}{\partial A_k} \frac{y_i^* - f(t_i)}{y_i^{*2}} \quad (k = \overline{1,3}) \quad (\text{II-27})$$

5. Résoudre le système linéaire des équations normales suivant :

$$\sum_{j=1}^3 (HE + H)_{kj} R_j = B_k \quad (k = \overline{1,3}) \quad (\text{II-28})$$

dont la solution est $R^{(k)}$.

6. Calcul de :

$$A^{(k)} = A^{(k-1)} + R^{(k)} \quad (\text{II-29})$$

$$e^{(k)} = y^* - F(t_i, A^{(k)}) \quad (\text{II-30})$$

$$Z^{(k)} = \sum_{i=1}^N (e_i^{(k)} / y_i^{*})^2 \quad (\text{II-31})$$

7. Si :

$$\left| \frac{Z^{(k)} - Z^{(k-1)}}{Z^{(k)}} \right| < \varepsilon \quad ; \text{ arrêter .}$$

II- 7- 2 ALGORITHME ITERATIF DE LEVENBERG MARQUARDT DES MOINDRES CARRÉS [2-8]

La méthode de Levenberg-Marquardt ne diffère pas vraiment de la précédente. Elle incorpore une technique correspondante au problème de singularité de la matrice $\mathbf{H} = \nabla \mathbf{F}^t \cdot \nabla \mathbf{F}$ et représente un algorithme efficace pour les problèmes des petits résidus. Les équations (II-28) seront modifiées comme suit :

$$[\mathbf{H}^{(k)} + \mu^{(k)} \mathbf{I}] \mathbf{R}^{(k)} = \mathbf{B}^{(k)} \quad (\text{II-32})$$

où $\mu^{(k)} \geq 0$ est un scalaire et \mathbf{I} est la matrice identité d'ordre 3. Ensuite on utilise l'étape (II-29) pour obtenir le point avec lequel débutera la prochaine itération.

L'origine de cette méthode comme Levenberg (1944) l'a développée consiste à choisir $\mu^{(k)}$ de telle sorte à minimiser $Z(\mathbf{A}^{(k)} + \mathbf{R}^{(k)})$ avec $\mathbf{R}^{(k)}$ est la solution du système (II-32). En pratique, il ne faudrait diviser $\mu^{(k)}$ que s'il n'est pas déjà petit par rapport à 1, c'est à dire s'il a encore une influence significative.

La forme complète de l'algorithme de Levenberg Marquardt des moindres carrés est la suivante :

1. Choisir un estimé $\mathbf{A}^{(0)}$ de \mathbf{A} et une tolérance ϵ .
2. Prendre : $\mu^{(0)} = 0.01$ et $\nu = 10$.
3. Mettre : $\mu^{(k)} = \mu^{(k)} / \nu$.
4. Résoudre le système linéaire des équations normales :

$$[\mathbf{H}^{(k)} + \mu^{(k)} \mathbf{I}] \mathbf{R}^{(k)} = \mathbf{B}^{(k)} \text{ dont la solution est } \mathbf{R}^{(k)}.$$

La matrice \mathbf{H} étant donnée par l'expression (II-25) et le vecteur \mathbf{B} par l'expression (II-27).

5. Calcul de :

$$\mathbf{A}^{(k)} = \mathbf{A}^{(k-1)} + \mathbf{R}^{(k)}$$

$$\mathbf{e}^{(k)} = \mathbf{y}^* - \mathbf{F}(t_i, \mathbf{A}^{(k)})$$

$$Z^{(k)} = \sum_{i=1}^N (\mathbf{e}_i^{(k)} / y_i^*)^2$$

6. Si : $Z^{(k+1)} > Z^{(k)}$, prendre $\mu^{(k)} = (\mu^{(k)} \cdot v)$ et retourner vers 4 .
7. Si : $Z^{(k+1)} < Z^{(k)}$, prendre $\mu^{(k+1)} = \mu^{(k)}$ et retourner vers 2 .
8. Test d'arrêt ; si $\| \mathbf{B}^{(K+1)} \| < \varepsilon$; arrêter .

II -7 -3 EVALUATION DES PRECISIONS

Une question des plus importantes , lorsqu'on effectue l'identification c'est à dire les valeurs des paramètres A_j ,est la suivante : Quelle confiance pouvons nous accorder à une valeur prédite ? . D'où on est contraint à étudier les propriétés statistiques de l'estimation .La présentation sera sommaire et les démonstrations seront omises. On fera donc l'hypothèse que le vecteur \mathbf{e} des erreurs a une distribution normale $\mathbf{N}(0, \sigma^2 \mathbf{I}_n)$, c'est à dire qu'il a une moyenne nulle et une matrice de covariance $\sigma^2 \mathbf{I}_n$. La matrice des variances-covariances est calculée par :

$$\mathbf{V} = \text{Cov}(\mathbf{A}, \mathbf{A}) = \frac{Z}{N-3} (\mathbf{HE} + \mathbf{H})^{-1} \quad (\text{II-33})$$

où \mathbf{HE} , \mathbf{H} sont les matrices définies par les expressions (II-25 ,II-26).

Les termes $V_{ij} = \text{Cov}(A_i, A_j)$ de cette matrice expriment la covariance des coefficients A_i et A_j ,tandis que les termes V_{ii} donnent la variance des coefficients A_i . La connaissance de \mathbf{V} telle que celle définie par la relation (II-33) est donc importante car elle constitue une estimation de la précision avec laquelle sont déterminés les A_j .Ces précisions sont calculées ainsi :

$$\Delta A_i = \sqrt{V_{ii}} \quad (\text{II-34})$$

Ensuite les précisions de détermination des paramètres de la machine seront évaluées à partir des incertitudes ΔA_i ,puisque ces paramètres sont en fonction des autres. Ainsi l'application des règles de calculs infinitésimales permet d'avoir

$$\begin{aligned} \bullet \frac{\Delta \sigma}{\sigma} &= \left| \frac{A_1 X_1}{A_2 A_3} (1 - 2 A_1)(A_2 - A_3)^2 \right| \frac{\Delta A_1}{A_1} + \left| \frac{2 A_1 X_1}{A_3} (1 - A_1)(A_2 - A_3) + X_1 + 1 \right| \frac{\Delta A_2}{A_2} + \\ &\left| \frac{-2 A_1 X_1}{A_2} (1 - A_1)(A_2 - A_3) + X_1 + 1 \right| \frac{\Delta A_3}{A_3} \\ \bullet \frac{\Delta T_s}{T_s} &= \left| \frac{A_1 X_2}{A_2 A_3} (A_2 - A_3) \right| \frac{\Delta A_1}{A_1} + \frac{A_1 X_2}{A_2} \frac{\Delta A_2}{A_2} + \left| \frac{(1 - A_1) X_2}{A_3} \right| \frac{\Delta A_3}{A_3} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \bullet \quad \frac{\Delta T_r}{T_r} &= \frac{\Delta A_2}{A_2} + \frac{\Delta A_3}{A_3} + \frac{\Delta \sigma}{\sigma} + \frac{\Delta T_s}{T_s} \\
 \bullet \quad \frac{\Delta L_s}{L_s} &= \frac{\Delta L_r}{L_r} = \frac{\Delta T_s}{T_s} \\
 \bullet \quad \frac{\Delta R_r}{R_r} &= \frac{\Delta T_s}{T_s} + \frac{\Delta T_r}{T_r} \\
 \bullet \quad \frac{\Delta M}{M} &= \frac{\Delta T_s}{T_s} + \left| \frac{X_1}{2(1-X_1)} \right| \frac{\Delta \sigma}{\sigma}
 \end{aligned}$$

avec : $X_1 = \sigma$ $X_2 = 1 / T_s$ $X_3 = 1 / T_r$

II-8 APPLICATION DES METHODES ET EXPLOITATION DES RESULTATS

II-8-1 VALIDATION DES ALGORITHMES

Afin de parvenir à tester la validité des algorithmes d'optimisation utilisés pour l'identification des paramètres de la machine on procède à une simulation

de la courbe théorique (équation II-6) avec des paramètres connus (issus des essais physiques présentés aux annexes 1 et 2) formant le vecteur suivant :

$$A = [0.343 \quad 203.596 \quad 6.377]^t$$

Ceci mène à tirer un fichier de mesures théoriques. A partir de ce fichier et d'un vecteur de paramètres initial choisi de telle façon qu'il soit proche de celui de la simulation. Soit $A^{(0)} = [0.1 \quad 200 \quad 10]^t$. On exécute les programmes pour deux dimensions différentes d'horizon d'observations (nombre de points de mesures).

Le courant initial étant égale à 1.8 A. La tolérance d'arrêt est choisie à 10^{-5} . Les résultats obtenus sont les suivantes :

	Paramètres	VALEURS (S I)		PRECISION (%)		
		N ^{bre} de points	50	100	50	100
IDENTIFICATION PAR L'ALGO. de NEWTON .	A ₁ (/)	0.34329	0.34330	1.80 10 ⁻⁴	5.36 10 ⁻⁵	
	A ₂ (s ⁻¹)	203.599	203.596	2.76 10 ⁻²	3.14 10 ⁻⁴	
	A ₃ (s ⁻¹)	6.37752	6.37748	1.10 10 ⁻⁴	1.52 10 ⁻⁴	
	T _s (s)	0.10466	0.10466	2.34 10 ⁻⁴	1.81 10 ⁻⁴	
	T _r (s)	0.05704	0.05705	1.14 10 ⁻²	1.75 10 ⁻³	
	σ (/)	0.12898	0.12898	8.28 10 ⁻³	1.10 10 ⁻³	
	L _s (mH)	334.920	335.971	2.34 10 ⁻⁴	1.81 10 ⁻⁴	
	L _r (mH)	334.920	335.971	2.34 10 ⁻⁴	1.81 10 ⁻⁴	
	R _s (Ω)	3.21	3.21	/	/	
	R _r (Ω)	5.87072	5.88911	1.16 10 ⁻²	1.93 10 ⁻³	
	M (mH)	312.570	313.556	8.48 10 ⁻⁴	2.63 10 ⁻⁴	
	IDENTIFICATION PAR L'ALGO. de LEVENBERG .	A ₁ (/)	0.34329	0.34320	1.81 10 ⁻⁴	5.37 10 ⁻⁵
		A ₂ (s ⁻¹)	203.599	203.597	2.75 10 ⁻²	3.15 10 ⁻⁴
		A ₃ (s ⁻¹)	6.37752	6.37751	1.00 10 ⁻⁴	1.52 10 ⁻⁴
T _s (s)		0.10471	0.10466	2.29 10 ⁻⁴	1.82 10 ⁻⁴	
T _r (s)		0.05700	0.05705	1.09 10 ⁻²	1.76 10 ⁻³	
σ (/)		0.12902	0.12898	8.25 10 ⁻³	1.11 10 ⁻³	
L _s (mH)		335.094	335.967	2.30 10 ⁻⁴	1.82 10 ⁻⁴	
L _r (mH)		335.094	335.967	2.30 10 ⁻⁴	1.82 10 ⁻⁴	
R _s (Ω)		3.21	3.21	/	/	
R _r (Ω)		5.87800	5.88897	1.12 10 ⁻²	1.94 10 ⁻³	
M (mH)		313.570	313.552	8.43 10 ⁻⁴	2.64 10 ⁻⁴	

Tableau II-1 : Résultats d'identification théorique en vue de validation des algorithmes .

Interprétation des résultats

A travers l'analyse des résultats obtenus, on remarque que les algorithmes d'optimisation de Newton modifié et de Levenberg-Marquardt fournissent de bons résultats malgré l'admission des écarts d'initialisation relativement importants et des échantillonnages variés.

On note aussi que la méthode de Newton converge vers les solutions si l'on possède un bon estimé initiale des variables cherchées. Dans le cas contraire la méthode ne converge pas. En fait le domaine de convergence de la méthode de Newton est très réduit ,mais s'il y a convergence elle est rapide [2-3].

L'algorithme de Levenberg-Marquardt possède l'intérêt de la méthode de Newton pour converger à partir d'estimés qui peuvent être éloigner du domaine de convergence des autres méthodes . L'algorithme de Levenberg-Marquardt possède aussi l'intérêt de converger très vite dès que l'on est proche de la solution. En résumé cette méthode est une dérivation astucieuse de la méthode de Newton qui évite aussi ses propre limitations. L'introduction du terme $\mu^{(k)} \mathbf{I}$ revient à forcer la matrice $\mathbf{H} + \mu^{(k)} \mathbf{I}$ à être définie positive et régulière [2-8] .

II-8-2 ESTIMATION EXPERIMENTALE DES PARAMETRES

La machine sur laquelle nous avons effectué nos essais est une machine asynchrone à bagues dont la plaque signalétique est la suivante :

220 / 380 Volts	$n = 2$	4 / 7 A
1425 tr / mn	2 kW	50 Hz

D'abord, moyennant l'oscilloscope numérique relié au P.C. nous avons enregistré la décroissance du courant continu alimentant les circuits statoriques pour un courant initiale d'intensité $I_0 = 1.8 \text{ A}$ (fig. II-2). Ce régime transitoire dure environ 0.4 seconde.

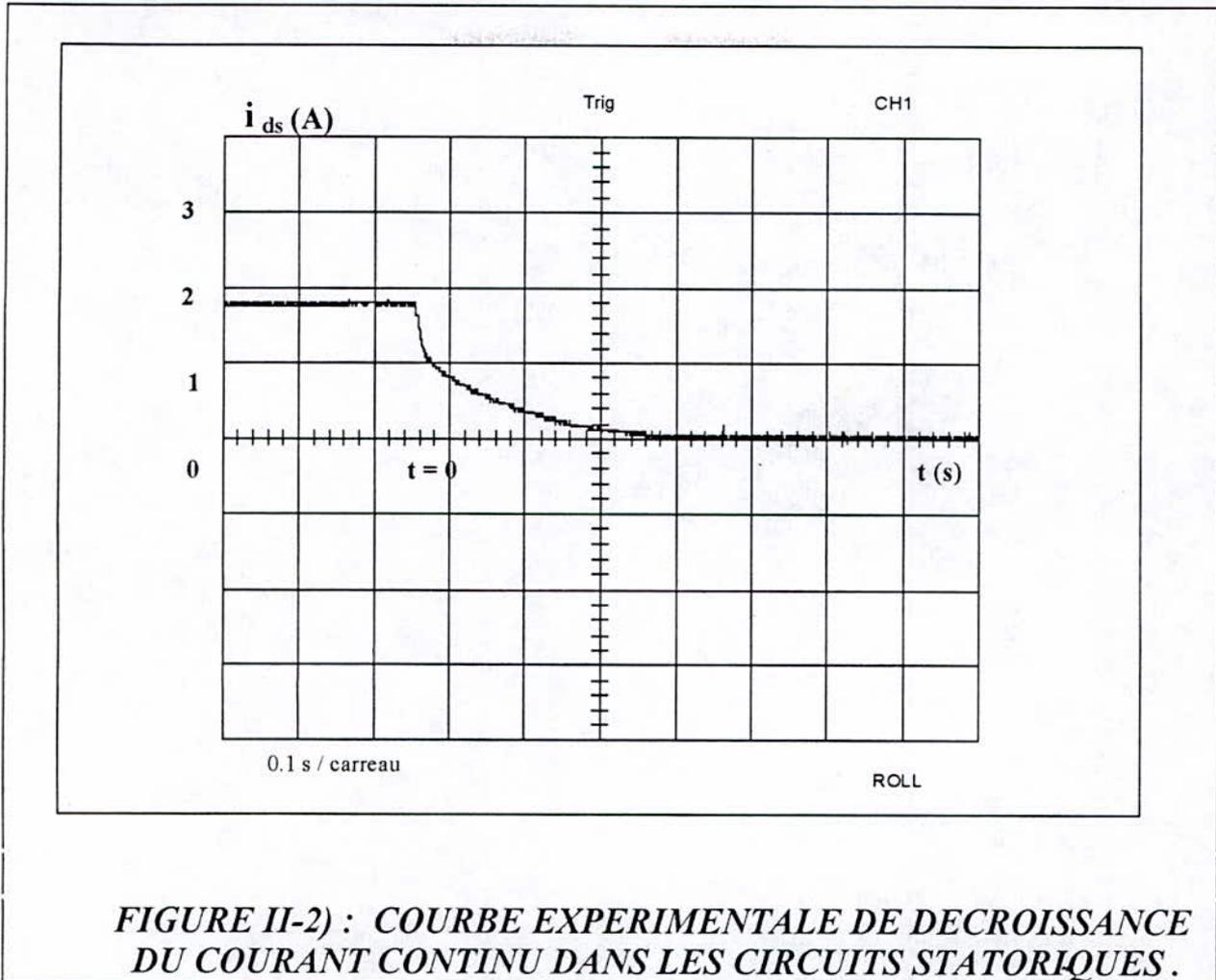


FIGURE II-2) : COURBE EXPERIMENTALE DE DECROISSANCE DU COURANT CONTINU DANS LES CIRCUITS STATORIQUES.

Avec un pas d'échantillonnage de 0.25 ms, cette réponse a été convertie en un fichier numérique de 1000 points.

En relevant I_0 et V_0 avant l'ouverture de l'interrupteur k , la résistance statorique peut être mesurée par l'expression (II-8). On obtient :

$$R_s = 3.21 \Omega$$

Du fait que les méthodes d'optimisation comme celles présentées à la section II-7 risquent de diverger si le choix du vecteur initial n'est pas adéquat, on est contraint à l'initialiser par le biais des essais classiques d'où :

$$\mathbf{A}^{(0)} = [0.343 \quad 203.6 \quad 6.370]^t$$

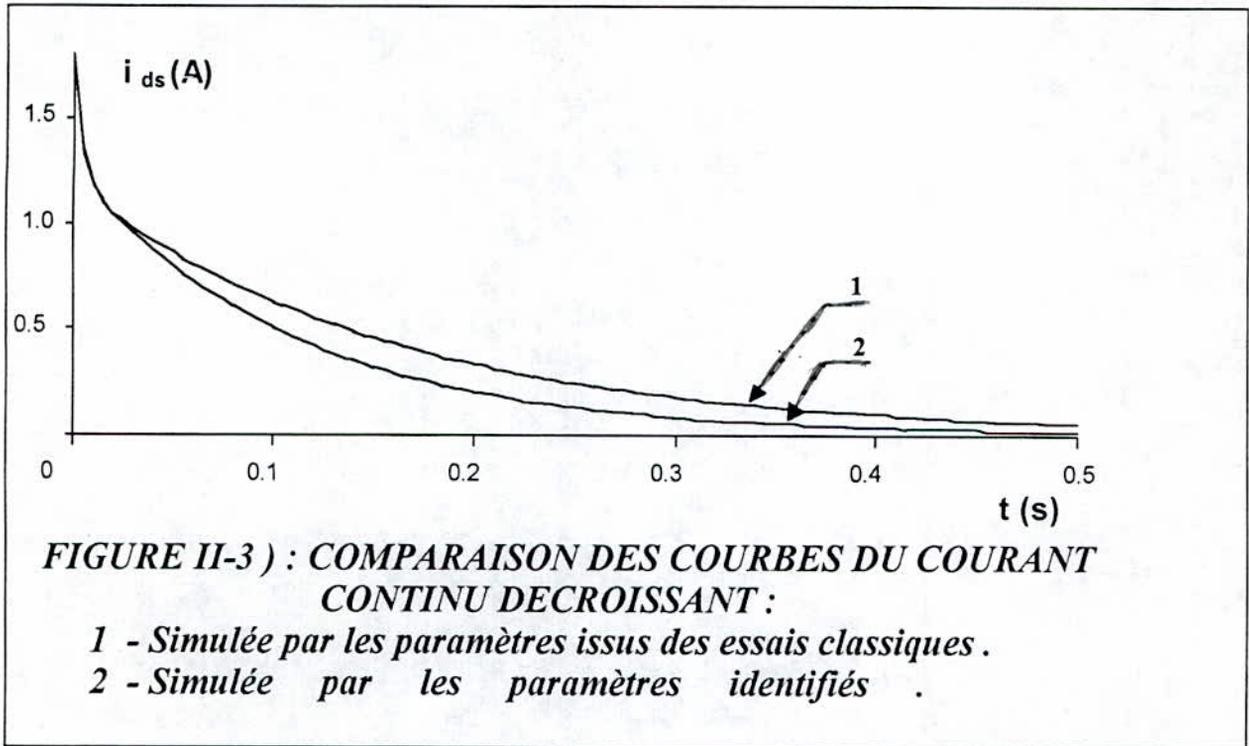
L'exécution des programmes est effectuée avec une tolérance d'arrêt $\varepsilon = 10^{-10}$. Le tableau (II - 2) résume les résultats obtenus lors de l'identification expérimentale.

PARAMETRE	IDENTIFICATION PAR L'ALGORITHME DE NEWTON MODIFIE		IDENTIFICATION PAR L'ALGORITHME DE LEVENBERG MARQUARDT	
	Valeur (S I)	Précision (%)	Valeur (S I)	Précision (%)
A_1 (/)	0.29708	0.588	0.29678	0.589
A_2 (s^{-1})	289.754	9.208	290.641	10.62
A_3 (s^{-1})	9.24477	0.182	9.24797	0.182
T_s (s)	0.07705	0.539	0.07705	0.558
T_r (s)	0.03456	3.727	0.03451	4.285
σ (/)	0.14016	2.768	0.13989	3.148
L_s (mH)	247.351	0.539	247.360	0.558
L_r (mH)	247.351	0.539	247.360	0.558
R_s (Ω)	3.21	/	3.21	/
R_r (Ω)	7.15632	3.781	7.16708	4.341
M (mH)	229.362	2.768	229.407	3.120

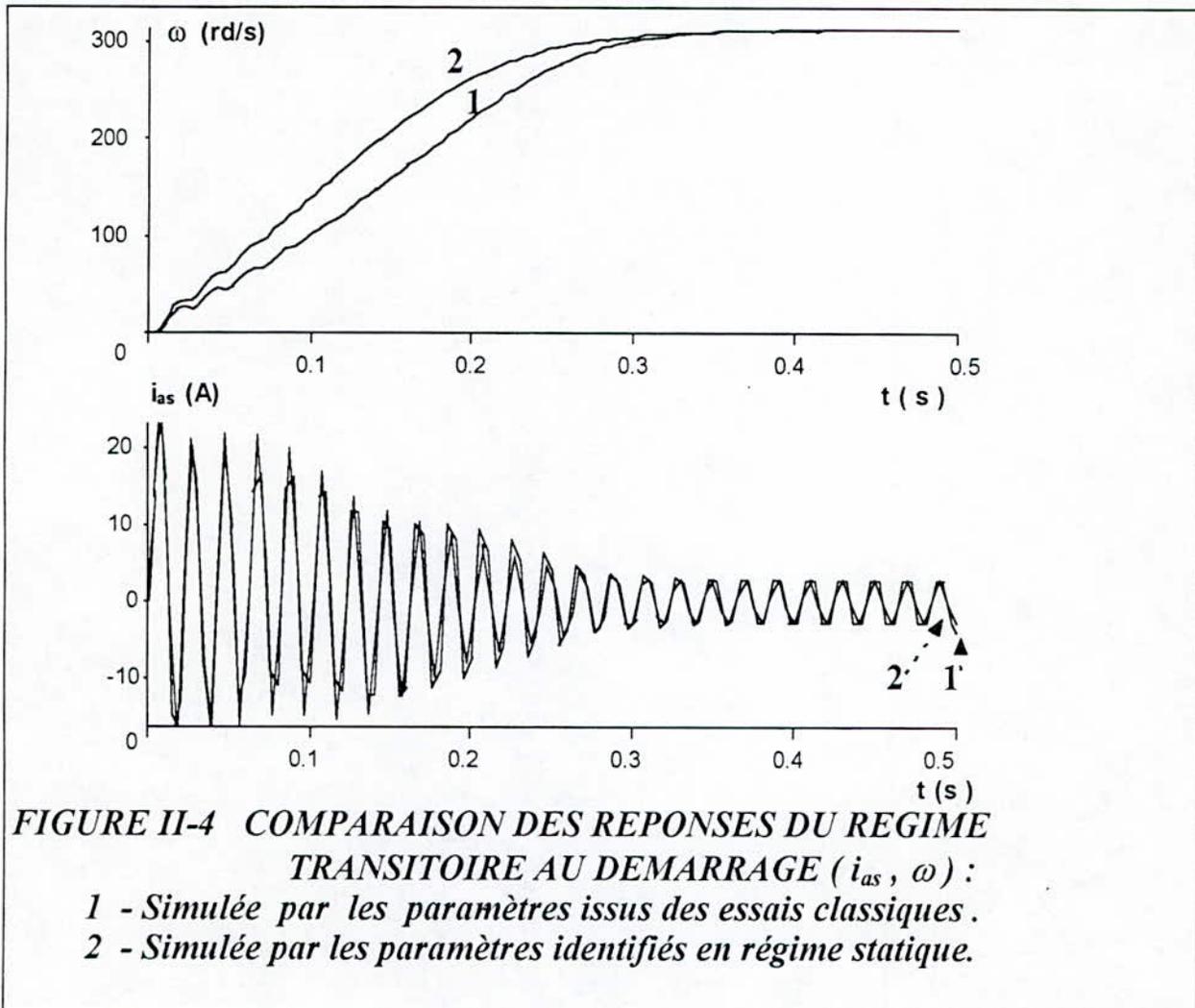
**Tableau II-2 : RESULTATS D'IDENTIFICATION
EXPERIMENTALE EN REGIME STATIQUE**

II- 8- 3 COMPARAISON

Enfin, pour la mise en valeur du modèle obtenu de la machine , nous simulons l'équation (II-6) avec les paramètres identifiés ci-dessus en vue d'une comparaison avec la courbe expérimentale (fig. II-2). Nous obtenons :



Et pour mieux estimer la validité du modèle, essayons de simuler le modèle de la machine au régime de démarrage avec les paramètres identifiés (Tableau II-2) et avec ceux obtenus par les essais classiques . Nous pouvons ainsi comparer les sorties (i_{as} , ω) simulées et les valeurs expérimentales .



En faisant une simple comparaison entre les courbes des réponses issues en utilisant les paramètres résultants des essais classiques (annexe 1) et celles des réponses expérimentales (avec les paramètres identifiés), on voit bien que les deux courbes pour chaque réponse sont disparates (figure II-4).

Cet écart permet de constater que les paramètres identifiés statiquement sont mieux adaptés que ceux des essais classiques parcequ'ils permettent d'avoir un signal du courant décroissant qui s'annule durant une période similaire à celle de la réalité. De plus ce signal tend à se confondre avec celui relevé expérimentalement (figure II-2).

II-9 CONCLUSION

La méthode statique présente des insuffisances dans l'identification paramétrique parcequ'elle ne tient pas compte des phénomènes régissant sur le vrai fonctionnement réel de la machine (machine à l'arrêt). De plus les valeurs des paramètres électriques identifiés par la méthode statique dépend de façon incontestable de l'amplitude du courant continu de l'essai. Il suffit d'une simple variation de cette intensité pour changer l'allure du courant décroissant et par conséquent les valeurs des paramètres .

Une remarque très importante et à laquelle nous sommes arrivés est présentée par plusieurs auteurs traitant l'identification : l'adaptation du modèle de Park dans l'étude des machines tournantes en régime statique n'est pas vraiment correcte .

CHAPITRE III

**IDENTIFICATION PARAMETRIQUE
EN
REGIME DYNAMIQUE**

III-1 INTRODUCTION

L'identification consiste à déterminer les paramètres du modèle décrivant le mieux possible un procédé. C'est l'étape de caractérisation structurel donc le modèle [2-10].

Puisqu'il est certain que le modèle statique traité précédemment ne décrit pas tous les phénomènes inclus dans le comportement de la machine, il est trivial d'élaborer une autre estimation en se basant sur des réponses issues du régime dynamique, qui évalue plus correctement les paramètres de la machine [2 - 5] .

L'adaptation numérique des paramètres du modèle de la machine sur les données expérimentaux de ce type de régime permet une identification sur site et en fonctionnement nominal. On détermine ainsi un modèle beaucoup plus précis que par les techniques conventionnelles d'essais ou par l'estimation en régime statique. De ce fait, nous allons traiter la dynamique des signaux de sortie (courants statoriques suivant les deux axes d et q) lors de démarrage à vide en moteur sous tension nominale.

III-2 QU'EST CE QU'UNE IDENTIFICATION EN RÉGIME DYNAMIQUE ?

L'identification en régime dynamique d'un modèle conduit à estimer ses paramètres à partir des enregistrements d'entrées-sorties du système lors de son fonctionnement dynamique .

Pour juger des valeurs à leur attribuer, on définit un critère qui exprime quantitativement l'écart entre le système et le modèle; ce critère devra donc être minimisé. Ainsi, la minimisation d'une erreur de sortie va déboucher sur la minimisation d'une fonction non linéaire, d'où une connaissance des techniques de programmation non linéaire (P.N.L.) est indispensable. Ces techniques représentent un outil de minimisation (ou maximisation) d'une fonction itérativement quand la solution analytique n'est pas calculable.

Cette méthode (dite méthode du modèle) se base sur la comparaison du comportement de la machine et celui du modèle. S'il y a identité de comportement, on dira alors que l'on dispose dans les conditions de l'expérience d'un modèle du processus objet . Sinon on s'attache à modifier le modèle de sorte que l'on tende vers une meilleure conformité [2-7] . Le schéma fonctionnel d'une telle opération est donné par la (figure III-1) :

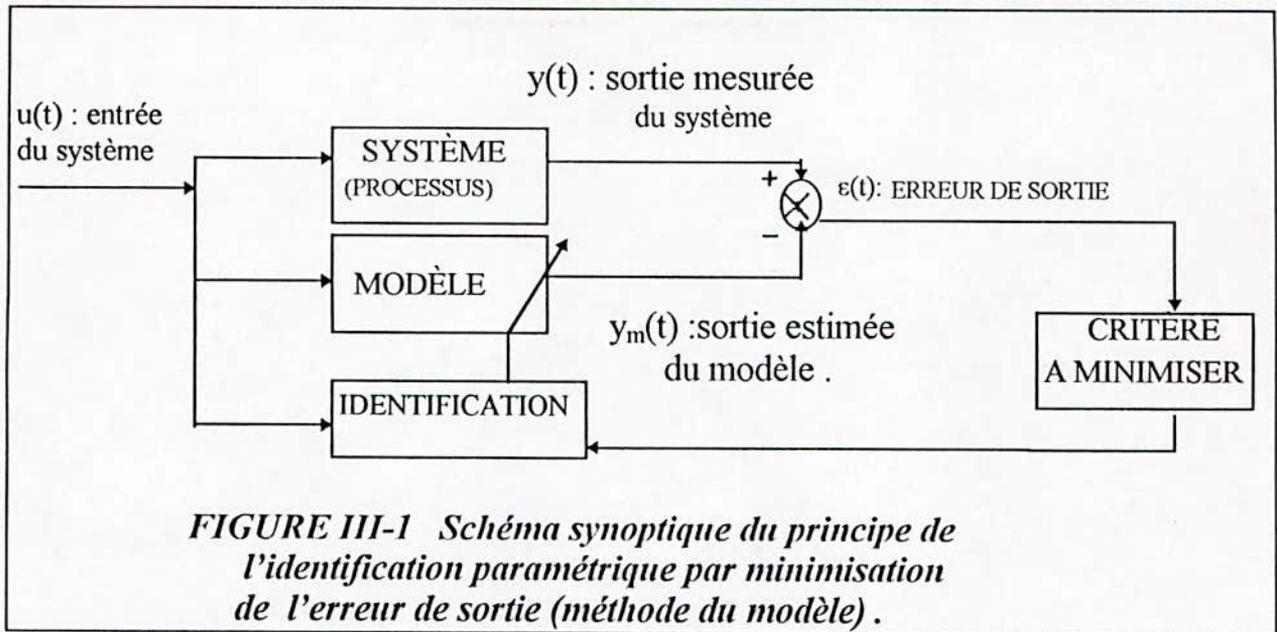


FIGURE III-1 Schéma synoptique du principe de l'identification paramétrique par minimisation de l'erreur de sortie (méthode du modèle).

III-3 MODÉLISATION - ÉQUATION D'ÉTAT

Le modèle d'état d'une machine asynchrone triphasée se déduit directement des équations de Park présentées au chapitre I. Les variables d'état utilisées au cours de cette étude sont les composantes de Park des courants statoriques et rotoriques, exprimés dans le repère de synchronisme (tournant à la vitesse $2.\pi.f$). Le modèle d'état ainsi obtenu est sous la forme matricielle suivante :

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A} \mathbf{X} + \mathbf{B} \mathbf{U} \tag{III-1}$$

avec :

$$\mathbf{X} = [i_{ds} \ i_{qs} \ i_{dr} \ i_{qr} \ \omega]^t \tag{III-2}$$

$$\mathbf{U} = [\sqrt{3} V_{\text{eff}} \sin \alpha \quad -\sqrt{3} V_{\text{eff}} \cos \alpha \quad \Gamma_r]^t \tag{III-3}$$

α étant la phase initiale de la tension statorique .

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\theta_2 & 2\pi f + \theta_3\theta_5 X_s\beta & \theta_5 & \theta_2\theta_5 X_s\beta & 0 \\ -2\pi f - \theta_3\theta_5 X_s\beta & -\theta_2 & -\theta_2\theta_5 X_s\beta & \theta_5 & 0 \\ \theta_3 & -\theta_3\theta_4 X_s\beta & -\theta_4 & 2\pi f - \theta_2\theta_4 X_s\beta & 0 \\ \theta_3\theta_4 X_s\beta & \theta_3 & -2\pi f + \theta_2\theta_4 X_s\beta & -\theta_4 & 0 \\ \frac{-n}{J}\theta_1\theta_5 X_s\beta & \frac{n}{J}\theta_1\theta_5 X_s\beta & 0 & 0 & \frac{-D}{J} \end{bmatrix} \quad (\text{III-4})$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \theta_2 / \theta_1 & 0 & 0 \\ 0 & \theta_2 / \theta_1 & 0 \\ -\theta_3 / \theta_1 & 0 & 0 \\ 0 & -\theta_3 / \theta_1 & 0 \\ 0 & 0 & -n / J \end{bmatrix} \quad (\text{III-5})$$

tel que :

$$\begin{aligned} \theta_1 &= R_s & \theta_4 &= 1 / \sigma T_r \\ \theta_2 &= 1 / \sigma T_s & \theta_5 &= M / \sigma T_r L_s \\ \theta_3 &= M / \sigma T_s L_r & \beta &= (\theta_2 \theta_4 - \theta_3 \theta_5)^{-1} \end{aligned} \quad (\text{III-6})$$

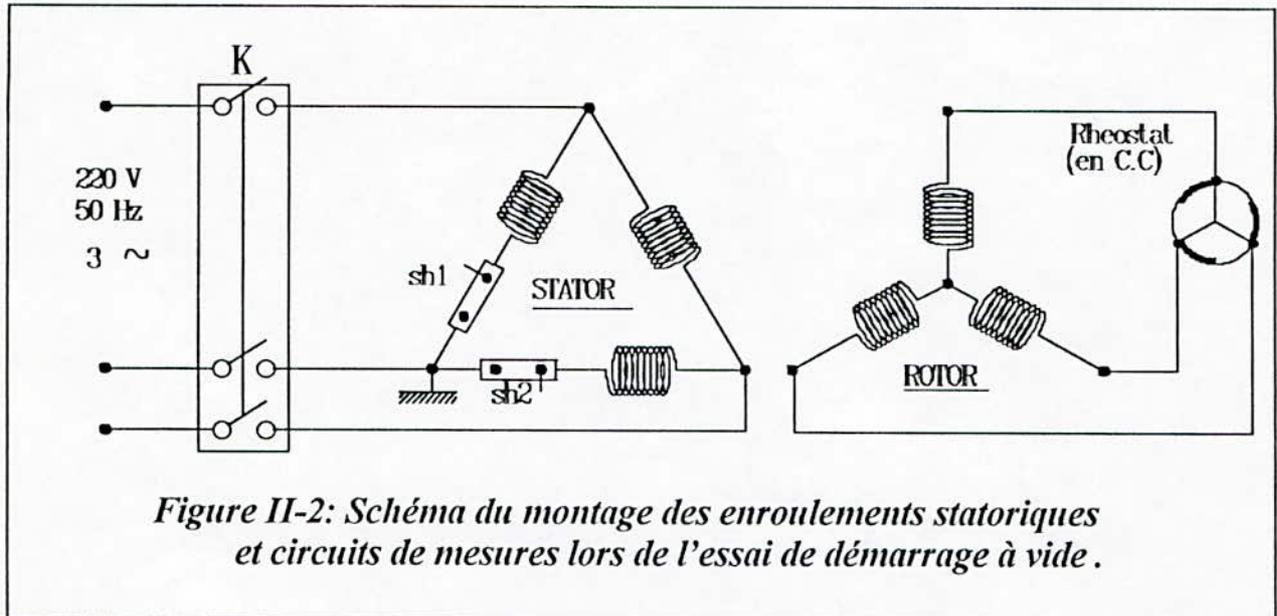
Le modèle de la machine ainsi traité dépend de cinq paramètres à identifier qui sont directement liés aux paramètres réels de la machine (R_s , R_r , L_s , L_r , M). Pour retrouver ces paramètres nous avons :

$$\begin{aligned} R_s &= \theta_1 & M &= \beta \theta_1 \theta_5 \\ R_r &= \theta_1 \theta_5 / \theta_3 & \sigma &= \beta / \theta_2 \theta_4 \\ L_s &= \beta \theta_1 \theta_4 & T_s &= \beta \theta_4 \\ L_r &= \beta \theta_1 \theta_2 \theta_5 / \theta_3 & T_r &= \beta \theta_2 \end{aligned} \quad (\text{III-7})$$

La modélisation a été faite dans un repère lié au synchronisme dans un but de mieux estimer les dérivées des critères coût par différence finies lors de l'application des optimiseurs. Aussi, le choix de ce référentiel permet d'avoir des signaux des courants i_{ds} et i_{qs} peu oscillants que dans le cas d'un référentiel fixe par rapport au stator ou au rotor, de plus ils deviennent constants au régime permanent.

III-4 ESSAI A EFFECTUER

Alimenté sous sa tension et sa fréquence normales, on démarre le moteur asynchrone triphasé à vide dont le stator est en triangle (Figure III-2)



On enregistre les signaux expérimentaux des courants statoriques des deux phases i_a et i_b à l'aide d'un oscilloscope numérique à mémoire relié à un micro-ordinateur. L'échantillonnage de ces deux courbes durant une période de 0.50 seconde avec un pas de 0.03 seconde, conduit à formuler l'horizon d'observations.

La phase à l'origine de la tension statorique doit être également mesurée, pour cela on visualise le signal d'une tension (V_{as} par exemple) à l'instant d'enclenchement du moteur (fermeture de l'interrupteur k). Cette instant correspond bien à cette phase tel que:

$$\alpha = \arcsin \frac{V_s (\text{à } t=0)}{\sqrt{2} V_{\text{eff}}} \quad (\text{III-8})$$

III-5 RÉOLUTION DISCRÈTE DU MODÈLE D'ÉTAT PAR LA MÉTHODE DE RUNGE-KUTTA D'ORDRE 4

Étant donné que les organes de traitement actuels sont essentiellement numériques, une opération de discrétisation est préalablement nécessaire. Le calculateur qui effectue l'identification ne manipule qu'une suite de nombres [2-7].

De plus, puisque les relevés expérimentaux sont échantillonnés et que le système d'équations différentielles (III-1) est insolvable analytiquement, on est obligé de résoudre les équations du modèle d'état proposé par une méthode d'intégration numérique pour effectuer la comparaison entre le modèle et le système.

Pour l'échantillonnage des courants i_{ds} et i_{qs} , on a adopté l'intégration par la méthode de RUNGE-KUTTA d'ordre 4 avec un pas $h = 0.06$ seconde, illustrée ci-dessous: [2-7]

Avec des conditions initiales (à $t = 0$) nulles (démarrage à vide), la résolution du système d'équations (III-1) est :

$$\mathbf{X}^{(i+1)} = \mathbf{X}^{(i)} + 1/6 [\mathbf{K}_1^{(i)} + 2 \mathbf{K}_2^{(i)} + 2 \mathbf{K}_3^{(i)} + \mathbf{K}_4^{(i)}] \cdot h \quad (\text{III-9})$$

avec :

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_1^{(i)} &= \mathbf{F}(\mathbf{X}^{(i)}) \\ \mathbf{K}_2^{(i)} &= \mathbf{F}(\mathbf{X}^{(i)} + h/2 \mathbf{K}_1^{(i)}) \\ \mathbf{K}_3^{(i)} &= \mathbf{F}(\mathbf{X}^{(i)} + h/2 \mathbf{K}_2^{(i)}) \\ \mathbf{K}_4^{(i)} &= \mathbf{F}(\mathbf{X}^{(i)} + h \mathbf{K}_3^{(i)}) \end{aligned} \quad (\text{III-10})$$

tel que :

$$\mathbf{F}(\mathbf{X}) = \mathbf{A} \mathbf{X} + \mathbf{B} \mathbf{U} \quad (\text{III-11})$$

III-6 PROCÉDURE D'IDENTIFICATION [2-6]

Après avoir relevé et échantillonné les courbes $i_a(t)$, $i_b(t)$ durant le démarrage, les grandeurs expérimentales i_{ds} et i_{qs} peuvent être tirées ainsi :

$$\begin{cases} i_{ds}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} [i_a \cos(\omega_s t) + i_b \cos(\omega_s t - 2\pi/3) - (i_a + i_b) \cos(\omega_s t + 2\pi/3)] \\ i_{qs}(t) = -\sqrt{\frac{2}{3}} [i_a \sin(\omega_s t) + i_b \sin(\omega_s t - 2\pi/3) - (i_a + i_b) \sin(\omega_s t + 2\pi/3)] \end{cases} \quad (\text{III-12})$$

La méthode d'optimisation choisie de Levenberg Marquardt [1-1], basée sur le critère coût des moindres carrés, consiste à chercher le vecteur de paramètres $[\theta]$ minimisant la fonction coût suivante:

$$Z = \sum_{i=1}^N \left[\left(\frac{i_{ds}^*(t_i) - i_{ds}(t_i)}{i_{ds}^*(t_i)} \right)^2 + \left(\frac{i_{qs}^*(t_i) - i_{qs}(t_i)}{i_{qs}^*(t_i)} \right)^2 \right] \quad (\text{III-13})$$

avec :

N : nombre de points de l'horizon d'observation .

$t_i = i \cdot h$ (h étant la période d'échantillonnage).

i_{ds}^*, i_{qs}^* : les valeurs mesurées de i_{ds} et i_{qs} à partir des combinaisons (III-12) des courants i_a et i_b .

i_{ds}, i_{qs} : les valeurs échantillonnées de i_{ds} et i_{qs} déduite du modèle d'état à l'instant t_i .

Cette fonction est minimale si et seulement si ses dérivées partielles par rapport aux θ_j ($j = \overline{1,5}$) sont nulles. C'est à dire :

$$\frac{\partial Z}{\partial \theta_j} = 0 \Rightarrow \sum_{i=1}^N \left[\left(\frac{i_{ds}^*(t_i) - i_{ds}(t_i)}{i_{ds}^*(t_i)^2} \right) \frac{\partial i_{ds}(t_i)}{\partial \theta_j} + \left(\frac{i_{qs}^*(t_i) - i_{qs}(t_i)}{i_{qs}^*(t_i)^2} \right) \frac{\partial i_{qs}(t_i)}{\partial \theta_j} \right] = 0 \quad (\text{III-14})$$

Le gradient de la fonction objective Z ou plutôt des signaux de sortie i_{ds} et i_{qs} est estimé par une des techniques des différences finies dite de Brown et Dennis (1972) [2-8] définie comme suit :

$$\frac{\partial X_i}{\partial \theta_j} = \frac{X_i(\theta + \delta_j \cdot e_j) - X_i(\theta)}{\delta_j} \quad (\text{III-15})$$

avec : $i = \overline{1,2}$ et $j = \overline{1,5}$.

X_i étant le courant i_{ds} ou i_{qs} .

$e_j = [0 \dots 1 \dots 0]^t$ est le vecteur unité dans la direction du paramètre θ_j .

$\delta_j = \text{Min}(Z, \delta^j)$

$$\delta_j = \begin{cases} \sqrt{TOL / 10^4} & \text{si } \theta_j < 10\sqrt{TOL} \\ |\theta_j / 10^3| & \text{si } \theta_j \geq 10\sqrt{TOL} \end{cases}$$

TOL étant une précision relative à la machine .

L'algorithme des moindres carrés appliqué en régime dynamique est donc similaire à celui présenté lors de l'identification statique et peut être résumé comme suit:

1. Connaissant $Y_1, Y_2, F_1, F_2, t, \varepsilon$ à chaque pas (F_1, F_2 étant les courants i_{ds}, i_{qs} issus de la discrétisation du modèle d'état présentée à la section III-5), on choisit une estimé θ_0 du vecteur à identifier d'après les essais physiques ou d'après les résultats de l'identification statique.

2. Résolution du système d'équations:

$$[\nabla f^t \cdot W \cdot \nabla f + \mu^{(k)} I] R = \nabla f^t \cdot W \cdot [Y - f(t, \theta^{(k)})] \tag{III-16}$$

dont la solution est $R(k)$; avec :

$$W = \text{Diag} \left(\frac{1}{Y_1^2(1)} \dots \frac{1}{Y_1^2(N)} \frac{1}{Y_2^2(1)} \dots \frac{1}{Y_2^2(N)} \right) \tag{III-17}$$

$$f = [F_1(1) \dots F_1(N) F_2(1) \dots F_2(N)]^t \tag{III-18}$$

$$Y = [Y_1(1) \dots Y_1(N) Y_2(1) \dots Y_2(N)]^t \tag{III-19}$$

$$\nabla \mathbf{f} = \begin{bmatrix} \frac{\partial F_1(1)}{\partial \theta_1} & \frac{\partial F_1(1)}{\partial \theta_2} & \frac{\partial F_1(1)}{\partial \theta_3} & \frac{\partial F_1(1)}{\partial \theta_4} & \frac{\partial F_1(1)}{\partial \theta_5} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial F_1(N)}{\partial \theta_1} & \frac{\partial F_1(N)}{\partial \theta_2} & \frac{\partial F_1(N)}{\partial \theta_3} & \frac{\partial F_1(N)}{\partial \theta_4} & \frac{\partial F_1(N)}{\partial \theta_5} \\ \frac{\partial F_2(1)}{\partial \theta_1} & \frac{\partial F_2(1)}{\partial \theta_2} & \frac{\partial F_2(1)}{\partial \theta_3} & \frac{\partial F_2(1)}{\partial \theta_4} & \frac{\partial F_2(1)}{\partial \theta_5} \\ \frac{\partial F_2(N)}{\partial \theta_1} & \frac{\partial F_2(N)}{\partial \theta_2} & \frac{\partial F_2(N)}{\partial \theta_3} & \frac{\partial F_2(N)}{\partial \theta_4} & \frac{\partial F_2(N)}{\partial \theta_5} \end{bmatrix} \quad (III-20)$$

3. Calcul de :

$$\theta^{(k)} = \theta^{(k-1)} + \mathbf{R}^{(k)} \quad (III-21)$$

$$\mathbf{e}^{(k)} = \mathbf{Y} - \mathbf{f}^{(k)} \quad (III-22)$$

$$Z^{(k)} = \sum_{i=1}^N \left[\frac{\mathbf{e}^{(k)}(i)}{y(i)} \right]^2 \quad (III-23)$$

4. Si :

$$\left| \frac{Z^{(k)} - Z^{(k-1)}}{Z^{(k)}} \right| < \varepsilon \quad \text{passer à 5, sinon retour à 2 et recalculer.}$$

5. Calcul des paramètres réels de la machine d'après les expressions (III-7).

6- Évaluation des précisions [2-7] :

6-1) Calcul de la matrice des variances-covariances:

$$\mathbf{V} = \frac{Z}{2N - 5} [\nabla \mathbf{f}^T \cdot \nabla \mathbf{f}]^{-1} \quad (III-24)$$

6-2) Calcul des précisions :

$$\Delta \theta_i = \sqrt{V_{ii}} \quad (i = \overline{1,5}) \quad (III-25)$$

Introduisons le calcul infinitésimal sur les expressions (III-7), nous aurons:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\Delta R_s}{R_s} = \frac{\Delta \theta_1}{\theta_1} \end{array} \right. \quad \text{(III - 26)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\Delta R_r}{R_r} = \frac{\Delta \theta_1}{\theta_1} + \frac{\Delta \theta_3}{\theta_3} + \frac{\Delta \theta_5}{\theta_5} \end{array} \right. \quad \text{(III - 27)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\Delta L_s}{L_s} = \frac{\Delta \theta_1}{\theta_1} + \beta \theta_2 \theta_4 \frac{\Delta \theta_2}{\theta_2} + \beta \theta_3 \theta_5 \left(\frac{\Delta \theta_3}{\theta_3} + \frac{\Delta \theta_5}{\theta_5} \right) + |1 - \beta \theta_2 \theta_4| \frac{\Delta \theta_4}{\theta_4} \end{array} \right. \quad \text{(III - 28)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\Delta L_r}{L_r} = \frac{\Delta \theta_1}{\theta_1} + |1 - \beta \theta_2 \theta_4| \frac{\Delta \theta_2}{\theta_2} + |1 - \beta \theta_3 \theta_5| \frac{\Delta \theta_3}{\theta_3} + \beta \theta_2 \theta_4 \frac{\Delta \theta_4}{\theta_4} + (1 + \beta \theta_3 \theta_5) \frac{\Delta \theta_5}{\theta_5} \end{array} \right. \quad \text{(III - 29)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\Delta M}{M} = \frac{\Delta L_r}{L_r} + \frac{\Delta \theta_2}{\theta_2} + \frac{\Delta \theta_3}{\theta_3} \end{array} \right. \quad \text{(III - 30)}$$

III-7) RÉSULTATS D'IDENTIFICATION :

III-7-1) VALIDATION DES ALGORITHMES :

En vue d'une validation des algorithmes proposés, nous allons dans un premier lieu tester l'efficacité de la méthode de programmation par une identification théorique. Prenons, alors les paramètres de la machine des annexes 1 et 2 suivants :

$$\theta = [3.2 \quad 77.86 \quad 72.98 \quad 142.87 \quad 133.73]^t$$

Nous simulons avec, le système d'équations (III-1) pour en avoir un fichier de mesures théoriques. A partir d'un vecteur de paramètres initial choisi :

$$\text{Soit } \theta^{(0)} = [3.0 \quad 70 \quad 70 \quad 140 \quad 130]^t$$

et du fichier simulé, on exécute le programme de la méthode, la phase initiale de la tension statorique étant nulle, les résultats de l'identification théorique sont résumés au tableau (III-1) :

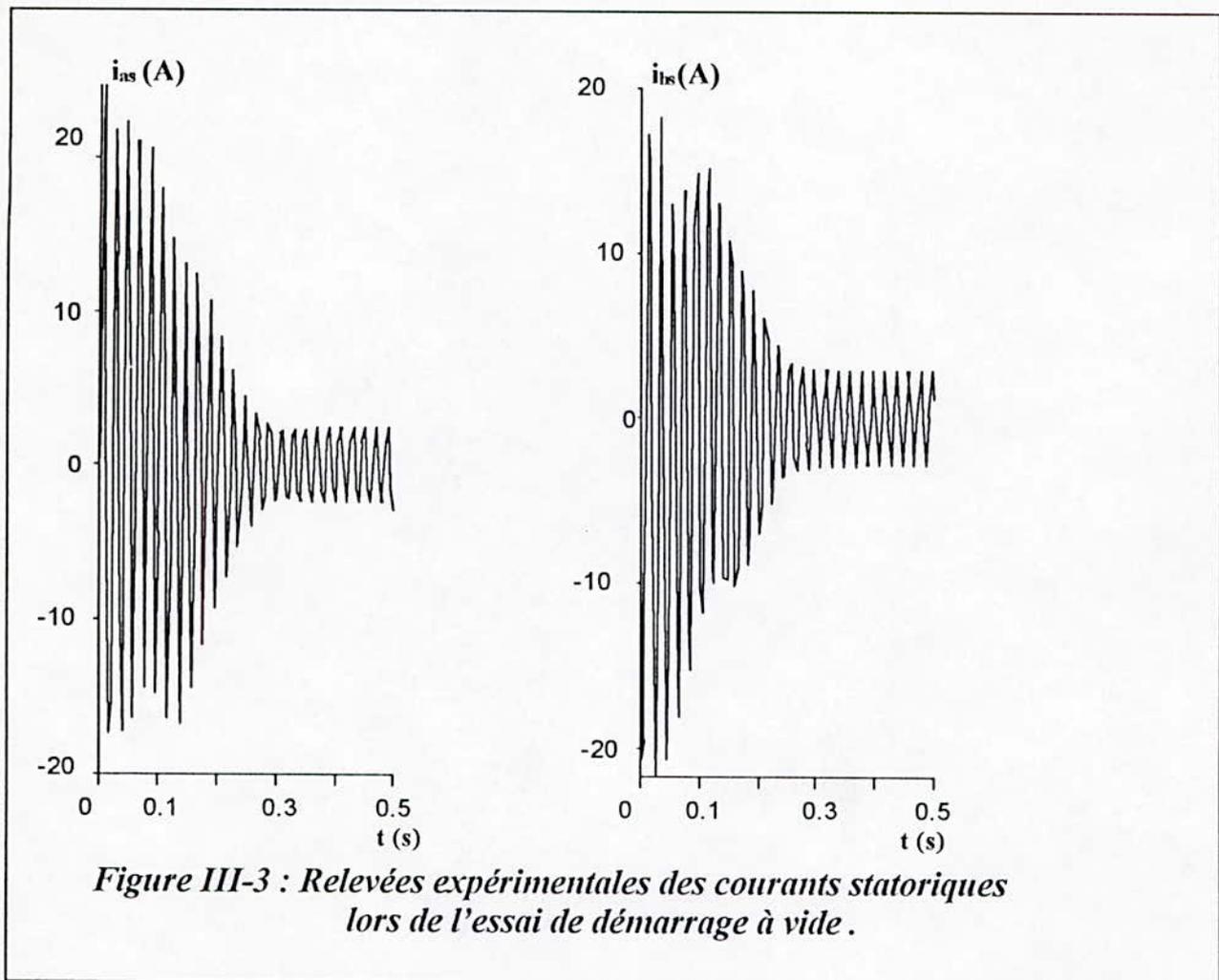
IDENTIFICATION PAR L'ALGORITHME DE LEVENBERG MARQUARDT		
PARAMETRES	VALEURS (S.I.)	PRECISION (%)
θ_1 (Ω)	3.1655	0.416
θ_2 (s^{-1})	76.936	0.029
θ_3 (s^{-1})	72.597	0.031
θ_4 (s^{-1})	142.70	0.016
θ_5 (s^{-1})	132.87	0.017
T_s (s)	0.1070	1.620
T_r (s)	0.0579	1.560
L_s (mH)	338.74	1.124
L_r (mH)	334.23	1.097
M (mH)	315.38	1.160
σ (/)	0.1210	3.280
R_s (Ω)	3.1655	0.417
R_r (Ω)	5.7933	0.465

*Tableau III-1 Résultats de l'identification théorique
pour validation des algorithmes*

Dans ce mode d'identification nous n'avons utilisé que l'algorithme de Levenberg Marquardt car il présente beaucoup d'avantages par comparaison avec d'autres optimiseurs. Il est clair que les résultats obtenus sont assez bons. Malgré l'initialisation arbitraire du vecteur des paramètres, on est arrivé à identifier les valeurs proposés comme contraintes de relaxation physique.

III-7-2 IDENTIFICATION DES PARAMÈTRES

Une fois l'essai de démarrage de la machine effectué, et les signaux des courants i_a , i_b des deux phases statoriques enregistrés (Figure III-3), On échantillonne ses sorties avec un pas $T_e = 3$ ms choisi par l'intermédiaire d'une conversion numérique en un fichier de mesures (horizon d'observation) sur chacune des deux réponses.



Ensuite et par optimisation de l'écart objet-modèle, nous identifions les paramètres électriques de la machine amenant à des signaux de courants i_{ds} , i_{qs} les plus proches de ceux mesurés par combinaison de i_{as} et i_{bs} relevés .

Le choix du vecteur initial des paramètres, qui est très délicat, est basé sur les essais physiques présentés aux annexes I et II .

Les résultats de l'identification expérimentale sont résumés au tableau (III-2):

IDENTIFICATION EXPERIMENTALE PAR L'ALGORITHME DE LEVENBERG MARQUARDT		
PARAMETRES	VALEURS (S.I.)	PRECISION (%)
θ_1 (Ω)	3.2535	1.670
θ_2 (s^{-1})	94.970	2.196
θ_3 (s^{-1})	89.730	2.294
θ_4 (s^{-1})	171.26	1.986
θ_5 (s^{-1})	163.29	2.210
T_s (s)	0.1063	1.500
T_r (s)	0.0589	3.280
L_s (mH)	345.73	3.200
L_r (mH)	348.91	4.300
M (mH)	329.66	5.130
σ (/)	0.0991	1.829
R_s (Ω)	3.2535	1.600
R_r (Ω)	5.9210	0.980

Tableau III-2 Tableau des résultats de l'identification expérimentale en régime dynamique .

III-7-3 COMPARAISON

Avec les paramètres identifiés au tableau (III-2), nous simulons le modèle de la machine en résolvant les systèmes d'équations différentielles (III-1) au régime transitoire de démarrage et ceci en vue d'une comparaison avec les relevées expérimentales (Figure III-3). Nous obtenons :

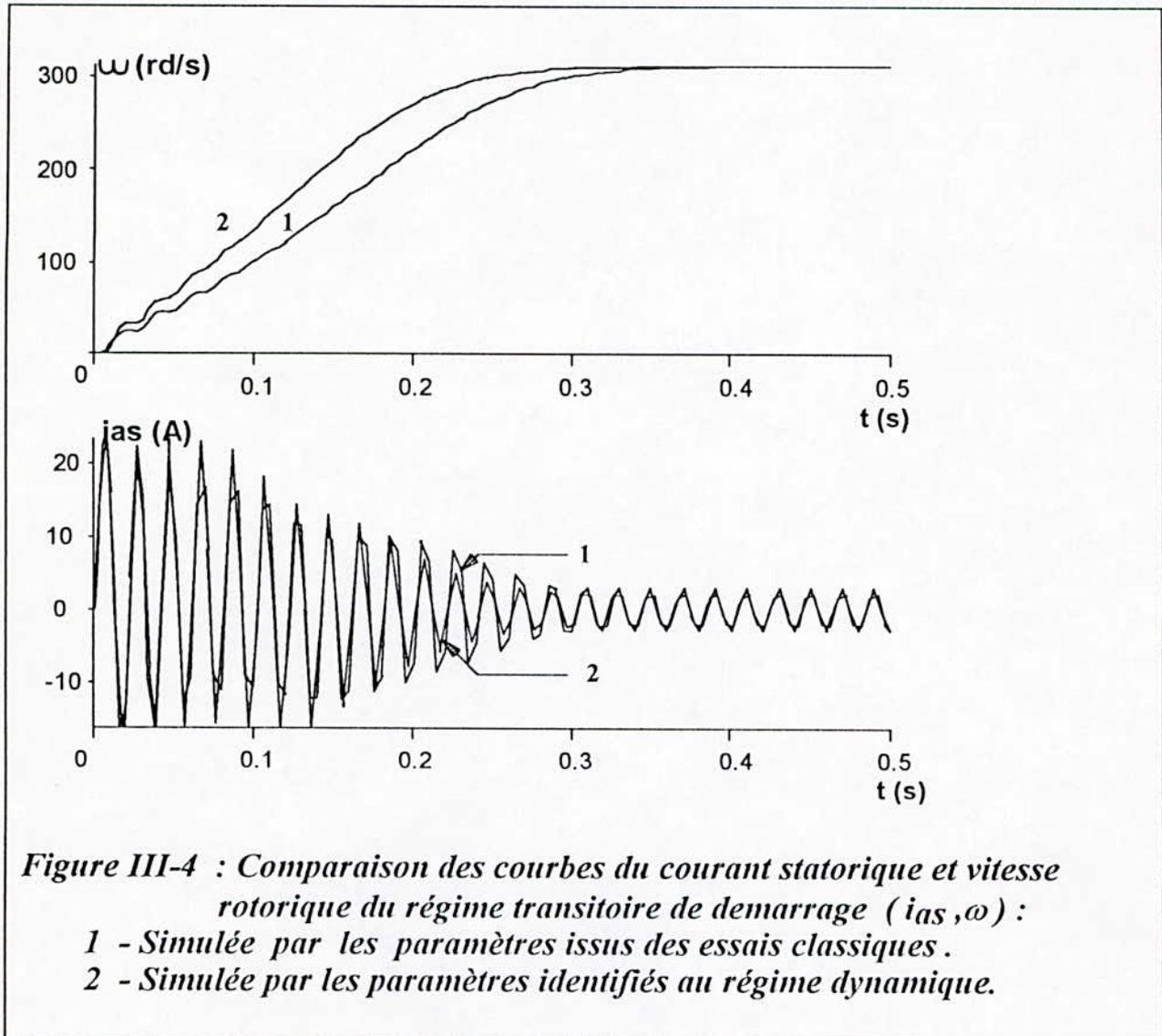


Figure III-4 : Comparaison des courbes du courant statorique et vitesse rotorique du régime transitoire de démarrage (i_{as}, ω) :
1 - Simulée par les paramètres issus des essais classiques .
2 - Simulée par les paramètres identifiés au régime dynamique.

En comparant les résultats identifiés, on constate qu'il est clair que l'algorithme de Levenberg Marquardt choisi donne de bons résultats par rapport à ceux déterminés expérimentalement .

III-8 CONCLUSION

Afin d'aboutir à une identification satisfaisante nous avons traité une procédure d'identification en régime dynamique avec l'optimiseur de Levenberg Marquardt en exploitant le démarrage à vide de la machine asynchrone sous tension nominale. La minimisation du critère coût proposé a été faite sur deux courants de ligne statorique (i_{as}, i_{bs}).

Alors les résultats obtenus par la méthode d'identification dynamique sont très satisfaisants comparativement à ceux estimés par la méthode d'identification en régime statique . Ceci peut être constaté en analysant attentivement les courbes identifiées et les courbes expérimentales.

L'algorithme d'optimisation non linéaire utilisé a montré une grande efficacité dans l'identification des paramètres à travers les résultats qu'il a donné surtout lors de l'identification théorique et ceci malgré son initialisation relativement éloignée de la valeur finale désirée.

Aussi il est à noter que la période d'échantillonnage a une grande influence sur la précision de l'identification des paramètres.

CHAPITRE IV

ESTIMATION LINEAIRE DES PARAMETRES ELECTRIQUES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

IV-1 INTRODUCTION

Parmi les méthodes d'identification existantes dans la littérature autre que la méthode du modèle, on trouve celles qui sont décrites par des fonctions de transfert tirées à partir des circuits équivalents de la machine asynchrone. Ces méthodes permettent une estimation linéaire des paramètres électriques de la machine en se basant sur les mesures des grandeurs statoriques (tensions et courants) et utilisant la méthode des moindres carrés comme algorithme d'estimation. Pour mieux prédire le comportement de cette méthode dans la pratique, nous allons consacrer ce chapitre à une identification théorique des paramètres à partir des fichiers de points tirés par simulation du modèle de la machine.

IV-2 MODÈLE PROPOSÉ DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Le système qui compose la machine asynchrone d'une structure simple et qui représente un ensemble d'équations différentielles linéaires à coefficients constants rend possible sa résolution par des méthodes analytiques et facilite dans une large mesure sa résolution à l'aide de calculateurs numériques. On rappelle que les coefficients (résistances, inductances et vitesse de rotation) des courants dans les équations de tensions en axe d, q, 0 peuvent être considérés comme constants (hypothèses du chapitre I).

IV-2-1 ÉQUATIONS ÉLECTRIQUES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

En notation complexe, le modèle de la machine asynchrone se met sous la forme suivante :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d \bar{\Psi}_s}{dt} + j \omega_s \bar{\Psi}_s \quad (\text{IV-1})$$

$$0 = R_r \bar{I}_r + \frac{d \bar{\Psi}_r}{dt} + j \omega_r \bar{\Psi}_r \quad (\text{IV-2})$$

$$\bar{\Psi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \quad (\text{IV-3})$$

$$\bar{\Psi}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \quad (\text{IV-4})$$

A partir de ces expressions on détermine celles des courants :

$$\bar{I}_s = \frac{1}{\sigma L_s} \bar{\Psi}_s - \frac{1 - \sigma}{\sigma M} \bar{\Psi}_r \quad (\text{IV-5})$$

$$\bar{I}_r = \frac{1}{\sigma L_r} \bar{\Psi}_r - \frac{1 - \sigma}{\sigma M} \bar{\Psi}_s \quad (\text{IV-6})$$

En considérant la décomposition des tensions, flux et courants statoriques et rotoriques dans l'axe d, q il vient :

$$\bar{V}_s = V_{ds} + j V_{qs} \quad (\text{IV-8})$$

$$\bar{\Psi}_s = \Psi_{ds} + j \Psi_{qs} \quad (\text{IV-9})$$

$$\bar{\Psi}_r = \Psi_{dr} + j \Psi_{qr} \quad (\text{IV-10})$$

$$\bar{I}_s = I_{ds} + j I_{qs} \quad (\text{IV-11})$$

$$\bar{I}_r = I_{dr} + j I_{qr} \quad (\text{IV-12})$$

Les équations des tensions statoriques et rotoriques deviennent :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - \omega_s \Psi_{qs}$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + \omega_s \Psi_{ds}$$

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Psi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Psi_{qr}$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Psi_{dr}$$

IV-2-2 DÉTERMINATION DE LA FONCTION DE TRANSFERT

A des vitesses constantes (régime permanent), les équations IV.1, IV.2, IV.3, IV.4 permettent de déterminer la fonction de transfert de la machine asynchrone à partir seulement du courant et de la tension statorique.

On remplace le flux rotorique dans l'équation (IV.2) par son expression donnée par l'équation (IV.4) on trouve :

$$\frac{\bar{I}_r}{\bar{I}_s} = - \frac{p + j\omega_r}{p + j\omega_r + R_r/L_r} \cdot \frac{M}{L_r} \quad (\text{IV-13})$$

avec :

$$p = d/dt .$$

Dans l'équation (IV.3) on remplace le courant rotorique par son expression tirée de l'équation (IV.13)

$$\frac{\bar{I}_r}{\bar{\Psi}_s} = \frac{p + j\omega_r + 1/T_r}{p + j\omega_r + 1/\sigma T_r} \cdot \frac{1}{\sigma L_s} \quad (\text{IV-14})$$

Puis on remplace l'expression du flux statorique tirée de l'équation (IV.14) dans l'équation (IV.1) ce qui permet de déterminer la tension statorique \bar{V}_s en fonction du courant statorique \bar{I}_s .

$$\frac{\bar{I}_s}{\bar{V}_s} = \frac{p + j\omega_r + 1/\sigma T_r}{(p + j\omega_s)(p + j\omega_r + 1/\sigma T_r) + (p + j\omega_r + 1/T_r) 1/\sigma T_s} \cdot \frac{1}{\sigma T_s} \quad (\text{IV-15})$$

avec :

$$\sigma = 1 - M^2/(L_s L_r)$$

$$\omega_r = \omega_s - \omega$$

Pour un référentiel lié au stator ($\omega_s = 0$, $\omega_r = -\omega$) la fonction de transfert devient donc:

$$H(P) = \frac{p - j\omega + 1/T_r}{p(p - j\omega + 1/\sigma T_r + 1/\sigma T_s) + 1/(\sigma T_s T_r) - j\omega/(\sigma T_s)} \quad (\text{IV-16})$$

Remarque :

cette fonction de transfert n'a de sens que si ω est constante et elle peut se mettre sous la forme suivante :

$$H(p) = \frac{\bar{b}_0 + \bar{b}_1 p}{\bar{a}_0 + \bar{a}_1 p + p^2} \quad (\text{IV-17})$$

avec:

$$\bar{a}_1 = 1 / \sigma T_r + 1 / \sigma T_s - j \omega \quad (\text{IV-18})$$

$$\bar{a}_0 = \frac{1}{\sigma T_s T_r} - j \frac{\omega}{\sigma T_s} \quad (\text{IV-19})$$

$$\bar{b}_1 = \frac{1}{\sigma L_s} \quad (\text{IV-20})$$

$$\bar{b}_0 = \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{T_r} - j \omega \right) \quad (\text{IV-21})$$

On détermine les paramètres de la machine en fonction des coefficients estimés $\hat{a}_1, \hat{a}_0, \hat{b}_1, \hat{b}_0$ comme suit :

$$R_s = \frac{\text{Re}(\hat{a}_0)}{\text{Re}(\hat{b}_0)}$$

$$L_s = \frac{\text{Re}(\hat{a}_1) \text{Re}(\hat{b}_0) - \hat{b}_1 \text{Re}(\hat{a}_0)}{[\text{Re}(\hat{b}_0)]^2}$$

$$T_s = \frac{\text{Re}(\hat{a}_1) \text{Re}(\hat{b}_0) - \hat{b}_1 \text{Re}(\hat{a}_0)}{\text{Re}(\hat{a}_0) \text{Re}(\hat{b}_0)}$$

$$T_r = \frac{\hat{b}_1}{\text{Re}(\hat{b}_0)} \quad \text{avec :} \quad \text{Re}(\hat{b}_0) = \frac{R_r}{\sigma L_s L_r}$$

IV-3 MODÈLE LINÉAIRE DE LA MACHINE POUR L'ESTIMATION DES PARAMÈTRES

Il existe deux méthodes pour aborder l'identification des paramètres $\bar{a}_1, \bar{a}_0, \bar{b}_1, \bar{b}_0$ de la fonction de transfert $H(p)$:

- Identification directe du modèle continu.
- Identification indirecte du modèle discret.

IV-3-1 FORMULATION DE L'IDENTIFICATION A PARTIR DU MODÈLE CONTINU

La fonction de transfert de la machine asynchrone est

$$H(p) = \frac{\bar{b}_0 + \bar{b}_1 p}{\bar{a}_0 + \bar{a}_1 p + p^2} = \frac{\bar{I}_s(p)}{\bar{V}_s(p)}$$

d'où :

$$(p^2 + \bar{a}_1 p + \bar{a}_0) \bar{I}_s(p) = (\bar{b}_0 + \bar{b}_1 p) \bar{V}_s(p)$$

En appliquant la transformation inverse de Laplace on aboutit à une équation différentielle qui traduit la relation entre le courant et la tension statorique

$$\frac{d^2 \bar{I}_s}{dt^2} + \bar{a}_1 \frac{d \bar{I}_s}{dt} + \bar{a}_0 \bar{I}_s = \bar{b}_1 \frac{d \bar{V}_s}{dt} + \bar{b}_0 \bar{V}_s \quad (\text{IV-22})$$

En triant la dérivée seconde d'un côté et les autres termes de l'autre côté. l'équation différentielle devient :

$$\frac{d^2 \bar{I}_s}{dt^2} = \left[-\frac{d \bar{I}_s}{dt} \quad -\bar{I}_s \quad \frac{d \bar{V}_s}{dt} \quad \bar{V}_s \right] \cdot [\bar{a}_1 \quad \bar{a}_0 \quad \bar{b}_1 \quad \bar{b}_0]^t \quad (\text{IV-23})$$

Cette équation peut se mettre sous la forme

$$Y(k) = C(k) \cdot P(k)$$

avec:

$$Y(k) = \frac{d^2 \bar{I}_s}{dt^2} \quad (\text{IV-24})$$

$$C(k) = \left[-\frac{d \bar{I}_s}{dt} \quad -\bar{I}_s \quad \frac{d \bar{V}_s}{dt} \quad \bar{V}_s \right] \quad (\text{IV-25})$$

$$P(k) = [\bar{a}_1 \quad \bar{a}_0 \quad \bar{b}_1 \quad \bar{b}_0]^t \quad (\text{IV-26})$$

◦

Cette forme permet d'identifier le vecteur des paramètres \mathbf{P} en utilisant l'algorithme d'estimation linéaire :

D'après les expressions (IV.24, IV.25), on remarque qu'elles sont toutes en fonction des grandeurs \bar{I}_s et \bar{V}_s et de leur dérivées, or ces grandeurs ne sont pas directement mesurables. Pour contourner cette difficulté, on est amené à utiliser la décomposition de ces grandeurs données par les équations (IV.8, IV.11, IV.12).

Ainsi on pose :

$$\bar{a}_1 = a_{1r} - j \omega \quad (\text{IV-27})$$

$$\bar{a}_0 = a_{0r} - j \omega a_{0m} \quad (\text{IV-28})$$

$$\bar{b}_1 = b_{1r} \quad (\text{IV-29})$$

$$\bar{b}_0 = b_{0r} - j b_{0m} \omega \quad (\text{IV-30})$$

avec:

$$a_{1r} = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) \quad (\text{IV-31})$$

$$a_{0r} = \frac{1}{\sigma T_s T_r} \quad (\text{IV-32})$$

$$b_{1r} = \frac{1}{\sigma L_s} \quad (\text{IV-33})$$

$$b_{0r} = \frac{1}{\sigma L_s T_r} \quad (\text{IV-34})$$

$$a_{0m} = \frac{1}{\sigma T_s} \quad (\text{IV-35})$$

$$b_{0m} = \frac{1}{\sigma L_s} \quad (\text{IV-36})$$

En développant le produit matriciel (IV.23). On aura :

$$\begin{bmatrix} \frac{d^2 I_{ds}}{dt^2} + \frac{dI_{ds}}{dt} \omega \\ \frac{d^2 I_{qs}}{dt^2} + \frac{dI_{qs}}{dt} \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{dI_{ds}}{dt} & -I_{ds} & \omega V_{qs} & \frac{dV_{ds}}{dt} \\ -\frac{dI_{qs}}{dt} & -I_{qs} & -\omega V_{ds} & \frac{dV_{qs}}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1r} \\ a_{0r} \\ a_{0m} \\ b_{1r} \\ b_{0r} \end{bmatrix} \quad (IV-37)$$

Dans le cas ou la machine est à l'arrêt nous obtiendrons :

$$\begin{bmatrix} \frac{d^2 I_{ds}}{dt^2} \\ \frac{d^2 I_{qs}}{dt^2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{dI_{ds}}{dt} & -I_{ds} & \frac{dV_{ds}}{dt} & V_{ds} \\ -\frac{dI_{qs}}{dt} & -I_{qs} & \frac{dV_{qs}}{dt} & V_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1r} \\ a_{0r} \\ b_{1r} \\ b_{0r} \end{bmatrix} \quad (IV-38)$$

Pour le calcul des dérivées premières et secondes intervenant dans les modèles précédents on a opté pour les différences finies telles que :

$$\frac{dI_{ds}(k)}{dt} = \frac{I_{ds}(k) - I_{ds}(k-1)}{T} \quad (IV-39)$$

$$\frac{dI_{qs}(k)}{dt} = \frac{I_{qs}(k) - I_{qs}(k-1)}{T} \quad (IV-40)$$

$$\frac{dV_{ds}(k)}{dt} = \frac{V_{ds}(k) - V_{ds}(k-1)}{T} \quad (IV-41)$$

$$\frac{dV_{qs}(k)}{dt} = \frac{V_{qs}(k) - V_{qs}(k-1)}{T} \quad (IV-42)$$

$$\frac{d^2 I_{ds}(k)}{dt^2} = \frac{I_{ds}(k) - 2 I_{ds}(k-1) + I_{ds}(k-2)}{T^2} \quad (IV-43)$$

$$\frac{d^2 I_{qs}(k)}{dt^2} = \frac{I_{qs}(k) - 2 I_{qs}(k-1) + I_{qs}(k-2)}{T^2} \quad (IV-44)$$

IV-3-2 FORMULATION DE L'IDENTIFICATION A PARTIR DU MODÈLE DISCRET

Pour transformer la fonction de transfert de la machine asynchrone de la forme continue à la forme discrète, on utilise le changement de variables suivant:

$$P = \frac{2}{T} \frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}}$$

avec :

T : période d'échantillonnage

Dans le cas où la machine est à l'arrêt La fonction de transfert s'écrit sous forme discrète :

$$H(Z^{-1}) = \frac{B_0 + B_1 Z^{-1} + B_2 Z^{-2}}{1 + A_1 Z^{-1} + A_2 Z^{-2}} \quad (\text{IV-45})$$

avec:

$$B_0 = \frac{b_{0r} T^2 + 2 b_{1r} T}{\alpha} \quad (\text{IV-46})$$

$$B_1 = \frac{2 b_{0r} T}{\alpha} \quad (\text{IV-47})$$

$$A_0 = \frac{b_{0r} T^2 - 2 b_{1r} T}{\alpha} \quad (\text{IV-48})$$

$$A_1 = \frac{-8 + 2 a_{0r} T}{\alpha} \quad (\text{IV-49})$$

$$A_2 = \frac{a_{0r} T^2 - 2 a_{1r} T + 4}{\alpha} \quad (\text{IV-50})$$

$$\alpha = a_{0r} T^2 + 2 a_{1r} T + 4 \quad (\text{IV-51})$$

Nous déterminons les paramètres physiques de la machine par les expressions suivantes:

$$a_{0r} = - \frac{1 + A_1 + A_2}{A_1 - A_2 - 1} \frac{4}{T} \quad (\text{IV-52})$$

$$a_{1r} = - \frac{1 - A_2}{A_1 - A_2 - 1} \frac{4}{T} \quad (\text{IV-53})$$

$$b_{0r} = \frac{B_0 + B_2}{2 T^2} (a_{0r} T^2 + 2 a_{1r} T + 4) \quad (\text{IV-54})$$

$$b_{1r} = \frac{B_2 - B_0}{4 T} (a_{0r} T^2 + 2 a_{1r} T + 4) \quad (\text{IV-55})$$

Pour pouvoir estimer les coefficients de la fonction de transfert (IV.45) on doit passer en premier lieu aux équations aux différences :

$$H(Z^{-1}) = \frac{\bar{I}_s(Z^{-1})}{\bar{V}_s(Z^{-1})} = \frac{B_0 + B_1 Z^{-1} + B_2 Z^{-2}}{1 + A_1 Z^{-1} + A_2 Z^{-2}}$$

d'où :

$$(1 + A_1 Z^{-1} + A_2 Z^{-2}) \bar{I}_s(Z^{-1}) = (B_0 + B_1 Z^{-1} + B_2 Z^{-2}) \bar{V}_s(Z^{-1})$$

L'équation aux différences de la fonction de transfert est donc :

$$\bar{I}_s(k) + A_1 \bar{I}_s(k-1) + A_2 \bar{I}_s(k-2) = B_0 \bar{V}_s(k) + B_1 \bar{V}_s(k-1) + B_2 \bar{V}_s(k-2) \quad (\text{IV-56})$$

Sous forme matricielle on aura :

$$\bar{I}_s(k) = \begin{bmatrix} -\bar{I}_s(k-1) & -\bar{I}_s(k-2) & \bar{V}_s(k) & \bar{V}_s(k-1) & \bar{V}_s(k-2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ B_0 \\ B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV-57})$$

qui peut être mise sous la forme :

$$Y(k) = C(k) \cdot P(k) \quad (\text{IV-58})$$

avec:

$$Y(k) = I_s(k) \quad (\text{IV-59})$$

$$C(k) = \begin{bmatrix} -\bar{I}_s(k-1) & -\bar{I}_s(k-2) & \bar{V}_s(k) & \bar{V}_s(k-1) & \bar{V}_s(k-2) \end{bmatrix} \quad (\text{IV-60})$$

$$P(k) = \begin{bmatrix} A_1 & A_2 & B_0 & B_1 & B_2 \end{bmatrix}^t \quad (\text{IV-61})$$

En décomposant les grandeurs \bar{I}_s et \bar{V}_s selon les équations (IV.8, IV.11, IV.12) on aboutit au modèle suivant:

$$\begin{bmatrix} I_{ds}(k) \\ I_{qs}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -I_{ds}(k-1) & -I_{ds}(k-2) & V_{ds}(k) & V_{ds}(k-1) & V_{ds}(k-2) \\ -I_{qs}(k-1) & -I_{qs}(k-2) & V_{qs}(k) & V_{qs}(k-1) & V_{qs}(k-2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ B_0 \\ B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV-62})$$

IV-4 ESTIMATION DES PARAMÈTRES DE LA MACHINE PAR L'ALGORITHME DES MOINDRES CARRÉS RÉCURSIF AVEC FACTEUR D'OUBLI

IV-4-1 FORMULATION DU PROBLÈME

Le méthode des moindres carrés, bien que primitive, est la méthode d'identification la plus couramment utilisée (surtout pour les systèmes automatiques). Elle s'applique dans le cas d'un modèle où les paramètres interviennent linéairement, ce qui est le cas pour le modèle linéaire de la machine asynchrone.

Comme nous l'avons démontré la fonction de transfert de la machine asynchrone se met sous la forme :

$$Y(k) = C(k)^t P(k) \quad (\text{IV-63})$$

ou :

C : vecteur d'observation d'entrée sortie
P : vecteur des paramètres.

La méthode des moindres carrés ordinaires consiste à obtenir le meilleur estimé du vecteur P au sens de la minimisation du critère quadrature suivant :

$$J = \sum_{i=1}^N (Y^*(k) - C^T(k).P(k))^2 \quad (\text{IV-64})$$

avec :

N : nombres de mesures
Y*(k) : mesures expérimentales

IV-4-2 FORME GÉNÉRALE DE L'ALGORITHME DES MOINDRES CARRÉS RÉCURSIF AVEC FACTEUR D'OUBLI

L'algorithme récursif avec facteur d'oubli des moindres carrés est donnée par :

$$\mathbf{P}(k) = \mathbf{P}(k-1) + \mathbf{G}(k) [\mathbf{Y}(k) - \mathbf{C}^T(k) \cdot \mathbf{P}(k-1)] \quad (\text{IV-65})$$

$$\mathbf{G}(k) = \frac{\mathbf{Q}(k-1) \cdot \mathbf{C}(k)}{\lambda + \mathbf{C}^T(k) \cdot \mathbf{Q}(k-1) \cdot \mathbf{C}(k)} \quad (\text{IV-66})$$

$$\mathbf{Q}(k) = \lambda^{-1} \left[\mathbf{Q}(k-1) - \frac{\mathbf{Q}(k-1) \cdot \mathbf{C}^T(k) \cdot \mathbf{Q}(k-1)}{\lambda + \mathbf{C}^T(k) \cdot \mathbf{Q}(k-1) \cdot \mathbf{C}(k)} \right] \quad (\text{IV-67})$$

λ : étant un facteur réel positif inférieur à 1, appelé facteur d'oubli (en Anglais forgotten factor) car il permet un oubli exponentiel des informations (mesures) passés.

IV-4-3 INITIALISATION DE L'ALGORITHME D'ESTIMATION

Alors que les moindres carrés ordinaires donne l'estimation \mathbf{P} des paramètres en une seule étape et ne nécessite pas d'initialisation. L'algorithme récursif (comme les algorithmes de programmation non linéaire) doit être initialisé, c'est à dire que l'on doit fournir les valeurs initiales $\mathbf{P}(0)$ et $\mathbf{Q}(0)$. $\mathbf{P}(0)$ est l'estimation initiale des paramètres.

Pour les machines asynchrones l'initialisation du vecteur \mathbf{P} se fera avec les paramètres tirés à partir des essais classiques.

Pour la matrice \mathbf{Q} on prend :

$$\mathbf{Q}(0) = \rho \mathbf{I}$$

avec :

ρ : nombre réel positif inférieur à 1

\mathbf{I} : matrice identité.

IV.5 ÉTUDE PAR SIMULATION DE L'ALGORITHME DES MOINDRES CARRÉS RÉCURSIF AVEC FACTEUR D'OUBLI APPLIQUÉ AU MODÈLE LINÉAIRE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Afin d'étudier les performances de l'algorithme des moindres carrés récursif avec facteur d'oubli pour l'estimation des paramètres de la machine, on a recouru à la simulation du modèle linéaire de la machine asynchrone dans les deux cas, continu et discret, pour deux fichiers de mesures à traiter. Les modèles utilisés pour la simulation sont le modèle (IV.38) pour le cas continu et le modèle (IV.62) pour le cas discret.

IV-5-1 IDENTIFICATION DES PARAMÈTRES

Les paramètres prises pour l'initialisation de l'algorithme sont:

$$\begin{aligned} \text{Cas continu : } P(0) &= [215 \quad 1375 \quad 20 \quad 420]^t \\ \text{Cas discret : } P(0) &= [-0.03 \quad -0.5 \quad 0.12 \quad 0.07 \quad -0.04]^t \end{aligned}$$

Les résultats obtenus sont regroupés dans le tableau suivant :

PARAMÈTRES	a_{0r}	a_{1r}	b_{0r}	b_{1r}
PARAMÈTRES RÉELS	1369.05	220.742	426.497	24.334
Valeur (S-I) MODÈLE DISCRET	1372.35	217.130	419.338	23.898
Valeur (S-I) MODÈLE CONTINU	1392.27	235.674	439.539	24.723
Erreur (%) MODÈLE CONTINU	0.24	1.64	1.70	1.80
Erreur(%) MODÈLE DISCRET	1.69	6.76	3.06	1.60

Tableau IV-1 Tableau des résultats d'identification

IV-6 CONCLUSION

L'estimation des paramètres électriques de la machine asynchrone par la méthode des moindres carrés récurrents avec facteur d'oubli a donné des résultats satisfaisants pour le cas des modèles discrets et continus .

Les paramètres obtenus par l'identification varient autour des valeurs initiales. Ce qui signifie que le choix de ces derniers est relativement précis pour obtenir un meilleur estimé des paramètres .Dans le cas contraire, la qualité d'estimation est affectée .

Le pas d'échantillonnage a une grande influence sur la convergence de l'algorithme d'estimation et son choix n'est pas du tout trivial. Il doit être fait de telle sorte que le théorème de Shannon soit vérifié .

Nous avons donc montré à l'aide de la simulation la robustesse de l'algorithme pour l'estimation des paramètres électriques de la machine .

CONCLUSION GENERALE

A travers ce travail, nous avons présenté une introduction à la modélisation d'entrée-sortie de la machine asynchrone et à l'identification paramétrique à partir de mesures entrées-sorties.

Au début, nous avons élaborer une modélisation mathématique de la machine asynchrone dans le référentiel de Park dans un but très précis. Cette modélisation à été développée sous forme d'équation d'état de façon à pouvoir d'une part, aborder la simulation du fonctionnement de la machine et d'autre part de tester la validité des algorithmes d'identification des paramètres dans les divers modes de fonctionnement (en statique et en dynamique). La validité du modèle proposé a été testée par comparaison entre les résultats de la simulation numérique et les relevées expérimentaux.

Ensuite, nous avons entamé la partie identification de notre travail. La première méthode qui a été étudiée concerne l'identification en régime statique. La machine étant à l'arrêt, cette méthode est basée sur l'exploitation de la courbe de décroissance du courant continu dans les enroulements statoriques. Elle a permis d'identifier les paramètres électriques de la machine asynchrone à l'aide des algorithmes d'identification non linéaires (Newton, Levenberg-Marquardt). Cette méthode présente beaucoup d'avantages du point de vue exécution telle qu'elle peut être mise en oeuvre facilement sans faire appel à un matériel sophistiqué. Toute fois, d'après les résultats d'identification obtenus sur la machine asynchrone triphasée à bagues, elle a montré une dispersion importante par rapport à la réalité physique. Compte tenu de ces résultats, nous avons conclu que nous ne pouvons pas compter sur cette méthode pour avoir une identification précise des paramètres de le machine. Cependant, elle peut servir à l'initialisation de l'identification en régime dynamique.

La deuxième méthode étudiée est celle relative à l'identification non linéaire dynamique. Cette méthode est basée sur l'exploitation de la dynamique de deux courants de phase statoriques et de la vitesse de rotation de la machine au régime transitoire de démarrage sous pleine tension à vide. L'identification paramétrique est obtenue à l'aide d'un algorithme d'optimisation non linéaire (Levenberg-Marquardt). Les résultats obtenus sont satisfaisants comparativement aux courbes identifiées et expérimentales.

Une méthodologie d'estimation linéaire des paramètres électriques basée sur des grandeurs mesurables qui sont les courants et les tensions statoriques a été également développée. Les résultats d'identification théoriques obtenus ont montré une certaine satisfaction pour le cas d'utilisation du modèle continu, comme pour le cas du modèle discret. Ils sont acceptables en général.

Enfin, nous n'omettrons pas de signaler qu'il reste beaucoup à faire dans le domaine d'identification paramétrique des machines asynchrones. Ce simple travail, que nous venons de présenter, ne constitue qu'une contribution à ce sujet et qui appelle un développement ultérieur.



ANNEXES

**ANNEXE I : ESSAIS CLASSIQUES DE DETERMINATION
DES PARAMETRES DE LA MACHINE .**

Du fait que les méthodes d'optimisation comme celles utilisées dans ce mémoire risquent de diverger si le choix du vecteur initial des paramètres n'est pas bon , on est contraint de le choisir par le biais des essais classiques classiques.

Tout d'abord ,il est à noter qu'une machine asynchrone est caractérisée par les équations en notation complexe suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{V}_s = (R_s + j l_s \omega_s) \bar{I}_s + j M \omega_s \bar{I}_\mu \\ 0 = \left(\frac{R_r'}{g} + j l_r' \omega_s \right) \bar{I}_r' - j M \omega_s \bar{I}_\mu \\ \bar{I}_\mu = \bar{I}_s - \bar{I}_r' \end{array} \right. \quad (A1-1)$$

Les grandeurs avec ^(*) sont les grandeurs rotoriques ramenées au stator. I_μ étant le courant magnétisant .

Ces équations sont identiques à celles d'un transformateur statique de puissance dont le secondaire est en court-circuit . Le schéma équivalent de la machine asynchrone par phase est donc le suivant :

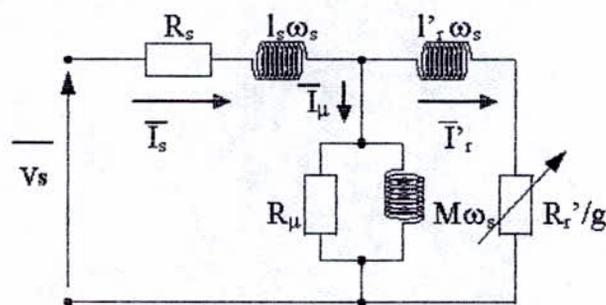


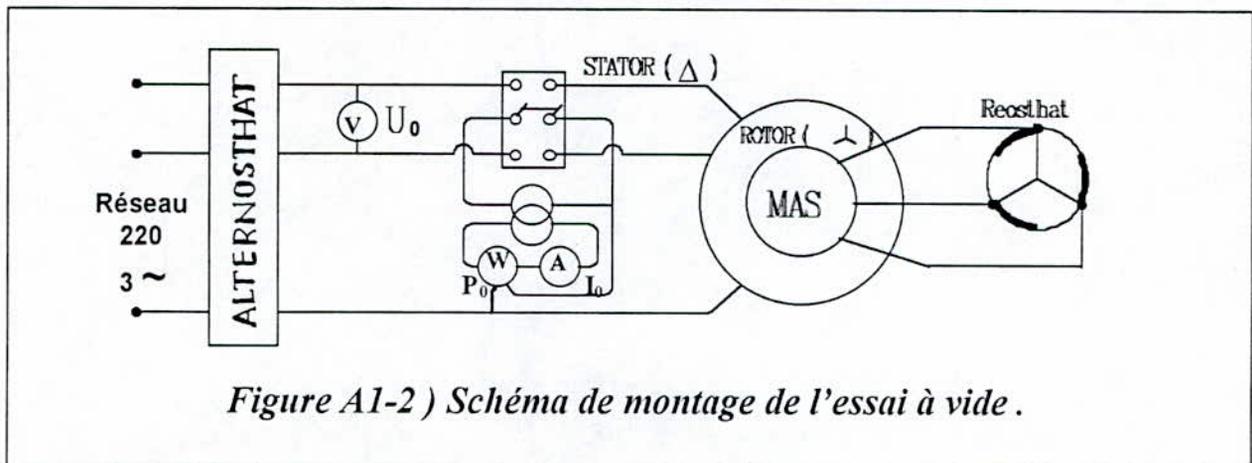
Figure A1-1) : Schéma équivalent de la machine asynchrone par phase .

Une résistance R_μ est shuntée par la réactance magnétisante dans le but de tenir compte des pertes fer. La machine faisant l'objet de notre thème possède la plaque signalétique suivante :

220 / 380 Volts	$n = 2$	4 / 7 A
1425 tr / mn	2 kW	50 Hz

AI-1 ESSAI AVIDE

La machine, alimentée à la tension nominale, tourne à vide, rotor court circuité. On relève P_0 , I_0 , U_0 .



Cette essai permet de mesurer la réactance cyclique $L_s \omega_s$ d'où l'inductance cyclique du stator. A vide, le glissement étant nul, on a $I_{s0} \approx I_\mu$ et d'après les équations A1-1 on tire :

$$V_{s0} = [R_s + j(l_s + M)\omega_s] I_{s0}$$

Puisque R_s est négligeable devant $L_s \omega_s$, l'inductance statorique est donnée par :

$$L_s = l_s + M = \frac{U_0 / \sqrt{3}}{2\pi f I_0} \quad (\text{AI-2})$$

Pour $U_0 = 330 \text{ V}$ et $I_0 = 1.81 \text{ A}$

on aura :

$$\underline{L_s = 335.06 \text{ mH}}$$

AI-2 ESSAI A ROTOR BLOQUE

L'essai en court circuit (rotor bloqué - $g = 1$) permet de calculer la réactance cyclique des fuites totales ramenées au stator ($N_1 \omega_s$), ainsi que la résistance totale ramenée au stator avec :

$$N_1 = I_s + I_r \quad R_{eq} = R_s + R'_r$$

La puissance réactive consommée lorsque le rotor est bloqué est :

$$Q_{cc} = 3 N_1 \omega_s I_{cc}^2 \text{ d'ou :}$$

$$N_1 = \frac{Q_{cc}}{6 \pi f I_{cc}^2} \quad (\text{AI-3})$$

La puissance active consommée lorsque le rotor est bloqué représente pratiquement les pertes Joules, c'est à dire : $P_{cc} = 3 R_{eq} I_{cc}^2$ d'ou :

$$R_{eq} = \frac{P_{cc}}{3 I_{cc}^2} \quad (\text{AI-4})$$

pour : $I_{cc} = 4 \text{ A}$, $P_{cc} = 437 \text{ W}$ et $Q_{cc} = 674 \text{ VAR}$ on tire :

$$\underline{N_1 = 44.70 \text{ mH}}$$

$$\underline{R_{eq} = 9.10 \ \Omega}$$

AI-3 ESSAI A ROTOR OUVERT

Dans cette essai on ouvre les trois phases du rotor et on alimente le stator. Ceci permet de déterminer le rapport de transformation stator-rotor et la réactance cyclique propre au stator :

$$m = \frac{U_s}{\sqrt{3} U_r} \quad (\text{AI-5})$$

$$L_s = \frac{\sqrt{3} U_s}{I_s} \quad (\text{AI-6})$$

on aura par suite :

$$\underline{m = 0.1676}$$

$$\underline{L_s = 335 \text{ mH}}$$

A1-4 ESSAI A STATOR OUVERT

Dans cette essai on opère inversement . On alimente les phases rotoriques tandis que le stator est ouvert . On a:

$$\bar{V}_{20} = \bar{R}_r \bar{I}_{r0} + j L_r \omega_s \bar{I}_{r0}$$

Puisque R_r est négligeable on a :

$$L_r = \frac{U_{20} / \sqrt{3}}{2 \pi f I_{r0}} \quad (\text{A1-6})$$

Pour : $U_{20} = 50.7 \text{ V}$ et $I_{r0} = 9.9 \text{ A}$ on aura :

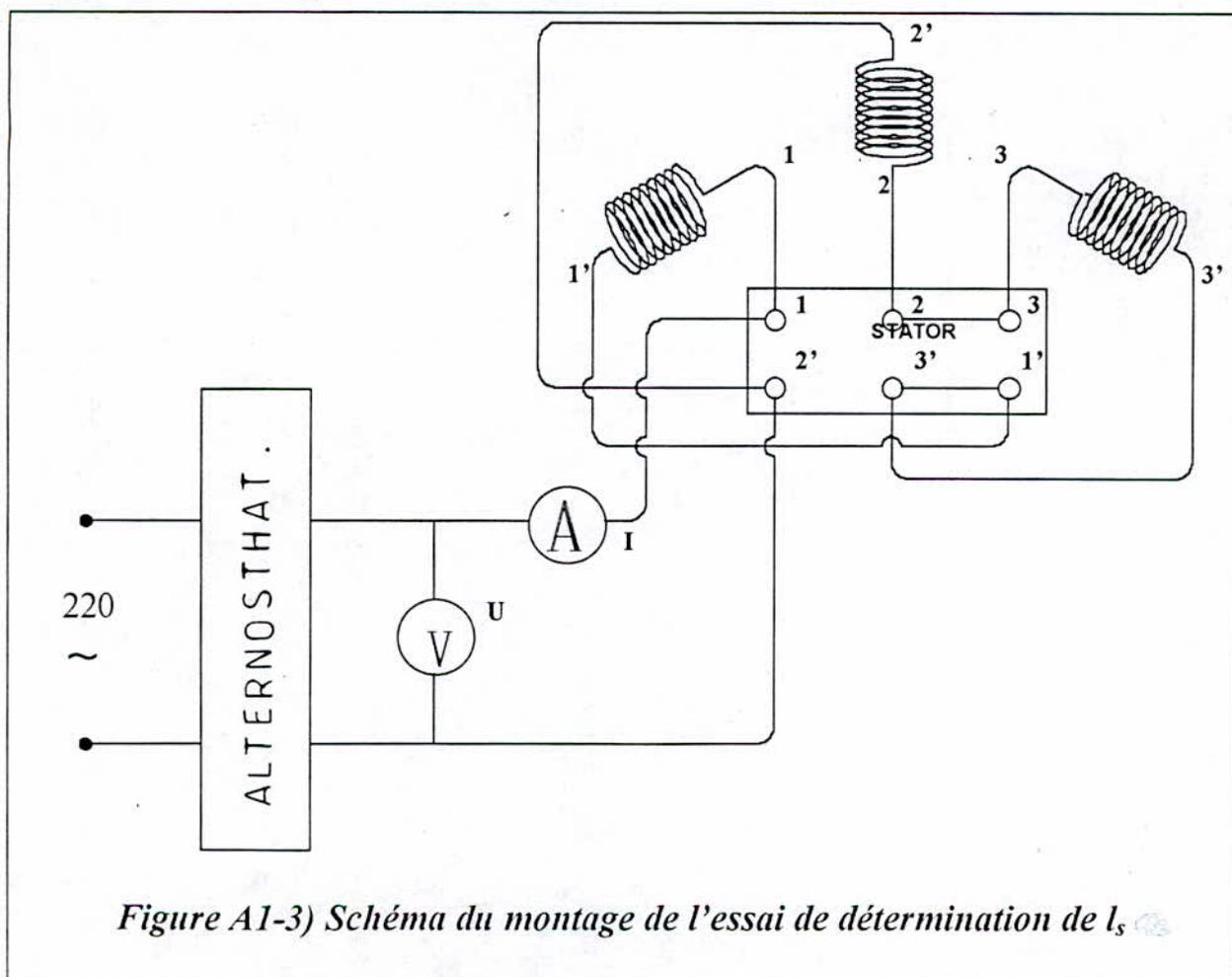
$$\underline{L_r = 9.9397 \text{ mH}}$$

Et l'inductance cyclique du rotor ramenée au stator est donc :

$$L'_r = L_r / m^2 \quad \Rightarrow \quad \underline{L'_r = 334.53 \text{ mH}}$$

A1-5 ESSAI DE DETERMINATION DE l_s :

Afin de déterminer l_s , on relie les trois bobines en série et on les alimente sous une tension réduite à l'aide d'un alternostat . On relève ensuite U et I . Le montage réalisé est celui présenté à la figure A1-3.



$$Z_0 = U / 3 I = R_s + j l_s \omega_s$$

Puisque R_s est négligeable devant $l_s \omega_s$ on aura :

$$l_s = \frac{U}{6 \pi f I} \quad (\text{A1-7})$$

Pour $U = 30 \text{ V}$ et $I = 1.42 \text{ A}$ on tire :

$$l_s = \underline{\underline{22.50 \text{ mH}}}$$

Comme :

$$M = L_s - l_s \quad \text{Alors :}$$

$$M = \underline{\underline{312.56 \text{ mH}}}$$

A1-6 MESURE DES RESISTANCES

Puisque les résistances sont faibles, on utilise un montage amont, et leurs mesures s'opèrent à chaud .

$$\text{Pour une phase statorique :} \quad R_s = \underline{\underline{3.20 \Omega}}$$

$$\text{Pour une phase rotorique :} \quad R_r = 0.1647074 \Omega$$

d'où :

$$R'_r = R_r / m^2 \quad \Rightarrow \quad R'_r = \underline{\underline{5.8635 \Omega}}$$

ANNEXE II :

DETERMINATION DES PARAMETRES MECANIQUES

AII-1) DETERMINATION DU COEFFICIENT DE FROTTEMENT MECANIQUE (D) :

Dans un premier temps, le groupe (MAS - MCC) est entraîné à la vitesse de synchronisme et on relève la puissance absorbée par la M.C.C. notée (P_{12}) . Ensuite, on découple le groupe et on alimente la M.C.C. en la faisant tourner à la même vitesse que précédemment . On relève la puissance absorbée (P_1) .

La puissance dissipée par frottement mécanique est alors :

$$P_f = P_{12} - P_1$$

et tant que : $P_f = \Gamma_f \cdot \Omega = D \cdot \Omega^2$, tel que : $\Omega = \pi N / 30$
alors :

$$P_f = (\pi^2/900) \cdot D \cdot N^2 \quad \Rightarrow \quad D = (P_{12} - P_1) \cdot 900 / (\pi^2 \cdot N^2)$$

Pour :

$$\begin{cases} N = 1500 \text{ tr/mn} \\ P_{12} = 228 \text{ W} \\ P_1 = 184.75 \text{ W} \end{cases}$$

on aura :

$$\underline{D = 1.753 \cdot 10^{-3} \text{ kg m}^2/\text{s}}$$

AII-2) DETERMINATION DU MOMENT D'INERTIE (J) PAR L'ESSAI DE RALENTISSEMENT :

Alimenté sous sa tension nominale, on fait tourner la machine à la vitesse de synchronisme . Après l'établissement de ce régime on coupe l'alimentation en enregistrant la décélération exponentielle de la vitesse sur oscilloscope numérique moyennant la génératrice tachymétrique de constante de proportionnalité de $0.06 \text{ V/tr.mn}^{-1}$. Théoriquement, la décélération est selon l'équation :

$$J \cdot d\Omega/dt + D \cdot \Omega = 0 \quad \text{avec : } \Omega(0) = \Omega_0 .$$

d'où :

$$\Omega = \Omega_0 (1 - e^{-t/\tau_m}) \quad \text{avec : } \tau_m = J/D$$

Les coordonnées des points M, N sont :

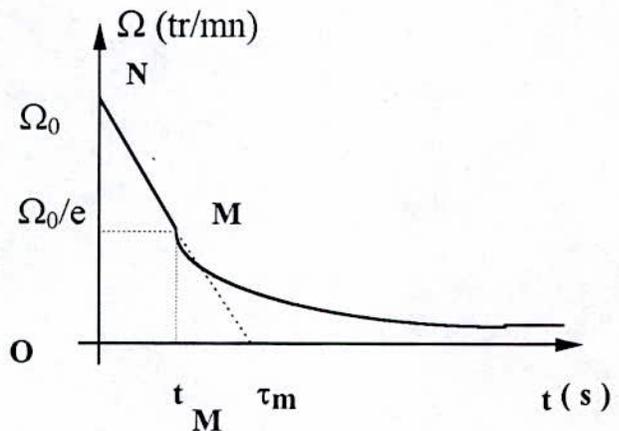
$$N(0, \Omega_0), M(t_M, \Omega_M)$$

L'équation de la droite (MN) est :

$$\Omega = \Omega_0 - (\Omega_0 - \Omega_M) \cdot t / t_M .$$

A $t = \tau_m$, la vitesse est nulle d'où :

$$\tau_m = \Omega_0 \cdot t_M / (\Omega_0 - \Omega_M)$$



Dans notre essai : $\Omega_0 = 1480$ tr/mn , $\Omega_M = 540$ tr/mn et $t_M = 6.6$ s d'où :

$$\tau_m = \underline{\underline{10.3915 \text{ s}}}$$

Connaissant D , le moment d'inertie est donné par :

$$J = \tau_m \cdot D \quad \Rightarrow \quad \underline{\underline{J = 18.2163 \cdot 10^{-3} \text{ kg.m}^2}}$$

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

I - THESES :

[I-1] M. BOUSSAK , " Contribution à la modélisation entrée sortie et à l'identification paramétrique des machines à induction .", Thèse de doctorat de l'université PARIS 6 , 1989.

[I-2] O. TOUHAMI , " Contribution à l'identification paramétrique des machines électrique " , Thèse de doctorat d'état , ENP- Alger , 1994 .

[I-3] A. FAIDALLAH , " Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones " , Thèse de doctorat de l' I.N.P.L , Lorraine 1995 .

II - LIVRES :

[II-1] P. BARRET , "Régimes transitoires des machines tournantes électriques." , EYROLLES , Paris 1982 .

[II-2] B.K. BOSE , "Power electronic and ac drives." , PRENTICE HALL, USA 1986 .

[II-3] M. BOUMAHRAT , A. GOURDIN , " Méthodes numériques appliquées ." , O.P.U. Alger , 1993 .

[II-4] J . CHATELAIN , " Machines électriques ." , Presses polytechniques romandes , DUNOD 1984 .

[II-5] C. FOULARD , S. GENTIL , J.P. SANDAZ , " Commande et régulation par calculateur numérique. " , EYROLLES , 5^{eme} édition , Paris 1987 .

[II-6] I.D. LANDAU , "Identification et commande des systèmes.", HERMES , Paris 1993 .

[II-7] J . RICHALET (ADERSA), " Pratique de l'identification. ", HERMES , Paris 1991 .

[II-8] L . E . SCALES , " Introduction to non linear optimization." , Département of computer science university of Liverpool, MACMILLAN , 1985 .

[II-9] G. SEGUIER , J. LESENNE , F. NOTELET , "Introduction à l'électrotechnique approfondie.", Technique & Documentation, LAVOISIER , Paris 1980 .

[II-10] J.C. TRIGEASSOU , "Recherche et modèle expérimentaux assistée par ordinateur " , Tec & Doc (LAVOISIER) , Toulouse 1988

III - PUBLICATIONS :

[III-1] H. BAUSH , R.BLÜMEL , W.ZENG , "Flux estimation of P.W.M.-inverter-fed torque-controlled induction machine based on terminal quantities", pp 833-837 , FRG 1990 , IEEE.

[III-2] M.BOUSSAK , G.A.CAPOLINO , M.POLOUJADOFF , "Parameter identification in vector controlled induction machine with flux model reference adaptive system (MRAS) " , France 1992 , pp 838-842.

[III-3] L.M. GRZESIAK , "Equivalent circuit determination of an ac machine based on catalogue data and values of no-load current and stator resistance " , 303-306.

[III-4] L. LARON , "Identification paramétrique complète de l'actionneur asynchrone " , Canada 1992 , pp 27/5-27/8.