

7/95

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER

Alger

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

28

Thèse de Doctorat d'État ès-Sciences

Par

Nabil. Khenfer

Ingenieur-Magister de l'ENP Alger

**MACHINE ASYNCHRONE:
SES MODELES, SON IDENTIFICATION ET SA
COMMANDE**

Soutenu Publiquement le1995..... devant le jury d'examen:

Président:	:	A. Boucenna	Professeur (U. de Sétif)
Rapporteur:	:	A. Rezzoug	Professeur (I.N.P.L. de Nancy)
Examineurs	:	R. Ibtouen	Maitre de Conférences (E.N.P. Alger)
		. Louam	Maitre de Conférences (E.N.P. Alger)
		O. Touhami	Maitre de Conférences (E.N.P. Alger)
Invité	:	B. Mazari	Maitre de Conférences (E.N.P. Oran)

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE



Thèse de Doctorat d'État ès-Sciences

Par

Nabil. Khenfer

Ingenieur-Magister de l'ENP Alger

**MACHINE ASYNCHRONE:
SES MODELES, SON IDENTIFICATION ET SA
COMMANDE**

Soutenue Publiquement le devant le jury d'examen:

Président:	:	A. Boucenna	Professeur (U. de Sétif)
Rapporteur:	:	A. Rezzoug	Professeur (I.N.P.L. de Nancy)
Examineurs	:	R. Ibtouen	Maitre de Conférences (E.N.P. Alger)
		. Louem	Maitre de Conférences (E.N.P. Alger)
		O. Touhami	Maitre de Conférences (E.N.P. Alger)
Invité	:	B. Mazari	Maitre de Conférences (E.N.P. Oran)

Avant propos

Ce travail a été réalisé dans le cadre d'une coopération entre le laboratoire du G.R.E.E.N de Nancy et l'institut de Génie électrique de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger.

Je suis reconnaissant à Monsieur le Professeur A. REZZOUG d'avoir dirigé cette thèse et du temps qu'il m'a consacré malgré ses lourdes charges.

Je remercie Monsieur A. BOUCENNA Professeur à l'institut de Physique de Sétif, pour avoir bien voulu me faire l'honneur de présider le Jury.

J'adresse également mes profonds remerciements à Messieurs R. IBTOUENE, LOUEM, Maîtres de Conférences à l'ENP Alger et B. MAZARI maitres de Conférences à l'USTO ran pour avoir voulu examiner mon travail et me faire l'honneur de participer au jury de cette thèse.

J'exprime toute ma gratitude à Monsieur B. LAPORTE, Professeur à l'ENSEM, pour m'avoir accueilli au sein du G.R.E.E.N.

Mes remerciements à Monsieur B. DAVAT Professeur et Directeur du GREEN pour son soutien matériel et moral.

J'exprime toute ma gratitude à Monsieur B. LAPORTE, Professeur à l'ENSEM, pour m'avoir accueilli au sein du G.R.E.E.N.

Que Messieurs E. GUDEFIN, Professeur à l'ENSEM de Nancy, et F.M. SARGOS, et MEYBODY-TABAR Maître de Conférences à l'ENSEM, trouvent ici l'expression de ma profonde reconnaissance pour les discussions fructueuses que j'ai eues avec eux.

je ne saurais oublier de remercier tous les membres du Groupe d'Electrotechnique et d'Electronique de Nancy qui ont favorisé l'aboutissement de cette thèse.

Je remerci également mon neveu FOUZI KHENFER, NAZIHA MEHENNAOUI ainsi que toute ma famille pour leur aide morale.

Enfin je remercie particulièrement Monsieur et Madame Diab ainsi que leurs enfants pour le soutien moral pendant mon séjour en France.

PLAN DE TRAVAIL



INTRODUCTION

CHAPITRE I

I MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1 Description et principe de fonctionnement	4
I.2 Modèles électromécaniques de la machine asynchrone en grandeurs de phases	
I.2.1 Représentation schématique d'un moteur asynchrone-triphasé	5
I.2.2 Hypothèses simplificatrices	6
I.2.3 Définitions des grandeurs électromécaniques et des paramètres de la machine	
I.2.3.1 Equations électriques	
I.2.3.2 Expression du couple	8
I.2.3.3 Equation du mouvement	9
I.2.3.4 Régime pèrmanent de la machine asynchrone	
I.3 Modèle de la machine dans le système d'axes d,q	10
I.3.1 Transformation de Park	
I.3.2 Choix du référentiel	
I.3.2.1 Référentiel immobile par rapport au stator	12
I.3.2.2 Référentiel immobile par rapport au rotor	
I.3.2.3 Référentiel immobile par rapport au champ tournant	
I.3.3 Application de la transformation à la machine asynchrone	
I.3.4 Equation de Park en régime permanent	13
I.4 Schémas équivalents par phase de la machine asynchrone	14
-Schéma "réaliste à deux circuit de la machine asynchrone	
-Schéma équivalent similaire à celui du transformateur	
-Schéma équivalent à flux de fuite secondaire nul	
-Schéma équivalent à flux de fuite primaire nul	
-Schéma équivalent avec circuit magnétisant ramené aux bornes du réseau.	
I.5 Position du problème	17
I.6 Choix du schéma équivalent et démarche globale	
Conclusion	18

CHAPITRE II

II ESSAIS CLASSIQUES ET SENSIBILITE AUX PARAMETRES

20

Introduction

II.1 Machine à rotor bobiné

II.1.1 Modèle adopté

II.1.2 Mesure des paramètres électriques	
a) Mesure des résistances	
b) mesure des inductances	21
c) variation des inductances en fonction du courant	22
II.1.3 Détermination des paramètres mécaniques	25
a) mesure du moment d'inertie	
b) mesure du coefficient de frottements	26
II.2 Simulation de comportement dynamique de la machine	
II.2.1 Modélisation sous forme d'équations d'état	
II.2.2 résultats expérimentaux	28
II.3 Problématique de la machine à cage	31
II.4 Résultats de la simulation	
II.5 Etude de la sensibilité du modèle aux paramètres de la machine	33
II.5.1 Influence des paramètres électriques	
II.5.2 Influence des paramètres mécaniques	35
II.6 Analyse critique des résultats	40

CHAPITRE III

IDENTIFICATION STATIQUE PAR APPLICATION D'ÉCHELON DE TENSION

Introduction	
III.1 Identification statique	42
III.1.1 Etude théorique générale dans le cas d'une alimentation par échelon	43
III.1.2 Etude de la croissance du courant	45
III.1.2.1 Principe de l'essai	
III.1.2.2 Formulation théorique de la croissance du courant	46
III.1.3 Etude de la décroissance du courant	49
III.1.3.1 Principe de l'essai	
III.1.3.2 Formulation théorique de la décroissance du courant	50
III.2 Méthodes d'identification du courant enregistré	52
III.2.1 Méthode classique d'identification	
III.2.2 Méthode numérique d'identification	53
III.3 Détermination expérimentale des paramètres de la machine	54
III.4 Simulation lors de d'un régime dynamique	58
Conclusion	60

CHAPITRE IV

IV IDENTIFICATION PAR LA METHODE DU MODELE

Introduction	62
IV.1 Présentation de la méthode du modèle	
IV.2 Etude et comparaison des différentes méthodes d'optimisation	64
IV.2.1 Les méthodes du premier ordre	65
IV.2.1.1 Méthode de CAUCHY (Gradient)	
IV.2.1.2 Méthode du gradient conjugué	67
IV.2.2 Méthodes du deuxième ordre	68
IV.2.2.1 Méthode de Newton-Raphson	
IV.2.2.2 Méthode de Levenberg-Marquardt	69
IV.3 Mise en oeuvre de la méthode d'identification	73
IV.3.1 Description du programme d'identification	
IV.3.2 Application de la méthode de Marquardt	74
IV.3.2.1 Identification d'un circuit R-L	75
IV.3.2.2 Application à l'identification de la machine à induction	
IV.3.2.2 validation des résultats par simulation en régime dynamique	77
Conclusion	82

CHAPITRE V

V. IDENTIFICATION PAR UTILISATION DES ESSAIS DYNAMIQUES ET COMPARAISON AVEC LES RESULTATS PAR CALCUL DE CHAMP

Introduction	84
V.1 Estimation des paramètres de la machine vue du stator	
V.1.1 Modèle linéaire de la machine	
V.1.2 Identification des paramètres électriques	86
V.1.3 Identification des paramètres mécaniques	90
V.2 Résultats expérimentaux	92
V.3 Validation des résultats	96
V.4 Essais en charge	102
V.5 Schéma équivalent de la machine asynchrone à paramètres variable	104
V.5.1 Variation des paramètres statoriques en fonction de la tension V_s	
V.5.2 Variation des paramètres rotoriques	106
V.5.3 Etude de la variation des pertes fer en fonction de la fréquence rotorique.	110
V.6 Identification par calcul de champ	111
V.6.1 Détermination de la réactance de magnétisation	
V.6.2 Détermination des réactances de fuites (X_s et X_r)	
a) Réactances de fuite d'encoches	

b) Réactances de fuite de dispersion différentielle (X_{zs}, X_{zr})	
c) Réactances de fuite de tête de bobines stator	
d) Réactances des anneaux de court-circuit	
e) Réactance d'inclinaison	
V.6.3 Détermination des résistances statorique et rotorique	113
a) Résistance statorique	
b) Résistance rotorique	
V.6.4 Résultats du calcul par éléments finis	114
Conclusion	115

CHAPITRE VI

VI MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTÉE PAR GRADATEUR

Introduction	117
VI.1 Etude du comportement harmonique du moteur à induction alimenté par gradateur	
VI.2 Choix du couplage du récepteur	119
VI.2.1 Couplage en étoile avec neutre isolé	
VI.2.2 Couplage en triangle	120
VI.3 Etude du fonctionnement du gradateur sur une charge RL	121
VI.3.1 Cas d'une charge monophasé R-L	
VI.3.2 Cas d'une charge constituée par le moteur asynchrone	123
VI.4 Modélisation de l'ensemble Machine asynchrone-Gradateur	125
VI.4.1 Hypothèses de travail	
VI.4.2 Modèle des générateurs d'impulsion	126
VI.4.3 Modèle du gradateur	
VI.5 Mise en equation des différents modèles de la machine asynchrone alimentée par gradateur	
VI.5.1 Equations du modèle 3	127
VI.5.2 Equations du modèle 2	128
VI.5.3 Equations du modèle 1	131
VI.5.4 Equations du modèle 0	132
VI.6 Equations de l'automate	133
VI.7 Organisation du programme général de de simulation Machine-Gradateur	134
VI.7.1 Structure du sous programme ASMOT	136
VI.7.2 Structure du sous programme GRAD	137
VI.8 Etude par simulation du fonctionnement Machine-Gradateur	138
VI.9 Comparaison des résultats simulés et expérimentaux	
Conclusion	142

CHAPITRE VII

VII Etude d'une commande simple en vue de sa réalisation

Introduction	144
VII.1 Principe de commande	
VII.2 Contrôle vectoriel de la machine asynchrone	145
VII.2.1 Types de commandes	
a) Contrôle direct	146
b) Contrôle indirect	148
VII.3 Etude et réalisation d'une commande simple par orientation du flux rotorique	
VII.3.1 Equations de la machine dans le repère du flux statorique	
VII.3.2 Orientation du flux rotorique	149
VII.3.3 Schéma bloc de la commande	151
VII.3.4 Etude et réalisation des capteurs de flux	152
a) essais des capteurs à vide	153
b) essais des capteurs en charge	156
VII.3.5 Etude par simulation de la commande directe par orientation du flux rotorique	156
Conclusion	
Conclusion Générale	161
Bibliographie	163

INTRODUCTION

Jusqu'à ces dernières années, les applications industrielles ont fait appel pour la variation de la vitesse aux machines à courant continu. Ces machines sont faciles à commander mais elles sont fragiles et coûteuses. Avec le développement des semi-conducteurs de puissance, on arrive à réaliser des alimentations à fréquence variable, qui ouvrent sur des possibilités plus larges pour la commande des machines alternatives avec de meilleures performances dynamiques [1], [2].

Suivant la structure de leur rotor les machines asynchrones se répartissent en deux types:

- les machines à rotor bobiné
- les machines à cage

La machine asynchrone à cage présente l'avantage d'être robuste, de construction simple et peu coûteuse. Le non accès aux grandeurs rotoriques rend par contre leur étude et leur commande plus complexes.

L'étude analytique de la machine asynchrone s'appuie sur deux types de modèles qui possèdent chacun des avantages et des inconvénients. Le premier utilise des grandeurs physiques, telles que des inductions et des densités de courant. Ce modèle complexe intéresse de plus près le concepteur de machine et nécessite pour sa mise en oeuvre, un vaste programme de calcul de champ magnétique qui n'est pas accessible à l'utilisateur ordinaire de la machine [3],[4]. Le deuxième type, qui intéresse le concepteur d'ensembles machine-convertisseur, décrit la machine en termes de circuit électriques [5]. Des études en cours tentent de réaliser la synthèse entre ces deux approches.

Grâce à l'évolution des techniques numériques et à la rapidité des calculateurs, la commande dite vectorielle ou à flux orienté des machines à induction en temps réel est devenue possible. Cette commande, basée sur un modèle mathématique externe de la machine, n'est efficace que si elle est accompagnée d'une bonne identification des paramètres électriques et mécaniques. Sachant que ces paramètres varient souvent en fonction de l'environnement de la machine et des perturbations auxquelles elle est soumise, nous avons abordé notre identification à partir des essais mettant en oeuvre des régimes transitoires de la machine, avec la dynamique la plus large possible, et des alimentations par des signaux qui s'approchent de ceux d'alimentations réelles.

Notre travail consiste à améliorer, voire à remettre en cause, certaines méthodes classiques et à élaborer dans la mesure du possible des méthodes d'identification faciles à mettre en oeuvre et permettant de modéliser au mieux les conditions de fonctionnement réelles de la machine.

Notre démarche est basée dans un premier temps sur l'étude complète de la

machine à rotor bobiné et son identification par des essais classiques dans le but de bien cerner les problèmes posés et les imperfections des essais classiques. Une étude de la sensibilité du modèle aux variations des paramètres complétera cette partie.

Nous avons d'abord essayé d'appliquer la technique de décroissance du courant continu. Cette méthode, préconisée par la Commission Électrotechnique Internationale (C.E.I), permet la détermination des paramètres principaux d'axe direct et d'axe transversal de la machine synchrone [6],[7],[8]. Nous l'avons adaptée à la machine à induction afin d'identifier les constantes de temps statorique et rotorique et le coefficient de dispersion de Blondel.

Nous utilisons ensuite des méthodes applicables aux systèmes non linéaires et basées sur des algorithmes de résolution et d'optimisation. Il s'agit d'estimer les éléments du schéma équivalent de la machine asynchrone à partir de relevés en régimes transitoires et minimisation d'un critère quadratique par une technique de programmation non linéaire du type Marquardt.

Nous proposons en dernier lieu une méthode d'identification basée sur l'amélioration des méthodes classiques et l'exploitation des régimes transitoires pour déterminer les paramètres non accessibles à la mesure directe. Les résultats de cette méthode sont comparés à ceux obtenus à partir de calculs de champs.

Une simulation du système, dans les mêmes conditions que celles des essais, nous permettra de confirmer la validité de nos résultats. Afin de mettre à l'épreuve la méthode choisie nous alimenterons la machine par une source non sinusoïdale (Gradateur), les résultats obtenus par simulation seront comparés aux résultats expérimentaux. Enfin on étudie une commande simplifiée, toujours dans le but de valider nos méthodes d'identification, utilisant des capteurs de flux installés au niveau de l'entrefer de la machine lorsque la machine est alimentée par un onduleur à M.L.I en cours de réalisation.

CHAPITRE I

I MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1 Description et principe de fonctionnement

La machine asynchrone se compose d'un primaire, généralement le stator, portant un bobinage logé dans des encoches et relié à la source d'alimentation et d'un secondaire, généralement le rotor.

L'enroulement rotorique peut se présenter sous deux formes:

- dans les rotors bobinés (à bagues) l'enroulement est exécuté comme un enroulement triphasé statorique connecté en étoile. Les extrémités des bobines rotoriques sont sorties par l'intermédiaire des bagues tournantes et des balais fixes reliées à l'extérieur. Ce mode d'exécution permet l'accès direct aux grandeurs électriques rotoriques ainsi que la modification de certaines caractéristiques du moteur par insertion d'un rhéostat extérieur ou par adjonction d'un convertisseur statique (cascade hyposynchrone).

- dans les rotors en court-circuit l'enroulement est constitué de barres nues court-circuitées en permanence par des anneaux d'extrémité. On distingue trois types de rotor; en cage d'écureuil simple; à encoches profondes; en double cage d'écureuil. Ces rotors confèrent à la machine des profils de couples différents.

Le fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant, créée par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant. Cette interaction électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor. De cette façon le fonctionnement d'une machine asynchrone est comparable à celui d'un transformateur dont l'enroulement secondaire est tournant [9], [10], [11], [12],[13],[14], [15].

I.2 Modèles électromécaniques de la machine asynchrone en grandeurs de phases

A partir de ce qui a été dit précédemment on peut imaginer de représenter la machine par deux circuits couplés électromagnétiquement, il est cependant plus commode de mettre au point un schéma équivalent vu du stator, analogue à celui d'un transformateur.

I.2.1 Représentation schématique d'un moteur asynchrone triphasé

Les trois enroulements de phase du stator as, bs, cs ainsi que les trois enroulement du rotor ar, br, cr sont représentés schématiquement au droit de leurs axes magnétiques respectifs, figure(I.1).

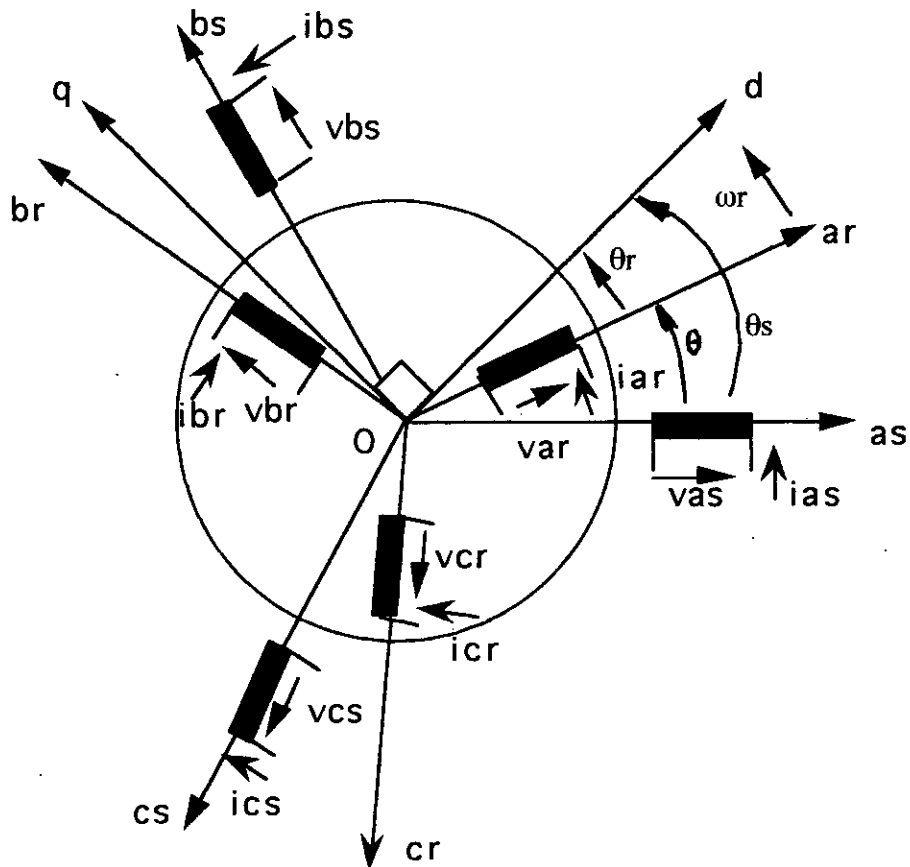


Figure I.1. Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor

Les deux axes Od et Oq , tel que l'angle $(Od, Oq) = \pi/2$, qui serviront à transformer les équations de la machine sont perpendiculaires et leur position peut être quelconque vue l'isotropie du stator et du rotor.

Nous avons :

$$(Oas, Od) = \theta_s$$

$$(Oar, od) = \theta_r$$

$$(Oas, Oar) = \theta_s - \theta_r = \theta$$

L'angle θ caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator, d'où la vitesse angulaire (en bipolaire):

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt}$$

1.2.2. Hypothèses simplificatrices

Dans une première étape, nous ferons les hypothèses suivantes:

- on ne considère que le premier harmonique des grandeurs variables telles que le courant, la tension, etc., d'où il résulte, du fait que l'entrefer est constant, que les inductances propres sont indépendantes de θ et que les inductances mutuelles entre deux enroulements varient sinusoidalement en fonction de l'angle entre les axes magnétiques;
- on suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants;
- les pertes fer (par hystérésis et courants de Foucault) seront négligées.

1.2.3 Définitions des grandeurs électromécaniques et des paramètres de la machine

Les équations générales des tensions du moteur asynchrone s'obtiennent en écrivant que la tension appliquée à chacun des enroulements est la somme de la chute de tension ohmique et la chute de tension inductive due aux flux total qui le traverse.

1.2.3.1 Équations électriques

Les équations de tensions des trois phases statoriques (as, bs, cs) et rotoriques (ar, br, cr) s'écrivent sous forme matricielle:

$$[\mathbf{u}_s] = [\mathbf{R}_s] [\mathbf{i}_s] + p \cdot [\Psi_s] \quad (I.1)$$

$$[\mathbf{u}_r] = [\mathbf{R}_r] [\mathbf{i}_r] + p \cdot [\Psi_r] \quad (I.1)$$

avec:

$$[u_s] = \begin{bmatrix} u_{as} \\ u_{bs} \\ u_{cs} \end{bmatrix} ; [i_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} ; [\Psi_s] = \begin{bmatrix} \Psi_{as} \\ \Psi_{bs} \\ \Psi_{cs} \end{bmatrix} ; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$$[u_r] = \begin{bmatrix} u_{ar} \\ u_{br} \\ u_{cr} \end{bmatrix} ; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} ; [\Psi_r] = \begin{bmatrix} \Psi_{ar} \\ \Psi_{br} \\ \Psi_{cr} \end{bmatrix} ; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$[u_s], [u_r]$: vecteurs des tensions statoriques et rotoriques

$[i_s], [i_r]$: vecteurs des courants statoriques et rotoriques

$[\Psi_s], [\Psi_r]$: vecteurs des flux statoriques et rotoriques

$[R_s], [R_r]$: matrices des résistances statoriques et rotoriques

Les flux totalisés Ψ_s et Ψ_r des phases statoriques et rotoriques s'expriment sous forme:

$$[\Psi_s] = [L_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (1.3)$$

$$[\Psi_r] = [L_r][i_r] + [M_{rs}][i_s] \quad (1.4)$$

L'isotropie et la symétrie de la machine font que les inductances propres des phases statoriques sont égales et de même pour celles du rotor.

Les matrices $[L_s]$ et $[L_r]$ s'écrivent alors:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

L_s, L_r : inductances propres statoriques et rotoriques

M_s : inductance mutuelle entre phases statoriques

M_r : inductance mutuelle entre phases rotoriques

La matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor dépend de la position angulaire θ entre l'axe du stator et celui du rotor et s'écrit:

$$[M_{SR}] = M_{SR} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta+2\pi/3) & \cos(\theta-2\pi/3) \\ \cos(\theta-2\pi/3) & \cos\theta & \cos(\theta+2\pi/3) \\ \cos(\theta+2\pi/3) & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

M_{SR} : maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et la phase correspondante du rotor (leurs axes magnétiques sont alors alignés).

En introduisant les équations (I.3) et (I.4) dans (I.1) et (I.2), nous obtenons le système d'équations électriques nécessaire à l'étude du fonctionnement de la machine à tous les régimes:

$$[u_s] = [R_s] [i_s] + p\{[L_s] [i_s]\} + p\{[M_{SR}] [i_r]\} \quad (1.6)$$

$$[u_r] = [R_r] [i_r] + p\{[L_r] [i_r]\} + p\{[M_{RS}] [i_s]\} \quad (1.7)$$

I.2.3.2 Expression du couple

L'expression du couple électromagnétique est obtenue à partir de la dérivée de la coénergie magnétique par rapport à l'angle θ .

$$C_{em} = [i_s] \frac{\partial [M_{SR}(\theta)]}{\partial \theta} [i_r] \quad (1.8)$$

En faisant apparaître les nombres complexes associés aux courants statoriques et rotoriques le couple électromagnétique de la machine s'écrit:

$$C_{em} = \frac{2}{3} P_1 M \Im_m (I_s \cdot I_r^* e^{-j\theta_0}) \quad (1.9)$$

I_s et I_r : les courants en complexes

I_r^* : la valeur conjuguée de I_r

\Im_m : désigne la partie imaginaire du nombre complexe

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: inductance mutuelle cyclique

I.2.3.3 Equation du mouvement

L'étude des régimes transitoires fait intervenir en plus des grandeurs électriques (tensions, courants) les grandeurs mécaniques (vitesse, couples inertie frottements). Lorsque la vitesse angulaire est constante, le couple moteur résistant appliquée (y compris celui des frottements) à l'arbre de la machine asynchrone est équilibré par le couple électromagnétique C_{em} et l'équation d'équilibre des couples s'écrit:

$$C_{em} = C_r \quad (I.10)$$

Si pour une raison quelconque cette égalité des couples est perturbée ($C_{em} \neq C_r$), dans ce cas l'équation d'équilibre des couples est réalisée grâce au couple dynamique $J.d\Omega_m/dt$.

$$J \frac{d\Omega_m}{dt} = C_{em} - C_r \quad (I.11)$$

C_r : couple résistant extérieur

J : moment d'inertie des parties tournantes de la machine asynchrone

Ω_m : vitesse angulaire mécanique du rotor ($\Omega_m = p_1 \omega$)

ω : pulsation mécanique

p_1 : nombre de paires de pôles

I.2.3.4. Régime permanent de la machine asynchrone

En régime permanent, l'enroulement statorique est soumis à un système de tension symétriques, l'enroulement rotorique est court-circuité et tourne à la vitesse $\Omega_m = cte$. Les équations (I.6) et I.7) deviennent plus simples:

$$[u_s] = [R_s] [I_s] + [L_s] p[I_s] - [M_{sr}] [I_r] \quad (I.12)$$

$$[0] = [R_r] [I_r] + [L_r] p[I_r] - [M_{rs}] [I_s] \quad (I.13)$$

$L_s = L_s - M_s$: inductance cyclique statorique par phase

$L_r = L_r - M_r$: inductance cyclique rotorique par phase

L'expression de l'équation mécanique est la même que l'équation (I.10).

I.3 Modèle de la machine dans le système d'axes d, q

La matrice (I.5) des inductances mutuelles étant à éléments non constants, les coefficients des équations (1.6) et (1.7) sont variables et la résolution analytique de ce système d'équations se heurte à des difficultés insurmontables particulièrement lors de l'étude des phénomènes transitoires. L'utilisation de la transformation de PARK [16] permet de contourner ce problème et d'obtenir un système d'équations à coefficients constants ce qui facilite sa résolution.

I.3.1 Transformation de Park

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q. Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels, d'enroulements fictifs d_s, q_s, d_r, q_r dont les axes magnétiques sont liés aux axes d et q conformément à la figure I.2.

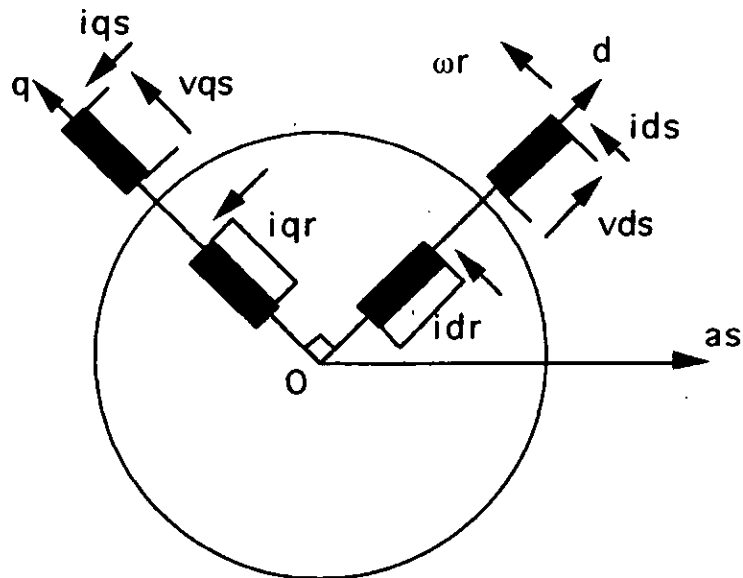


Figure I.2 Modèle de la machine après transformation de Park

On transforme ainsi l'enroulement triphasé a, b, c en trois enroulements orthogonaux d, q, O dénommés:

axe direct (indice d)

axe transversal (indice q)

axe homopolaire (indice O)

Dans le cas d'un système de courant la transformation s'écrit:

$$[i_{dq0}] = [A][i_s] \quad (I.14)$$

$$[i_s] = [A]^{-1}[i_{dq0}] \quad (I.15)$$

celui des tensions s'écrit:

$$[u_{dq0}] = [A][u_s] \quad (I.16)$$

$$[u_s] = [A]^{-1}[u_{dq0}] \quad (I.17)$$

La transformation des flux:

$$[\Psi_{dq0}] = [A][\Psi_s] \quad (I.18)$$

$$[\Psi_s] = [A]^{-1}[\Psi_{dq0}] \quad (I.19)$$

avec $[A]$ la matrice de transformation modifiée qui est orthogonale et s'écrit:

$$[A] = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta+2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta-2\pi/3) & -\sin(\theta+2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

et

$$[A]^{-1} = [A]^t = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta-2\pi/3) & -\sin(\theta-2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta+2\pi/3) & -\sin(\theta+2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

$\theta = \theta_s - \theta_r$ l'angle entre l'axe de la phase a_s et la phase a_r

$$[i_{dq0}] = [i_d, i_q, i_0]^t$$

$$[u_{dq0}] = [u_d, u_q, u_0]^t$$

1.3.2. Choix du référentiel

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide des composantes de Park nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Trois types de référentiel sont intéressants en pratique, le choix se faisant en fonction du problème étudié.

I.3.2.1 Référentiel immobile par rapport au stator

Ce référentiel est souvent nécessaire lors des études des variations importantes de la vitesse de rotation.

Dans ces conditions on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r$$

I.3.2.2 Référentiel immobile par rapport au rotor

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes de régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante (exemple : court-circuit).

On a donc :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

I.3.2.3 Référentiel immobile par rapport au champ tournant

C'est le seul référentiel qui n'introduit pas de simplification dans les équations de la machine. Il est utilisé lorsque la fréquence d'alimentation est constante et à fréquence variable lors des petites perturbations autour d'un régime donné. Ce type de référentiel est caractérisé par les relations :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_r = g\omega_s$$

I.3.3 Application de la transformation à la machine asynchrone

Dans le cas où le neutre de la machine n'est pas relié, les composantes homopolaires O sont nulles. Après transformation et arrangement des équations (I.6) et (I.7), nous obtenons un système d'équations non-linéaires d'une machine biphasée dont les coefficients sont indépendants de l'angle θ . Dans le référentiel tournant au synchronisme ($\theta_s = \omega_s t$; $\theta_r = g\omega_s t$) il s'écrit sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & -\omega_s L_s & M p & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s + L_s p & \omega_s M & M p \\ M p & -M g \omega_s & R_r + L_r p & -L_r g \omega_s \\ M g \omega_s & M p & L_r g \omega_s & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

p : l'opérateur d/dt

V_{ds} : composante de la tension suivant l'axe d

V_{qs} : composante de la tension suivant l'axe q

i_{ds} : composante du courant statorique suivant l'axe d

i_{qs} : composante du courant statorique suivant l'axe q

i_{dr} : composante du courant rotorique suivant l'axe d

i_{qr} : composante du courant rotorique suivant l'axe q

En effectuant les changements de variables l'expression (1.9) du couple devient:

$$C_{em} = p_1 M (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (1.23)$$

p_1 : nombre de paires de pôles

1.3.4 Equation de Park en régime permanent

En régime permanent, les courants statoriques s'écrivent:

$$i_a = \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t + \varphi)$$

$$i_b = \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t + \varphi - 2\pi/3)$$

$$i_c = \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t + \varphi + 2\pi/3)$$

où α représente l'angle de phase à l'origine entre le courant et la tension.

En appliquant la transformation de Park dans le référentiel lié au champ tournant, on a

$$i_{ds} = \sqrt{2} I_s \cos\alpha = \text{cte}$$

$$i_{qs} = \sqrt{2} I_s \sin\alpha = \text{cte}$$

$$i_{os} = 0$$

Il en résulte que les flux totalisés sont constants et par conséquent les équations de la machine asynchrone en régime permanent ne contiennent plus de tensions induites de transformation et le système (I.22) devient:

$$\begin{aligned}
 v_{ds} &= R_s i_{ds} - \omega_s L_s i_{qs} - \omega_s M i_{qr} \\
 v_{qs} &= R_s i_{qs} + \omega_s L_s i_{ds} + \omega_s M i_{dr} \\
 0 &= R_r i_{dr} - g \omega_s L_r i_{qr} - g \omega_s M i_{qs} \\
 0 &= R_r i_{qr} - g \omega_s L_r i_{dr} + g \omega_s M i_{ds}
 \end{aligned}
 \tag{I.24}$$

I.4 Schémas équivalents par phase de la machine asynchrone

La littérature technique traitant des moteurs asynchrones propose une multitude de schémas équivalents. Si les auteurs n'utilisent pas le même schéma, et c'est naturel, tous calculent une impédance équivalente vue du stator [5], [12].

Schéma par phase "réaliste" de la machine asynchrone

Dans ce schéma les circuits primaire et secondaire sont couplés grâce au flux d'induction mutuelle ϕ_m qui induit dans le circuit secondaire lors de la rotation du rotor une F.E.M $E_{2g} = g E_2$ qui à son tour crée un courant I_r au secondaire (fig. I.3).

$$E_2/E_1 = k_b n_2 / k'_b n_1$$

k_b coefficient de bobinage du stator

k'_b coefficient de bobinage du rotor

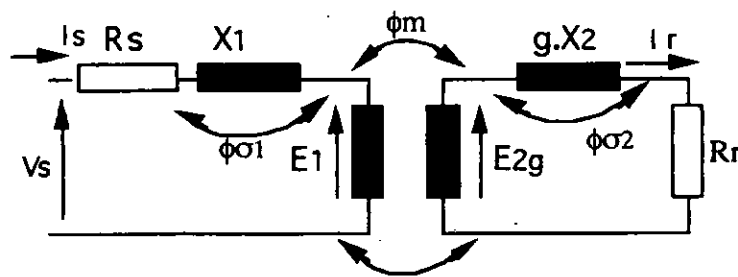


Fig. I.3 Schéma réel de la machine asynchrone

Schéma équivalent ramené au primaire

Pour transformer le schéma équivalent de la figure (I.3) en un schéma équivalent à celui du transformateur on ramène le circuit secondaire au circuit primaire. On obtient

ainsi le schéma de la figure (I.4). Le circuit magnétisant est constitué de la réactance de magnétisation ramenée X_m et on rajoute en serie avec la résistance R_f qui tient compte des pertes fer.

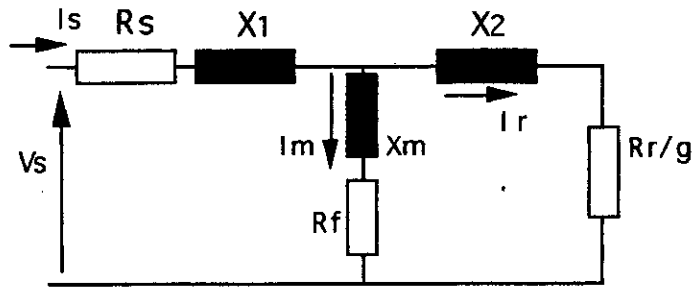


Fig.I.4 Schéma équivalent ramené au stator

- a : étant le rapport de transformation stator/rotor
- $X_m = a.M\omega$: réactance de magnétisation ramenée, responsable du flux dans l'entrefer
- $X_1 = \omega L_s - a.M\omega$: réactance de fuite du stator
- $X_2 = \omega a^2 L_r - a.M\omega$: réactance de fuite du rotor ramenée au stator
- $R_r = a^2 R_r$: résistance rotorique ramenée au stator
- R_f : résistance tenant compte des pertes dans le fer

Schéma équivalent à flux de fuite secondaire nul

Si dans le schéma de la figure (I.4) on néglige les pertes fer ($R_f=0$) et de plus on prend $a=M/L_r$ nous aurons $X_2=0$ et $X_1=\omega\sigma L_s$. Nous obtenons le schéma de la figure(I.5).

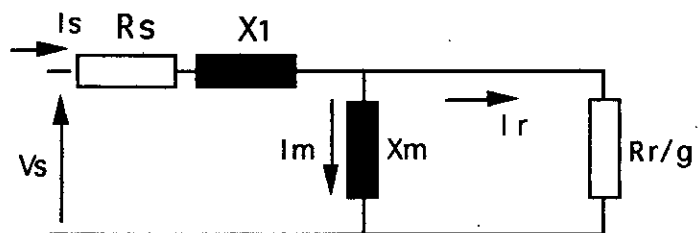


Fig.I.5 Schéma équivalent avec les fuites affectées au primaire ($X_2=0$)

Ce schéma simple est très utilisé lors du contrôle du moteur asynchrone car il permet de voir qu'à ϕ_m constant, I_r est proportionnel à $g.\omega$ et facilite ainsi la mise en place du contrôle du moteur.

Schéma équivalent à flux de fuite primaire nul ($X_1=0$)

Dans ce schéma le choix de $a=L_s/M$ annule le flux de fuite primaire et permet d'obtenir un schéma plus simple dont toutes les fuites ($X_1=\omega\sigma L_s\sigma/(1-\sigma)$) sont affectées au secondaire fig.(I.6).

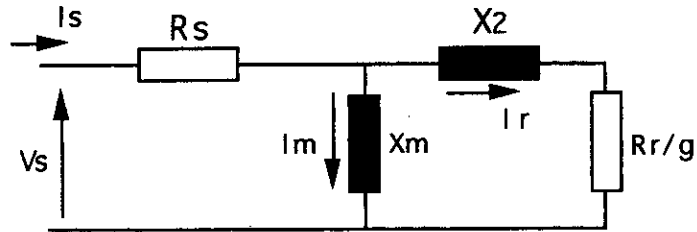


Fig.I.6 Schéma équivalent avec les fuites affectées au secondaire ($X_1=0$)

comme le schéma de la figure (I.5) il permet une simplification des expressions théoriques en réduisant le nombre de paramètres.

Schéma équivalent avec circuit magnétisant ramené aux bornes du réseau

Dans ce schéma le courant magnétisant pour toute variation de la charge et la variation du glissement g reste constant et égal au courant de marche à vide idéale au synchronisme (Fig.I.7).

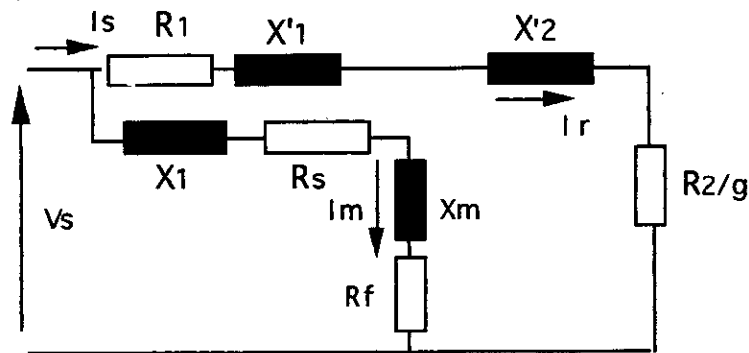


Fig.I.7 Schéma équivalent avec branche de magnétisation ramenée aux bornes de la source d'alimentation

$$R_1 = aR_s \quad \text{avec} \quad a = L_s/M$$

$$R_2 = a^2R_r$$

$$X_1 = aX_1$$

$$X_2 = a^2X_2$$

Il apparaît d'après cette étude que le choix d'un modèle pour le moteur asynchrone présente plusieurs degrés de liberté. Chaque auteur choisit un schéma de façon à réduire le nombre de paramètres, ainsi le modèle établi reste souvent limité à une application donnée. Les utilisateurs de la machine ont donc tendance à regrouper toutes les fuites afin de simplifier l'analyse théorique du contrôle vectoriel.

I.5 Position du problème

Pour un contrôle performant, il est nécessaire de disposer d'un modèle précis de la machine asynchrone. En effet les simulations des différentes méthodes de commande, montrent que les résultats sont très sensibles aux erreurs de modélisation. Les schémas simplifiés sont loin d'être une image de ce qui se passe réellement dans la machine. Aucun de ces schémas ne permet la connaissance des flux à partir d'essais extérieurs, à moins de renseignements précis sur le type de construction. La machine asynchrone étant non accessible au rotor le choix d'une hypothèse supplémentaire est souvent arbitraire. Certains constructeurs recommandent d'adopter, pour l'interprétation des essais, une valeur de $X1/X2$ qui varie suivant le type de construction. Ces différentes analyses nous mènent à nous poser plusieurs questions:

- Est ce que les modèles simplifiés sont suffisants pour cerner l'ensemble des phénomènes relatifs à la machine asynchrone pour obtenir un contrôle performant ?
- Est-il nécessaire de disposer d'un modèle précis de la machine asynchrone et quels sont les éléments essentiels de ce modèle?
- Si un tel modèle est nécessaire, comment le caractériser?

I.6 Choix du schéma équivalent et démarche globale

Le schéma le plus proche du modèle physique est le schéma du type transformateur dans lequel les fuites statoriques et rotoriques sont considérées séparément (fig.I.8).

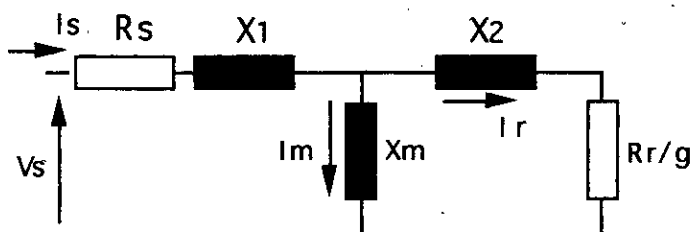


Fig I.8 Schéma équivalent du type transformateur

Pour la machine à cage il est impossible d'accéder à des informations directes issues de mesures faites au rotor; il faut donc aboutir à ces grandeurs rotoriques à partir de grandeurs mesurables. Les mesures directes sur une machine à bagues étant possibles, nous commencerons dans un premier temps l'identification de cette machine ainsi que la variations des paramètres en fonction de l'état magnétique de la machine. Cette étape nous permet de cerner les différents problèmes et d'avoir une idée sur l'ordre de grandeur des paramètres trouvés par les méthodes classiques. Nous essaierons ensuite de proposer différentes méthodes d'identification par amélioration des essais classiques et l'utilisation d'essais en régimes transitoires. Les résultats trouvés seront comparés à ceux de la simulation. Nous utiliserons une machine à cage et une machine à rotor bobiné dont les caractéristiques sont:

Machine à bagues triphasée

$P = 5 \text{ kW}$

$V = 220/380 \text{ v}$

$V_{it} = 1460 \text{ tr/mn}$

$I_n = 21/12 \text{ A}$

Machine à cage triphasée

$P = 5.5 \text{ kW}$

$V = 220/380 \text{ V}$

$V_{it} = 1420 \text{ tr/mn}$

$I_n = 20.5/11.8 \text{ A}$

Conclusion:

Nous avons établi des modèles et des schémas équivalents, le traitement des différents cas se fera par la suite à partir de l'un de ces modèles.

Notre démarche va être la suivante:

- mise en oeuvre des méthodes classiques pour l'identification des machines asynchrones à rotor accessible et à rotor non accessible.
- simulation en régimes dynamiques et étude de la sensibilité du modèle aux paramètres
- analyse critique des résultats classiques
- proposition de différentes méthodes d'identification et validation des résultats dans le cas d'une association machine-gradateur
- proposition d'une commande simplifiée dans le but de la validation des méthodes proposées.

CHAPITRE II

Essais classiques et sensibilité aux paramètres

II. ESSAIS CLASSIQUES ET SENSIBILITE AUX PARAMETRES

Introduction

Afin de justifier la mise en oeuvre de nouvelles techniques de modélisation et d'identification, nous allons nous intéresser aux mesures directes des paramètres d'une machine à rotor bobiné, donc avec accès au bobinage rotorique. La méthode est basée sur les essais classiques qui s'apparentent à ceux du transformateur. Les résultats obtenus sont utilisés pour simuler le démarrage à vide de notre machine quand elle est alimentée par le réseau. La comparaison des résultats ainsi obtenus avec ceux provenant d'essais expérimentaux nous permettra de conclure quant à la validité de la méthode en régimes fortement variables.

II.1 Machine à rotor bobiné

L'accès au rotor permet des mesures directes des paramètres rotoriques ainsi que l'étude de la variation des inductances en fonction du courant dans la phase.

II.1.1 Modèle adopté

Les phénomènes apparaissant dans la machine sont complexes et il est difficile d'en tenir compte en utilisant un modèle électrique. Notre étude ne peut se faire que dans le cas où on utilise les hypothèses du paragraphe (I.2.2). Nous prendrons dans une première étape le schéma équivalent de la figure (I.8) qui est proche de la représentation réelle d'une machine asynchrone. En négligeant les pertes fer, ce schéma est représenté par cinq paramètres électriques (L_S , L_T , R_S , R_T , M) et deux paramètres mécaniques (f , J).

II.1.2 Mesure des paramètres électriques

a) Mesure des résistances

La mesure des résistances est faite par la méthode du Voltmètre-Ampèremètre la machine étant alimentée en courant continu. La figure II.1 montre les différents schémas de montage possibles.

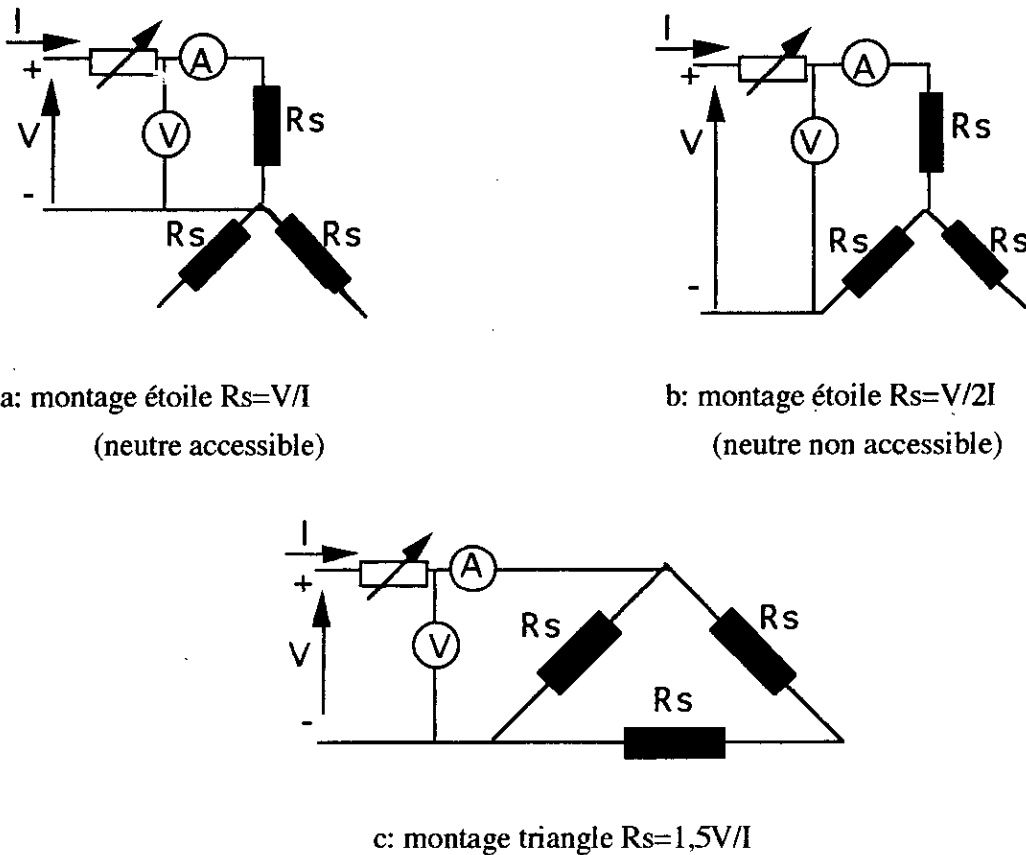


Fig.II.1 Schémas de mesure des résistances en continu

Vu l'ordre de grandeur des résistances il est difficile d'appliquer des tensions élevées pour faire la mesure ainsi il est préférable d'utiliser le schéma b qui permet l'application d'une tension double et donc avoir des erreurs instrumentales plus faibles pour un courant donné.

Les valeurs obtenues sont souvent entachées d'erreurs dues essentiellement à la température des enroulements, aux chutes de tension dans les connexions et les fils de liaison .

b) Mesure des inductances

Le rotor étant ouvert, on alimente par un système de tension triphasé les trois phases du stator et on mesure le courant, la tension et leur déphasage relatif. La mesure de la tension induite aux bornes du rotor permet de trouver la valeur de la mutuelle stator-rotor.

En négligeant les pertes fer on aura:

$$L_S = V_S \cdot \sin\phi / I_S \omega$$

$$M_{SR} = V_r / I_S \omega$$

ϕ étant le déphasage entre la tension et le courant

De même on alimente la machine du côté rotorique et on effectue les mêmes mesures. Le neutre n'étant pas accessible on aura:

$$L_r = U_r \cdot \sin\phi / (\sqrt{3} \cdot I_r \cdot \omega)$$

$$M_{RS} = V_s / I_r \omega$$

V_S tension simple mesurée au niveau du stator

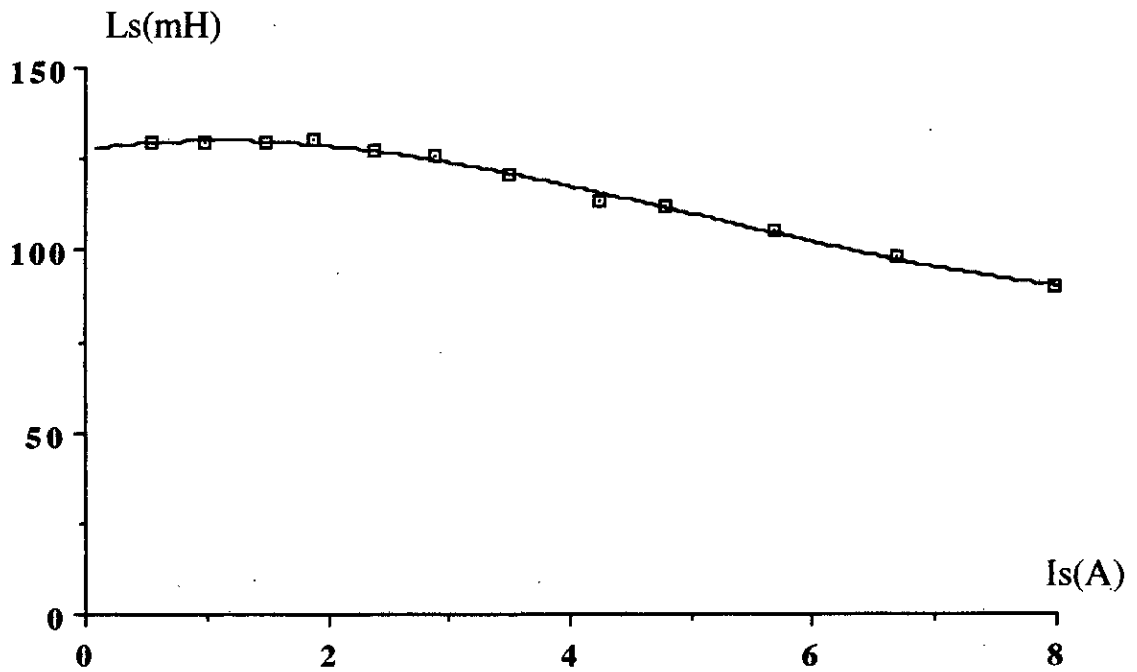
U_r étant la tension composée mesurée entre deux phases rotoriques.

Le rapport de transformation "a" est obtenu en faisant la moyenne des deux rapport de transformation tension statorique /tension rotorique.

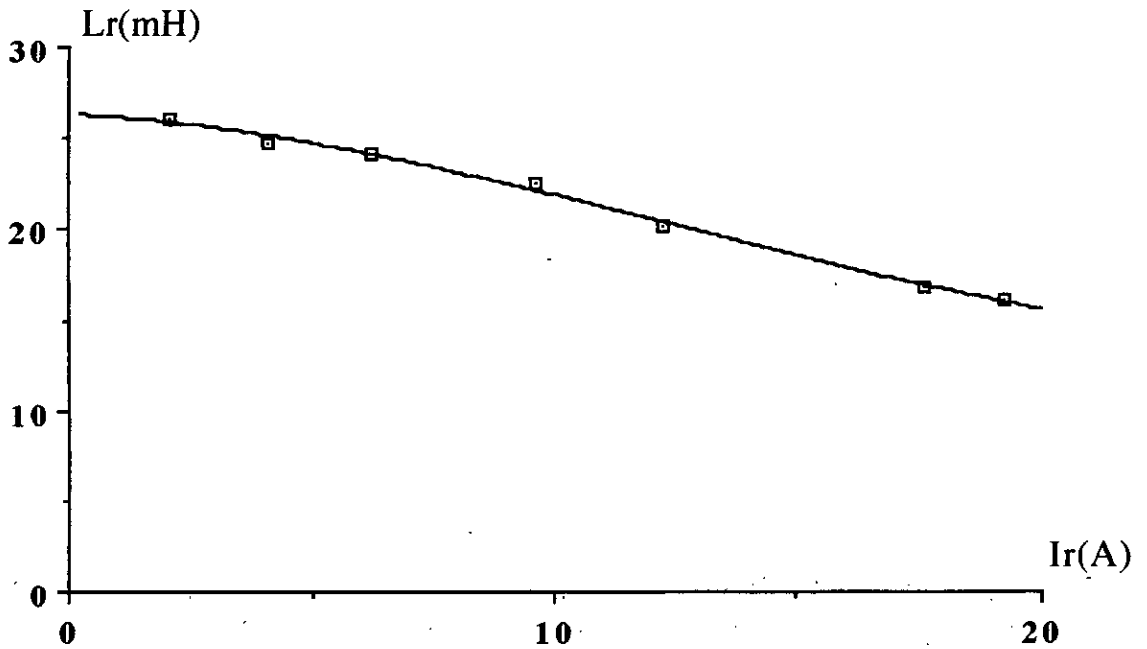
Les valeurs des inductances étant sensibles aux valeurs des tensions de mesure, les paramètres rotoriques correspondant au point nominal et l'inductance L_r trouvée ne seront qu'approximatives.

c) Variation des inductances en fonction du courant

Compte tenu du circuit magnétique les relations tension-courant sont non linéaires. Nous avons étudié la variation des inductances en fonction du courant et la figure (II.2) montre bien que le flux n'est plus proportionnel à la tension appliquée. Les inductances trouvées dépendent de l'état de saturation de la machine et donc de la tension et du courant appliqués [17], [18], [19] [20]. Ainsi les paramètres obtenus pour un point de fonctionnement donné ne sont pas obligatoirement valables pour un autre point. et l'hypothèse de paramètres constants n'est pas toujours suffisante. La figure (II.2) et (II.3) montrent l'évolution des différentes inductances en fonction du courant. Pour pouvoir monter en courant il est nécessaire d'avoir une source de tension plus élevée que celle du réseau.



Inductance cyclique du stator machine à rotor bobiné



Inductance cyclique non ramenée du rotor bobiné

Fig.II.2 Variation des inductances en fonction du courant

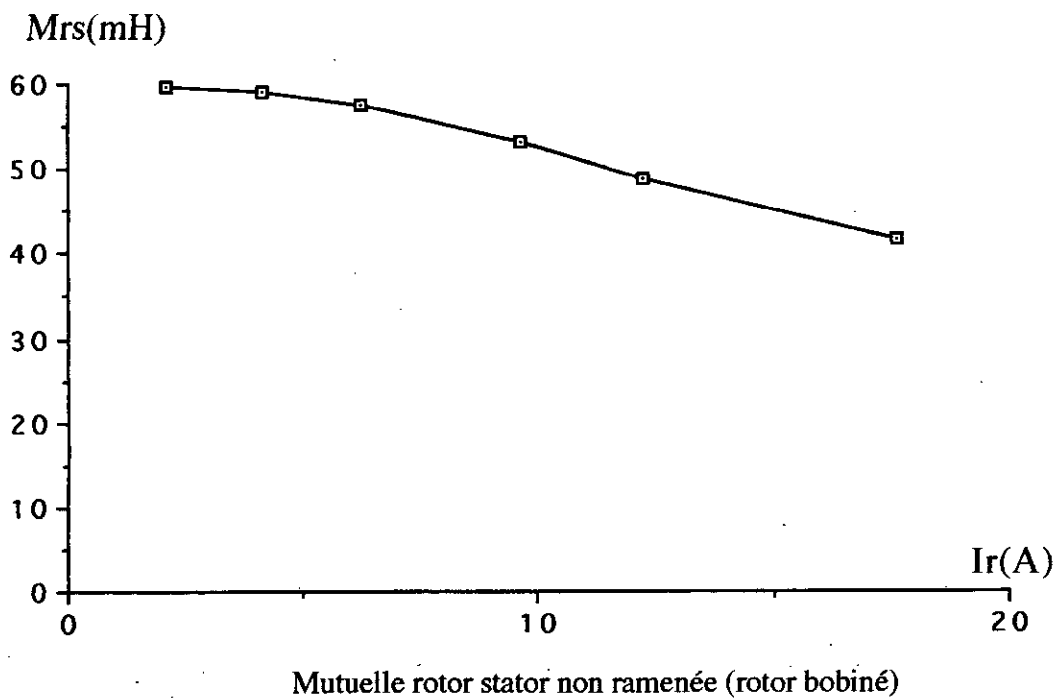
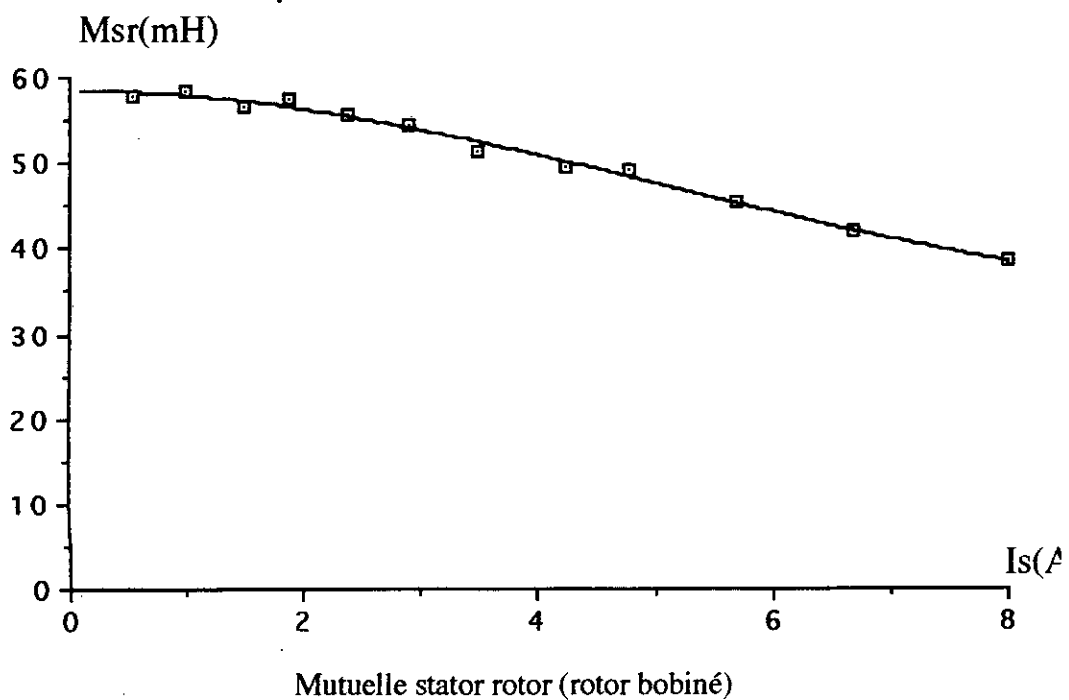


Fig.II.3 Variation des mutuelles inductances

II.1.3 Détermination des paramètres mécaniques

L'identification des paramètres électriques ne suffit pas pour étudier les régimes dynamiques. Ces régimes sont de plus conditionnés par les paramètres mécaniques (moment d'inertie, frottements et charge) et leur étude n'est efficace que lorsqu'on connaît bien la valeur de ces paramètres .

a) mesure du moment d'inertie

- Mesure en rajoutant un volant d'inertie

Cette méthode exige qu'un bout d'arbre du système tournant soit facilement accessible. La mesure s'effectue en rajoutant sur l'arbre de la machine un volant d'inertie dont le moment J_v est connu. Les relevés des la courbes de ralentissement avec et sans volant leurs approximations par des fonctions exponentielles (ce qui suppose que le couple résistant s'écrit sous la forme $C_{re}=f.\Omega_m$) de constantes de temps τ_v , pour le système avec volant et τ_1 , pour le système sans volant, permettent de déduire J.

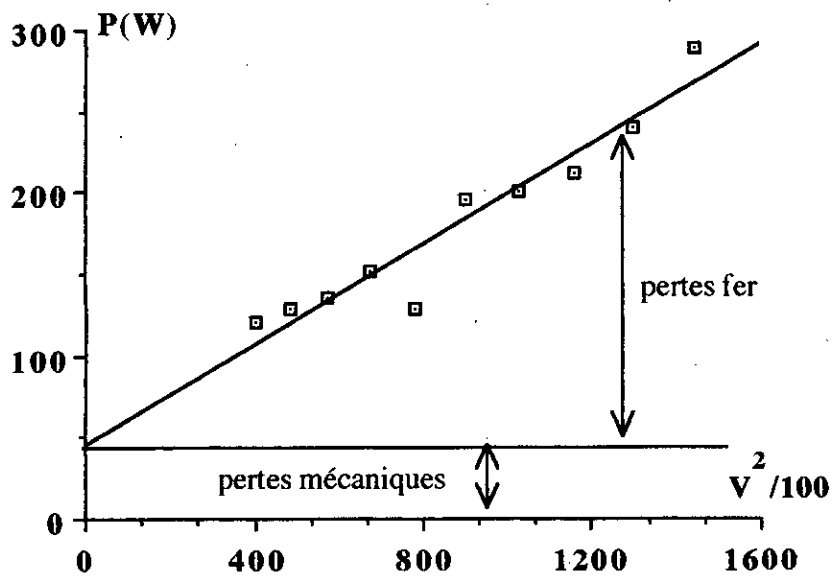
$$J = J_v \frac{\tau_1}{\tau_v - \tau_1}$$

Vu le matériel nécessaire à sa mise en oeuvre, cette méthode n'est pas toujours possible à réaliser.

- Mesure indirecte:

Cette méthode est basée sur la mesure de la puissance mécanique consommée par la machine lorsqu'elle tourne à une vitesse donnée et le relevé de la courbe de ralentissement à la coupure de l'alimentation.

La mesure des pertes mécaniques est souvent faite par diminution progressive de la tension d'alimentation tant que la vitesse reste sensiblement constante la puissance active correspond alors aux pertes Joule, aux pertes fer et aux pertes mécaniques. En traçant la courbe de la puissance consommée par la machine en fonction du carré de la tension d'alimentation, on obtient en principe une droite [21]. Le prolongement de cette droite jusqu'à la tension $U=0$ donne les pertes mécaniques fig.II.4.



FigII.4 Détermination des pertes mécaniques

On remarque d'après ce relevé expérimental que la valeur obtenue pour les pertes mécaniques n'est qu'approximative et l'erreur est souvent très élevée. Ceci va influencer énormément sur la valeur du moment d'inertie. De même la mesure de la dérivée est souvent faite graphiquement à partir de la courbe de ralentissement avec une autre erreur qui va se rajouter à celle des pertes mécaniques.

La valeur de J sera calculée d'après l'expression:

$$J = - \frac{P_{mec}}{\Omega_m \frac{d\Omega_m}{dt}}$$

b) mesure du coefficient de frottements

Toujours d'après (I.11) et en admettant que $C_{re} = f\Omega_m$, autrement dit si l'approche de la courbe de ralentissement par celle d'une exponentielle est correcte, le coefficient de frottements $f = J/\tau$ sera déduit directement de la mesure de la constante de temps τ . La précision sur la valeur de f dépend donc de celle de τ et de J .

II.2 Simulation de comportement dynamique de la machine

L'étude de l'évolution des courants et de la vitesse en régime dynamique de la machine à induction par simulation est un moyen très efficace pour valider nos mesures.

La simulation permettra d'étudier l'influence de chaque paramètre et de calculer les grandeurs qui ne sont pas directement accessibles à la mesure.

II.2.1 Modélisation sous forme la forme d'équation d'état

L'utilisation de la transformation orthogonale de Park permet de passer un système d'équations à coefficients constants tout en gardant l'invariance de la puissance instantanée.

Le schéma bloc de la machine à induction peut être représenté de la façon suivante:

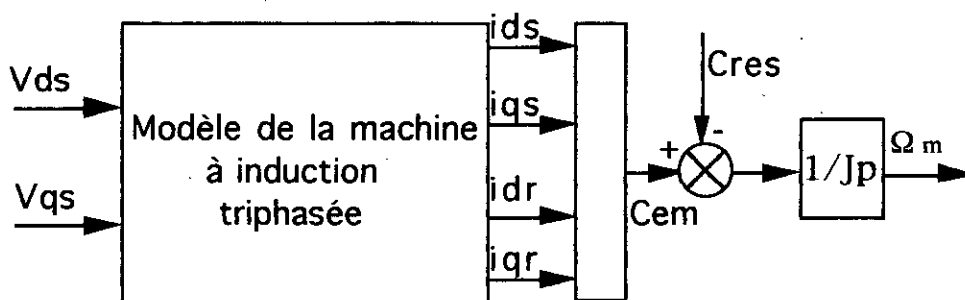


Fig.II.5 Schéma bloc de la machine à induction triphasée alimentée en tension

Après transformation et mise en forme des équations I.11 et I.22, nous obtenons un système d'équations différentielles. Dans un référentiel lié au champ tournant ($\omega_s = 2\pi.f$), le modèle complet de la machine en faisant le regroupement des équations électriques et mécaniques peut se mettre sous la forme d'équation d'état:

$$\frac{d}{dt} [\mathbf{X}] = [\mathbf{A}] [\mathbf{X}] + [\mathbf{B}] \quad (\text{II.1})$$

avec les matrices \mathbf{X} , \mathbf{A} , et \mathbf{B} définies comme suit:

$$V_{ds} = \sqrt{3} \cdot V_{eff} \cdot \sin\varphi$$

$$V_{qs} = \sqrt{3} \cdot V_{eff} \cdot \cos\varphi$$

φ : étant l'angle correspondant à la valeur de V_s à l'instant $t=0$

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sigma T_s} & \omega_s + \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega & \frac{M}{\sigma L_s T_r} & \frac{M}{\sigma L_s} \omega & 0 \\ -\omega_s - \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega & \frac{-1}{\sigma T_s} & \frac{-M}{\sigma L_s} & \frac{M}{\sigma L_s T_r} & 0 \\ \frac{M}{\sigma T_s L_r} & \frac{-M}{\sigma L_r} \omega & \frac{-1}{\sigma T_r} & -\omega_s - \frac{\omega}{\sigma} & 0 \\ \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega & \frac{M}{\sigma T_s L_r} & -\omega_s + \frac{\omega}{\sigma} & \frac{-1}{\sigma T_r} & 0 \\ \frac{-p_1^2 M i_{q_r}}{J} & \frac{p_1^2 M i_{d_r}}{J} & 0 & 0 & p_1 \frac{f}{J} \end{bmatrix} \quad (II.2)$$

T_s, T_r étant la constante de temps statorique et rotorique

$$\omega = \Omega_m / p_1$$

$$[X] = [i_{d_s}, i_{q_s}, i_{d_r}, i_{q_r}, \omega]^t$$

$$[B] = [V_{d_s} / \sigma L_s, V_{q_s} / \sigma L_s, -V_{d_s} M / \sigma L_s L_r, V_{q_s} M / \sigma L_s L_r, C_{ex} / J]^t$$

C_{ex} : le couple extérieur

Ω_m : vitesse mécanique

La résolution de ce système non linéaire peut se faire facilement à l'aide de l'algorithme comme celui de Runge-Kutta d'ordre 4.

II.2.2 Résultats expérimentaux

L'application des méthodes précédentes a permis de déterminer l'ensemble des paramètres nécessaires à notre simulation.

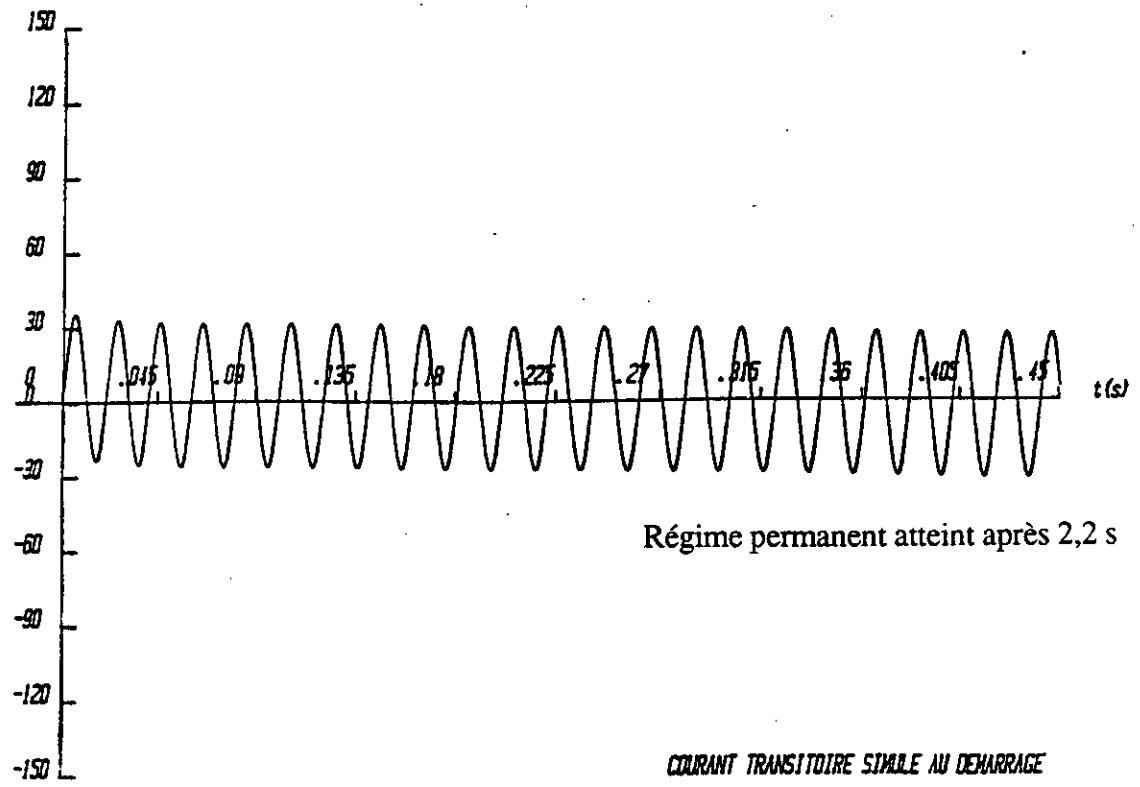
rotor ouvert	stator ouvert			
$L_s = 101 \text{ mH}$	$L_r = 120 \text{ mH}$	$M = 90 \text{ mH}$	$J = 0,04 \text{ kgm}^2$	$P_{mec} = 50W$
$R_s = 0,66 \text{ ohms}$	$R_r = 0,6 \text{ ohms}$	$\sigma = 0,33$	$f = 0,06$	$a = 2,5$

L_T , R_T et M étant les valeurs ramenées

Ces paramètres utilisés directement dans le programme de simulation, donnent des résultats qui ne concordent pas avec ceux obtenus expérimentalement en régime dynamique de la machine lors du relevé du courant pendant un démarrage à vide (fig.II.6).

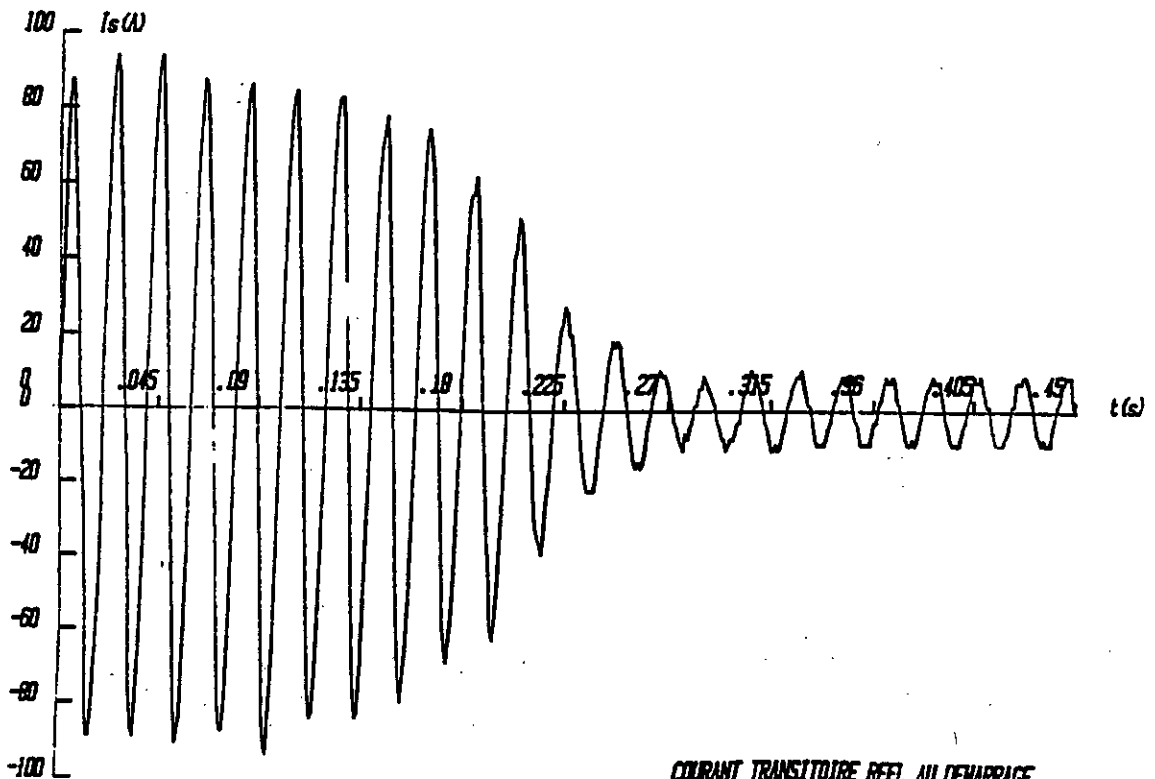
Vu le nombre important de paramètres il est difficile de deviner à première vue le ou les paramètres qui sont la cause de cette différence. Pour cela nous avons séparés les phénomènes électriques et les phénomènes électromécaniques. Nous avons dans un premier lieu effectué une comparaison du régime transitoire du courant lorsque la rotor est bloqué. Nous avons constaté une différence au niveau de l'amplitude ce qui signifie que les paramètres électriques trouvés ne sont pas bons. Avec des retouches au niveau des inductances on a constaté que les résultats sont meilleurs. Afin de s'assurer de la validité des paramètres mécaniques trouvés nous avons soumis la machine à un régime dynamique. Nous avons constaté qu'il existe une différence quant à la durée du régime transitoire ainsi que la valeur de la vitesse une fois le régime permanent atteint. Ce qui signifie que les paramètres mécaniques trouvés ne sont pas exacts. En agissant sur la valeur du moment d'inertie nous retrouvons la durée correspondant à celle du relevé expérimental. La valeur de la vitesse calculée dépend du couple résistant donc de la valeur du coefficient de frottement.

Sur la méthode on peut dire que les paramètres trouvés peuvent servir pour donner une idée sur leur ordre de grandeur et initialiser un processus d'obtention d'un vecteur optimal de paramètres.



Régime permanent atteint après 2,2 s

*COURANT TRANSITOIRE SIMULE AU DEMARRAGE
MACHINE A ROTOR BOBINE*



*COURANT TRANSITOIRE REEL AU DEMARRAGE
MACHINE A ROTOR BOBINE*

Figure II.6 Courant statorique transitoire simulé et réel

[$L_S=101\text{mH}$ $L_R=120\text{mH}$ $M= 90\text{mH}$ $R_S=0,66\Omega$ $R_R=0,6\Omega$ $\sigma=0,34$ $J=0,04$ $f=0,06$]

II.3 Problématique de la machine à cage

La machine à cage associée à un convertisseur de puissance constitue un variateur de vitesse robuste et peu coûteux par suite de l'absence des contacts glissants, mais elle présente une difficulté quant à l'identification de ses paramètres. Les méthodes classiques sont basées sur l'essai à vide et l'essai à rotor bloqué. Ces essais ne suffisent pas pour déterminer séparément tous les paramètres et souvent on a recours à des hypothèses supplémentaires ou une transformation du schéma équivalent pour y arriver. Parmi ces hypothèses celle de P. Alger [43] qui consiste à prendre les inductances de fuite statorique et rotorique égales. Ce qui signifie que la machine a été construite pour avoir une induction uniforme dans le circuit magnétique ($X_1=X_2=X_{CC}/2$). La résistance rotorique R_r est déduite de la mesure de R_{CC} faite à rotor bloqué et la mesure de la résistance statorique R_s en continu ($R_{CC}=R_s+R_r$). L'essai à vide permet le calcul de l'impédance de magnétisation X_m et R_f associé aux pertes fer.

$$X_o = V_s \cdot \sin \phi_o / I_o \quad R_f = V_s \cdot \cos \phi_o / I_o$$

I_o étant le courant statorique à vide.

Afin de mettre en oeuvre cette approche nous avons d'abord utilisé la machine à rotor bobiné en nous privant de l'accès au rotor.

$$[L_s = 93 \text{ mH} \quad L_r = 93 \text{ mH} \quad R_s = 0,66 \text{ ohms} \quad R_r = 0,79 \text{ ohms} \quad M = 88 \text{ mH} \quad \sigma = 0,1]$$

II.4 Résultats de la simulation

Une comparaison de l'allure du courant statorique transitoire simulé lorsque le rotor est bloqué et au démarrage à vide à celle obtenue expérimentalement nous a permis de constater qu'il existe une différence au niveau de l'amplitude du courant (Fig.II.7). D'autre part les essais sur différentes machines à rotor accessible montrent que les inductances L_s et L_r ne sont pas égales ($X_1 \neq X_2$). De plus la détermination de R_r à partir de R_{CC} revient donc à négliger le courant magnétisant alors qu'on sait qu'il représente 50% du courant nominal. Bien que ces hypothèses sont très utilisées elles ne permettent en aucun cas d'obtenir un modèle précis.

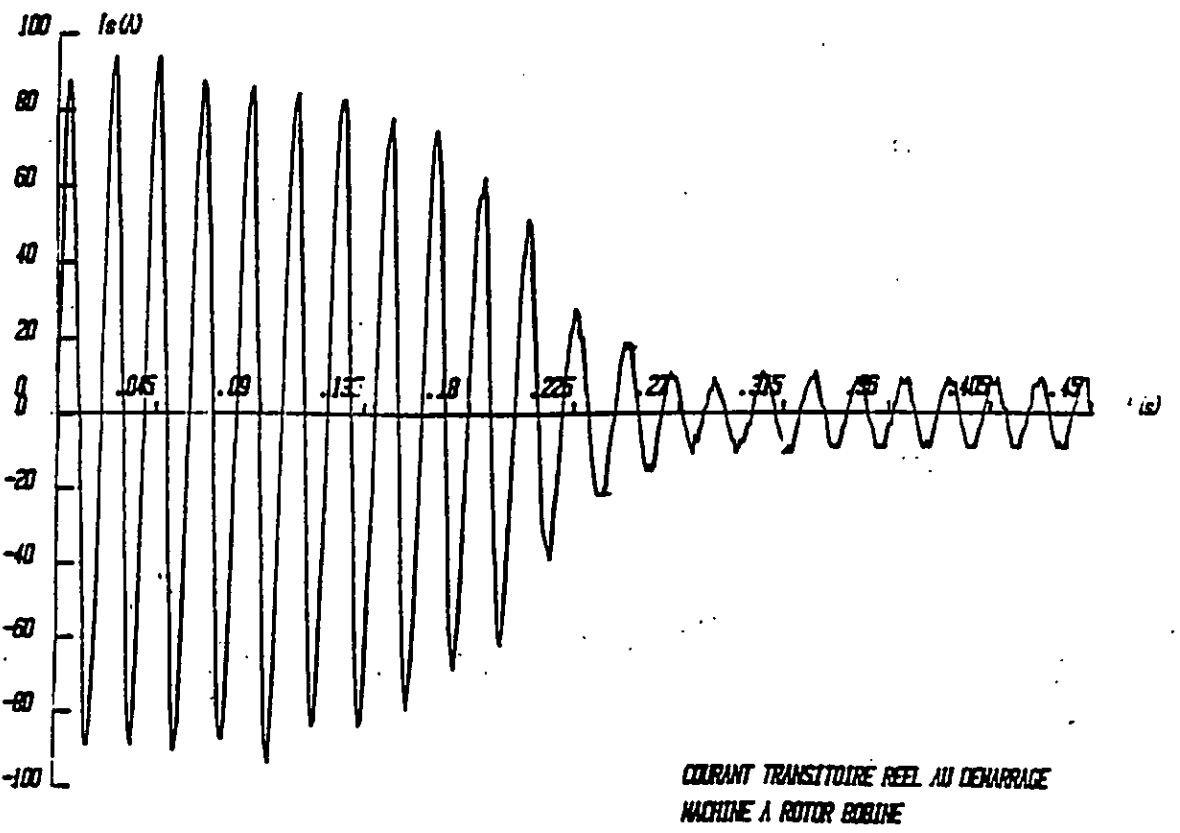
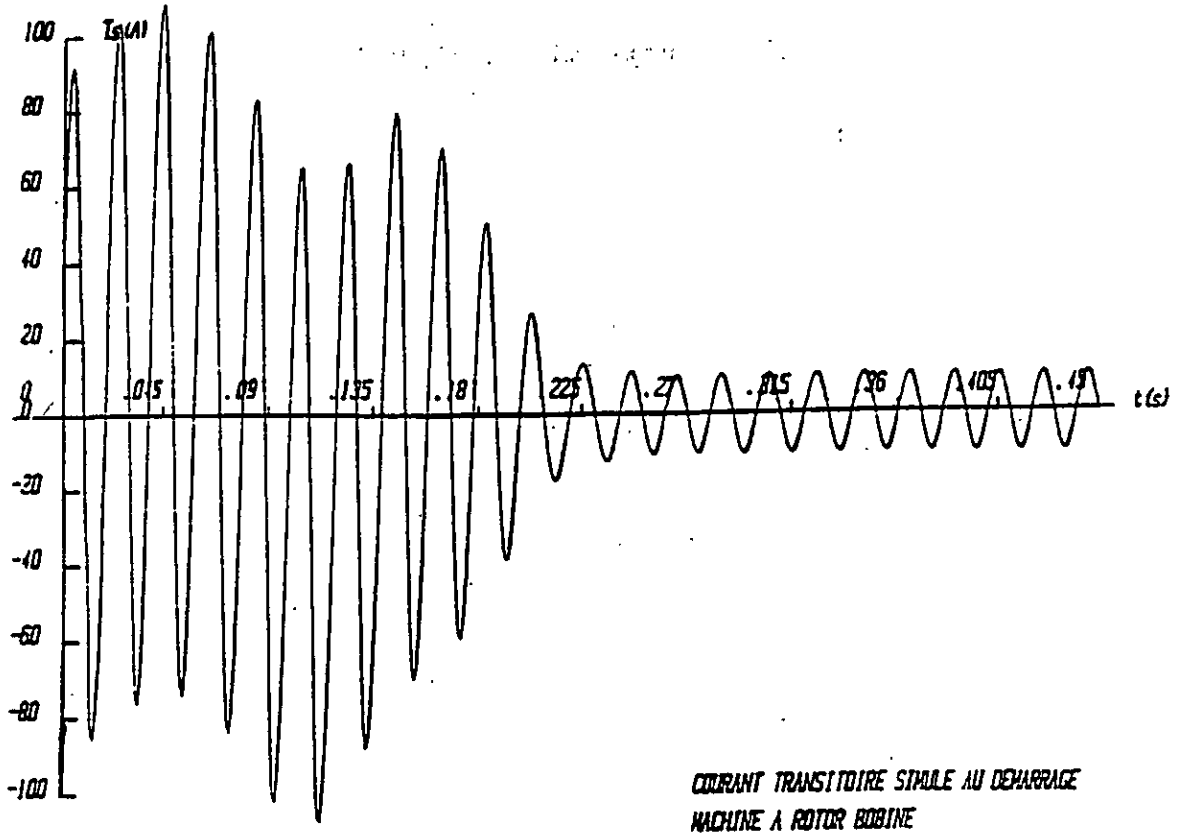


Figure II.7 Courant simulé et expérimental (hypothèse d'Alger)

$$[L_S=93\text{mH } L_r=93\text{mH } M=88\text{mH } R_S=0,66\Omega \ R_r=0,79\Omega \ \sigma =0,1]$$

II.5 Étude de la sensibilité du modèle aux paramètres de la machine

Lorsqu'on fait varier les paramètres structuraux d'un système, pour un vecteur d'entrée fixé, on constate que, selon le choix du paramètre que l'on fait varier, certaines sorties sont plus sensibles que d'autres à ces variations. A l'aide de la simulation d'un démarrage à vide de la machine à induction, pour une alimentation sinusoïdale (tension et fréquence constantes), nous allons étudier l'évolution des différentes sorties en régime dynamique.

Nous nous fixons donc un vecteur de paramètres qui est très proche de la solution cherchée et qui va nous servir comme référence:

$$L_{SO} = 123 \text{ mH}$$

$$L_{RO} = 128,5 \text{ mH}$$

$$M_O = 120,4 \text{ mH}$$

$$\sigma = 0,083$$

$$R_{SO} = 1,64 \text{ ohms}$$

$$R_{RO} = 0,509 \text{ ohms}$$

$$J_O = 0,04 \text{ kgm}^2$$

$$f_O = 0,03 \text{ N.m/(rad.s)}$$

II.5.1. Influence des paramètres électriques

Dans une première étape on va s'intéresser à l'influence des paramètres électriques pris séparément tout en gardant les paramètres mécaniques constants. Les allures des sorties obtenus par variation d'un des paramètres seront comparées aux sorties de référence.

a) Influence de R_s

Une augmentation de R_s de 100% nous permet de constater une diminution de l'amplitude des courants statorique et rotorique de l'ordre de 30%, du couple de démarrage de 50% de sa valeur de référence, une augmentation de la durée du transitoire. Les ondulations de l'enveloppe tout particulièrement en début de relevé constatées lorsque la résistance R_s est plus faible disparaissent. Lors des essais réels on constate en général que les courants présentent moins d'ondulations que ceux obtenus par simulation ce qui permet de dire que la résistance R_s vue par la source alternative est plus élevée que celle mesurée en continu (Fig.II.1.a).

b) Influence de L_s (130 mH)

Une augmentation de L_s de 5% agit fortement sur l'amplitude du courant qui diminue d'environ 30%. Le régime transitoire devient plus long et les ondulations persistent. Le modèle est très sensible à la variation de L_s (Fig.II.1.b).

c) Influence de L_r (134.5 mH)

Une augmentation de L_r de l'ordre 5% augmente la durée du transitoire et diminue considérablement les courants statorique et rotorique de même pour le couple de démarrage (Fig.II.1.c). Nous constatons par ailleurs que L_r agit de la même manière que L_s

d) Influence de la mutuelle ($M=117$ mH)

Une diminution de M de 2.5% donne les mêmes résultats qu'une augmentation de 5% de L_s et L_r . On a donc une sensibilité double pour une variation de M ($\sigma=1-M^2/L_sL_r$) (Fig.II.1.d).

e) Influence de R_r ($R_r = 2.R_0$ et $R_r = 4.R_0$)

Une augmentation de R_r de 100% puis de 300% permet de constater qu'elle a une grande influence sur la valeur du couple de démarrage qui devient très important (augmentation de 73% et 100%) malgré une diminution de l'amplitude du courant de démarrage rotorique (20% et 26%). La valeur du courant statorique ainsi que celle du couple en régime permanent augmente et le transitoire est très rapide (Fig.II.1.e).

f) Cas où le rapport M^2/R_r est constant ($Tr(1-\sigma)L_s=cte$ M et R_r variables)

Avec la condition $0 < M^2/L_rL_s < 1$, on choisit M et on déduit R_r à partir du rapport constant (0,028). Pour une diminution de 2% pour M et 4% pour R_r on remarque qu'on a les mêmes résultats que lorsque M varie seul. Ce qui confirme qu'on a une sensibilité plus importante à une variation de M qu'à une variation de R_r (Fig.II.1.f).

g) Cas où le rapport M^2/L_r est constant ($\sigma = \text{cte}$ M et L_r variables)

Avec la condition précédente, on garde le rapport constant (112,8 mH) on choisit M et on déduit L_r ($M = \sqrt{2} \cdot M_0$ et $L_r = 2 \cdot L_{r0}$). On constate que l'amplitude du courant statorique ne change pratiquement pas, par contre le courant rotorique ainsi que le couple diminuent considérablement (respectivement 20% et 40%) d'où un régime transitoire plus long (Fig.II.1.g).

h) Cas où les rapports M^2/R_r et M^2/L_r sont constants (M, L_r et R_r variables)

Ceci est équivalent à garder T_r , σ et L_s constants. On choisit ainsi un des trois paramètres (M, L_r , R_r) et on déduit les autres. On constate que les allures du courant, de la vitesse et du couple sont identiques à ceux du modèle de référence. Seule l'amplitude du courant rotorique dépend de ce choix (Fig.II.h).

II.5.2 Influence des paramètres mécaniques

Nous allons maintenant étudier la sensibilité du modèle à une variation d'un des paramètres mécaniques.

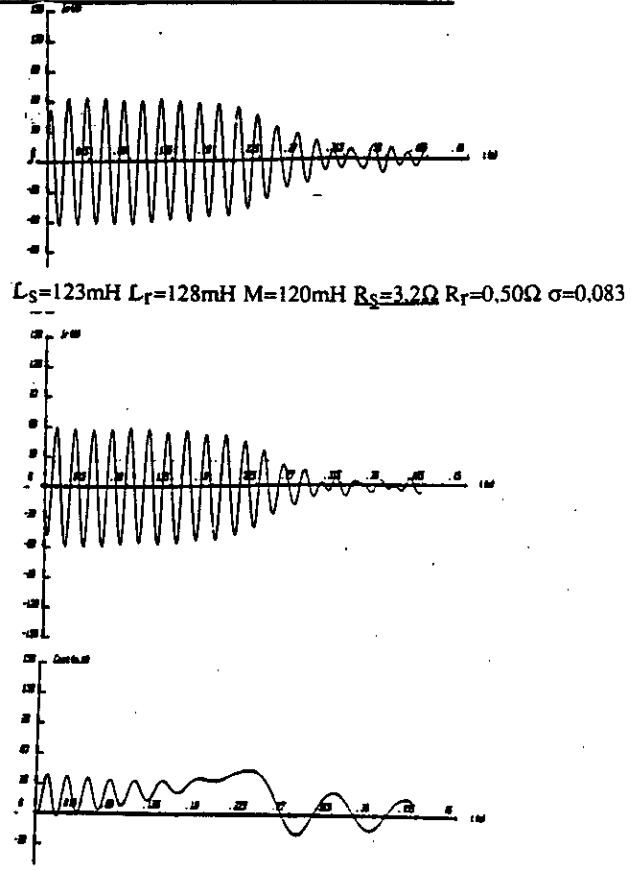
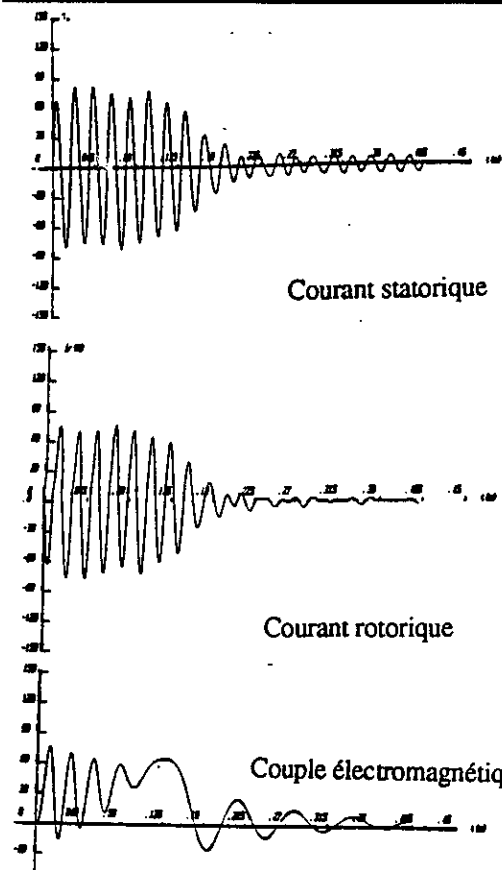
a) Influence du moment d'inertie

Comme on peut s'y attendre une augmentation de J de 100% n'influe pas sur l'amplitude du courant en régime permanent, mais surtout sur la durée du transitoire qui augmente de 60%.

b) Influence du coefficient de frottement f

Contrairement au moment d'inertie, une augmentation du coefficient de frottement 100% agit énormément sur l'amplitude du courant permanent (augmentation du couple de frottement de 100%) et légèrement sur la durée du transitoire.

Ainsi connaissant les paramètres électriques, il est facile de déduire la valeur du couple de frottement en s'aidant des essais et de la simulation. Une fois l'identification du coefficient de frottement faite on passe à la détermination du moment d'inertie.



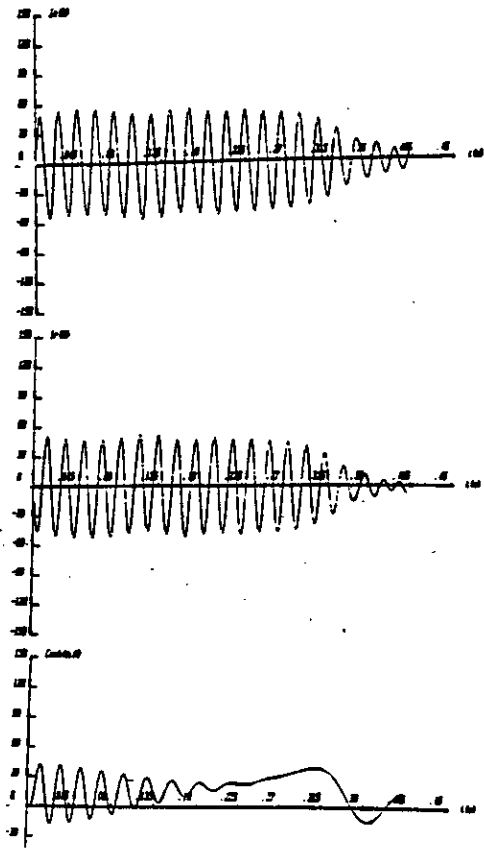
[$L_S=123\text{mH}$ $L_r=128\text{mH}$ $M=120\text{mH}$ $R_S=1,64\Omega$ $R_r=0,50\Omega$ $\sigma=0,083$ $J=0,04$ $f=0,03$]

$M^2/L_r=112,5 \text{ mH}$

Courbes de référence

$M^2/R_r=28,8 \text{ mH}/\Omega$

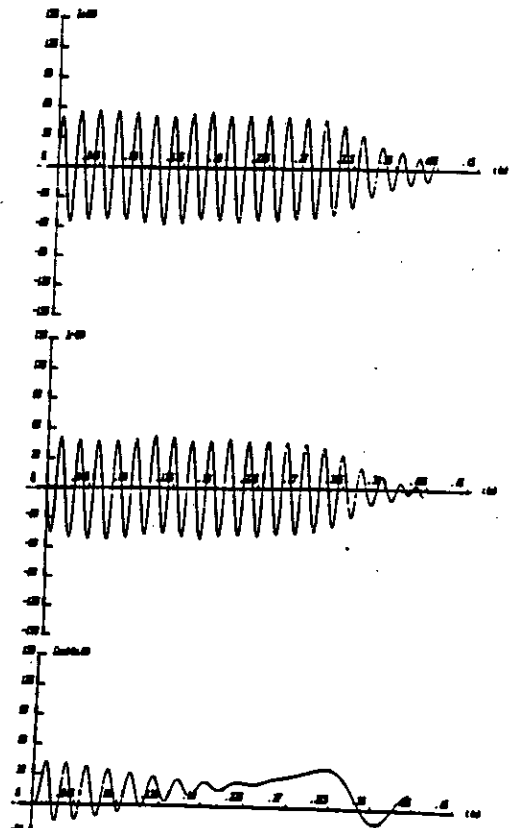
Fig.II .1.a



[$L_S=130\text{mH}$ $L_r=128\text{mH}$ $M=120\text{mH}$ $R_S=1,64\Omega$ $R_r=0,50\Omega$ $J=0,04$ $f=0,03$]

$\sigma=0,13$

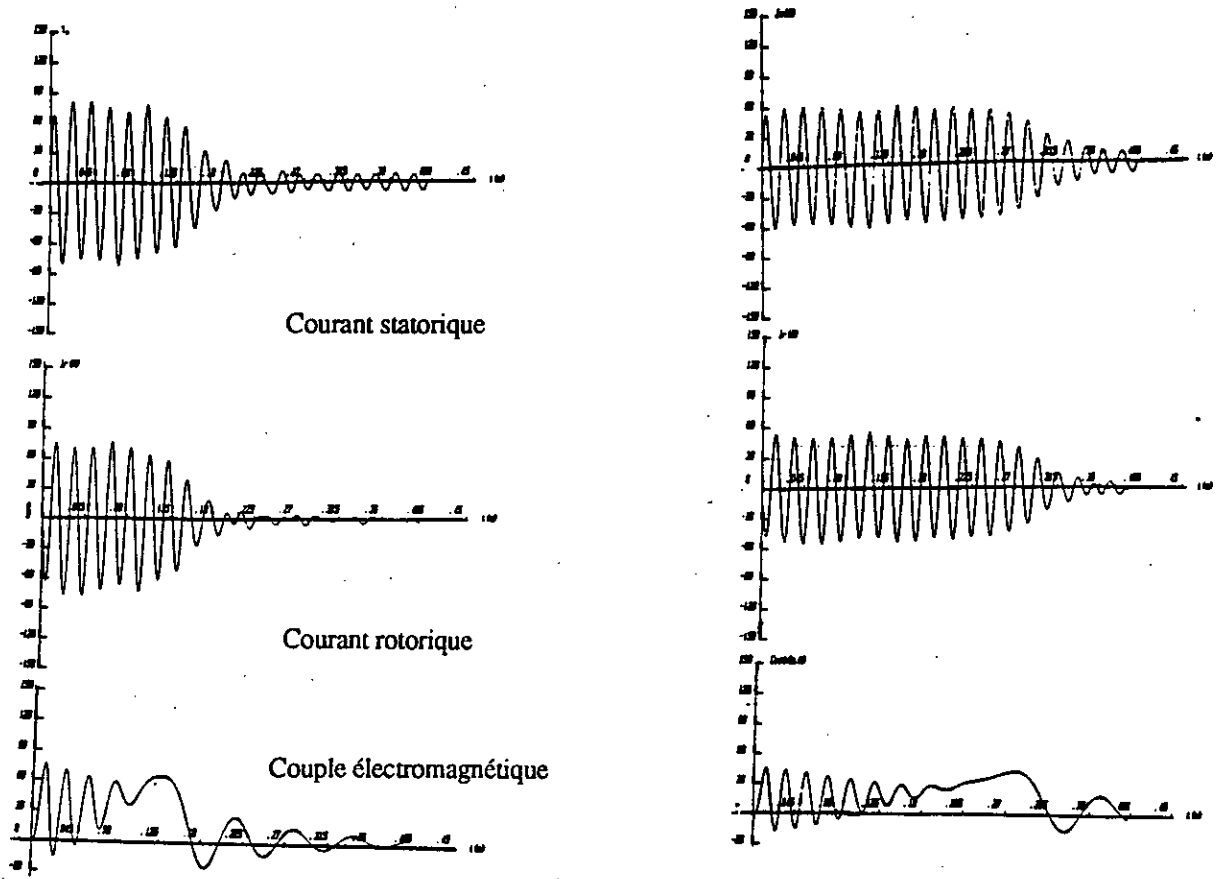
Fig.II .1.b



$L_S=123\text{mH}$ $L_r=128\text{mH}$ $M=117\text{mH}$ $R_S=1,64\Omega$ $R_r=0,50\Omega$

$\sigma=0,13$ $T_r=256 \text{ ms}$

Fig.II .1.d



$[L_S=123\text{mH } L_r=134.5\text{mH } M=120\text{mH } R_S=1.64\Omega \ R_r=0.50\Omega \ J=0.04 \ f=0.03]$

$\sigma=0.13 \ Tr=269 \text{ ms}$

Fig.II .1.c

Courbes de référence

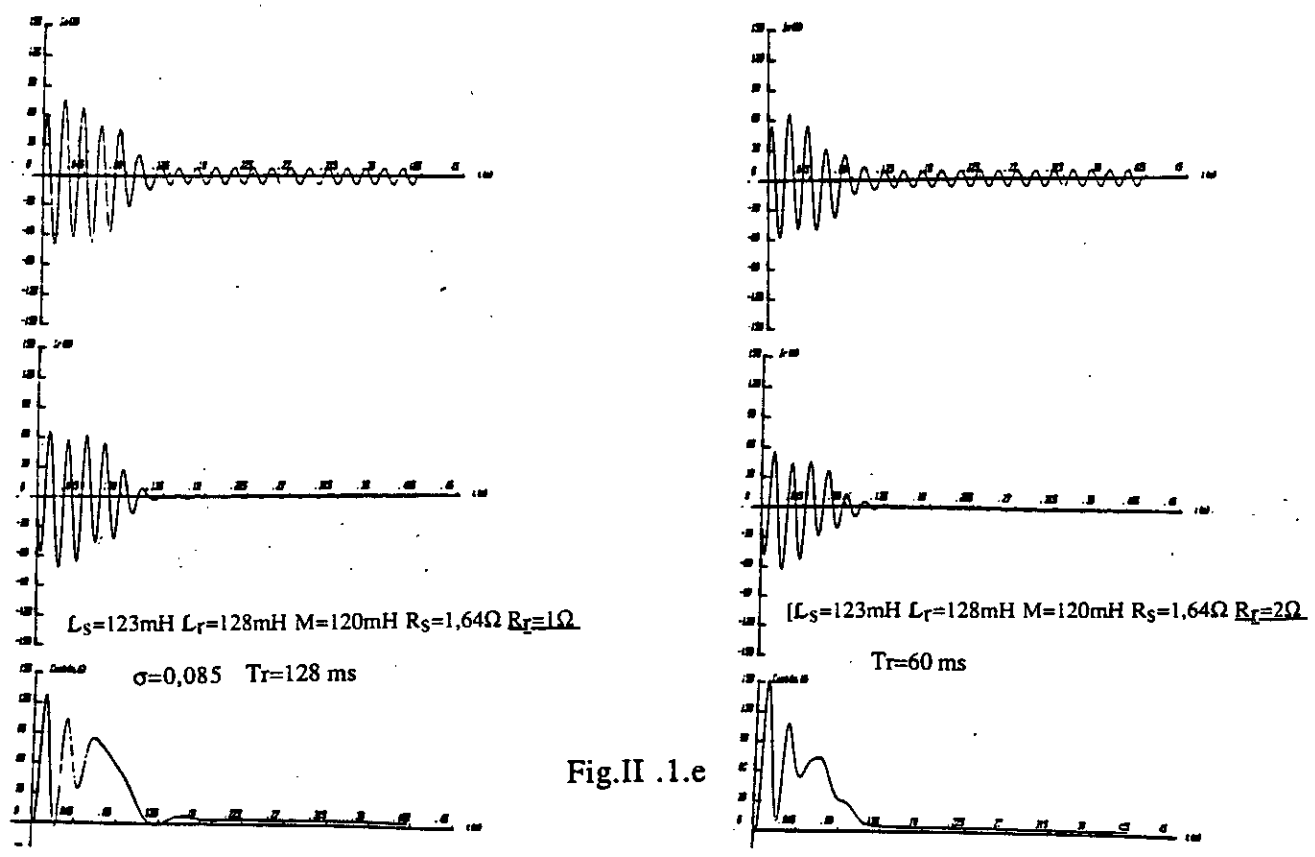
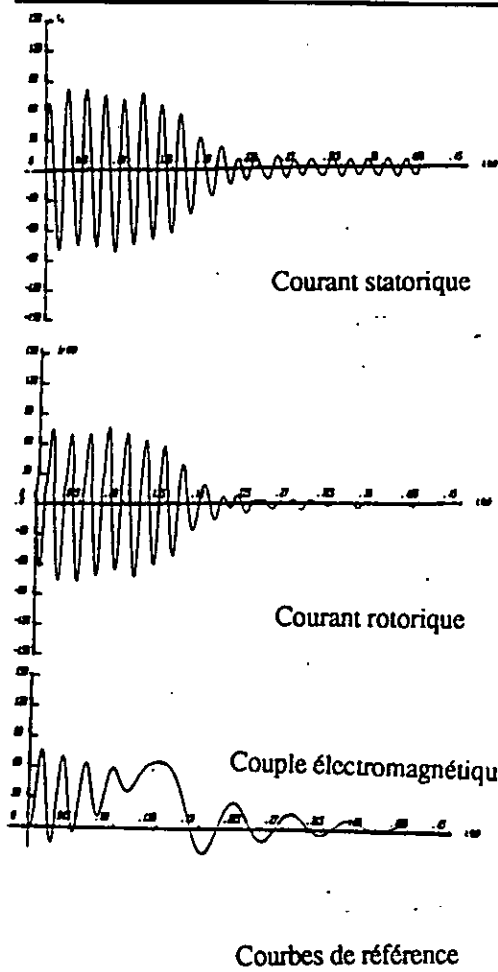


Fig.II .1.e



$L_S=123\text{mH}$ $L_r=128\text{mH}$ $R_S=1,64\Omega$ $R_r=0,50\Omega$ $M^2/L_r=112,8\text{mH}$
 $\sigma=0,083$ Fig.II .1.g

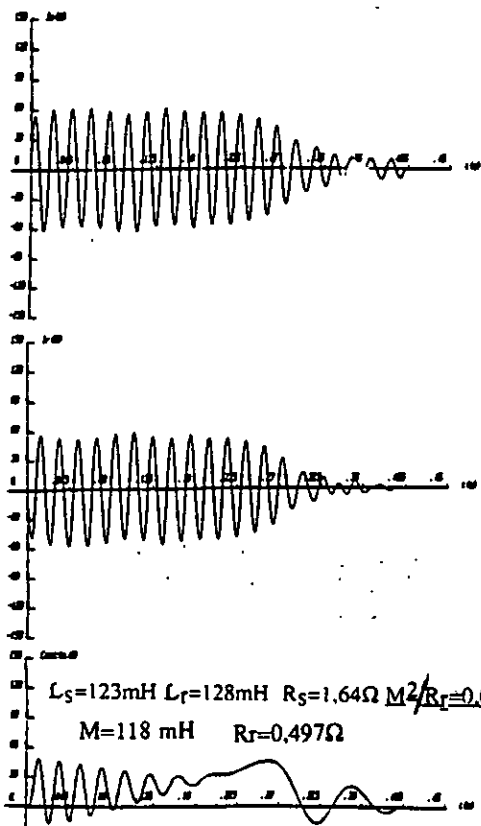
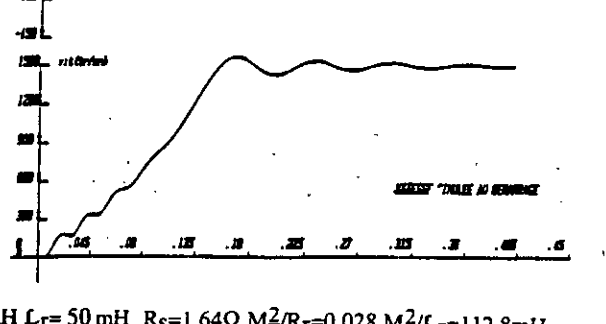
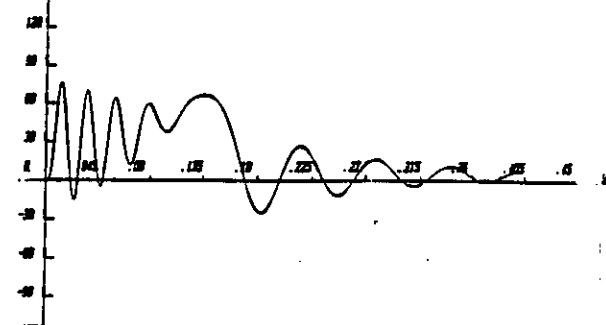
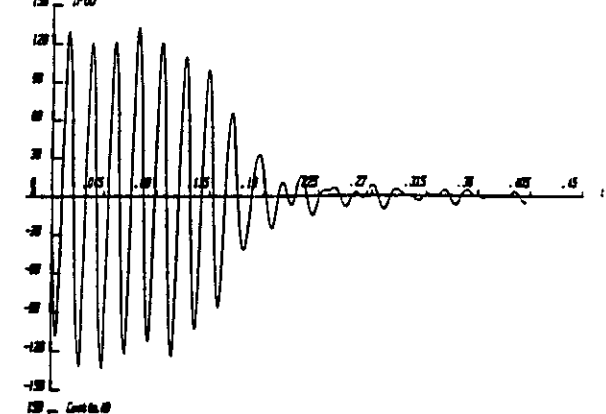
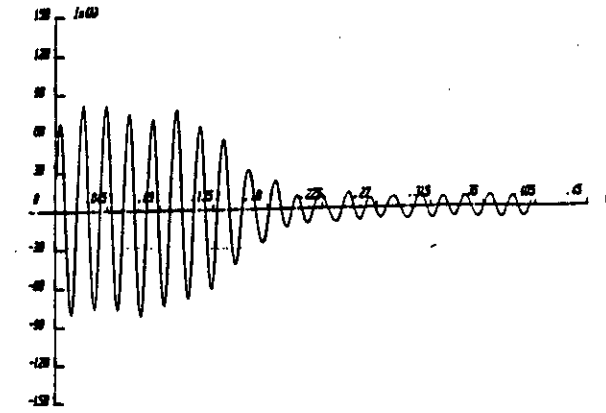
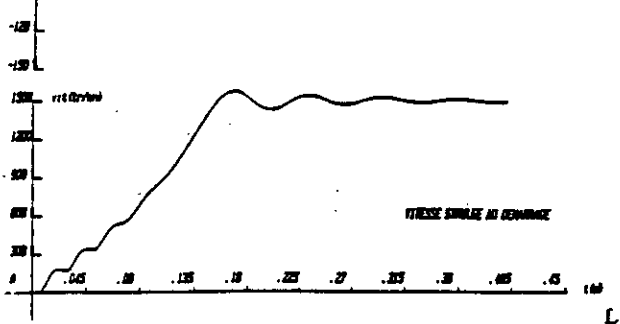
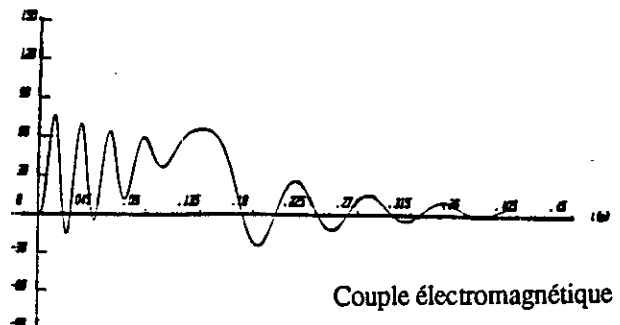
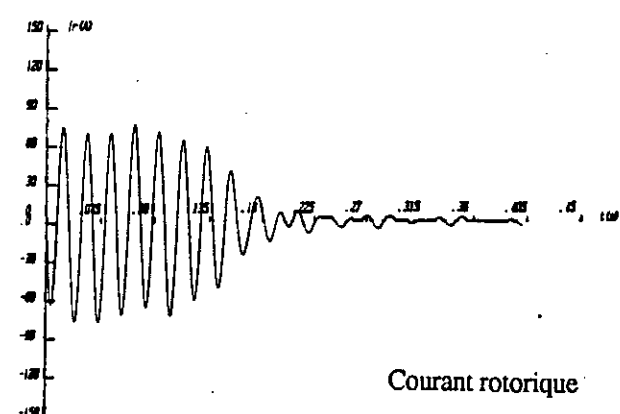
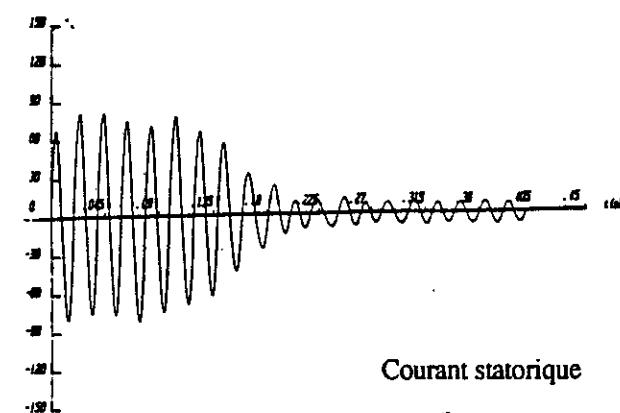


Fig.II .1.f



$L_S=123\text{mH}$ $L_r= 50 \text{ mH}$ $R_S=1.64\Omega$ $M^2/R_r=0.028$ $M^2/L_r=112.8\text{mH}$

Courbes de référence $T_r= 250 \text{ ms}$ $M= 75 \text{ mH}$ $R_r= 0,2\Omega$ Fig.II .1.h

II.6 Analyse critique des résultats

Cette étude a permis de constater que les essais classiques, faits en régimes permanents, ne suffisent pas pour déterminer de façon "sure" les paramètres de la machine à induction tout particulièrement quand elle est destinée à la commande.

La machine à rotor bobiné offre l'avantage de permettre l'accès au rotor et faire des mesures directes. Malgré les conditions d'essais qui diffèrent de celles de la machine en fonctionnement, on peut déduire l'ordre de grandeur des paramètres. Les inductances dépendent de l'état de magnétisation de la machine donc de la tension d'essais. La mutuelle mesurée lorsqu'un des circuits est ouvert diffère de celle qu'on est censé trouver lorsque le rotor est court-circuité, et la valeur réelle est celle qui résulte des deux effets statoriques et rotoriques.

La machine à cage n'offre pas de possibilité pour faire des mesures directes du côté du rotor. Les méthodes classiques donnent des résultats approximatifs souvent valables pour les régimes permanents nécessaires aux essais. L'essai à rotor bloqué à tension réduite possède l'avantage de prendre en considération le couplage rotor stator, mais il ne reflète pas l'état magnétique de la machine soumise à la tension nominale, en particulier au démarrage. Les résistances mesurées en continu ne donnent pas les valeurs corrects en alternatif et donc ne suffisent pas pour la modélisation de la machine.

L'étude de la sensibilité du modèle aux variations des paramètres électromécaniques nous a permis de constater que la sensibilité du modèle est beaucoup plus importante à la variation des inductances qu'à celle des résistances. Pour toute reconstitution du courant statorique, du couple et de la vitesse il suffit d'identifier L_S , R_S , M^2/R_r (ou T_r) et M^2/L_r (ou σ), soit 4 paramètres au lieu de 5, le cinquième paramètre n'ayant pas d'influence "externe" sur les courants.

L'étude en régime dynamique est de plus conditionnée par une bonne mesure des paramètres mécaniques. Leur détermination est souvent basée sur la mesure des pertes mécaniques et l'enregistrement de la courbe de ralentissement. Afin de minimiser les erreurs il est nécessaire de faire une bonne mesure de ces pertes et de trouver une expression analytique qui représente au mieux la courbe de ralentissement.

CHAPITRE III

Identification statique par application d'échelon de tension

III IDENTIFICATION STATIQUE PAR APPLICATION D'UN ÉCHELON DE TENSION

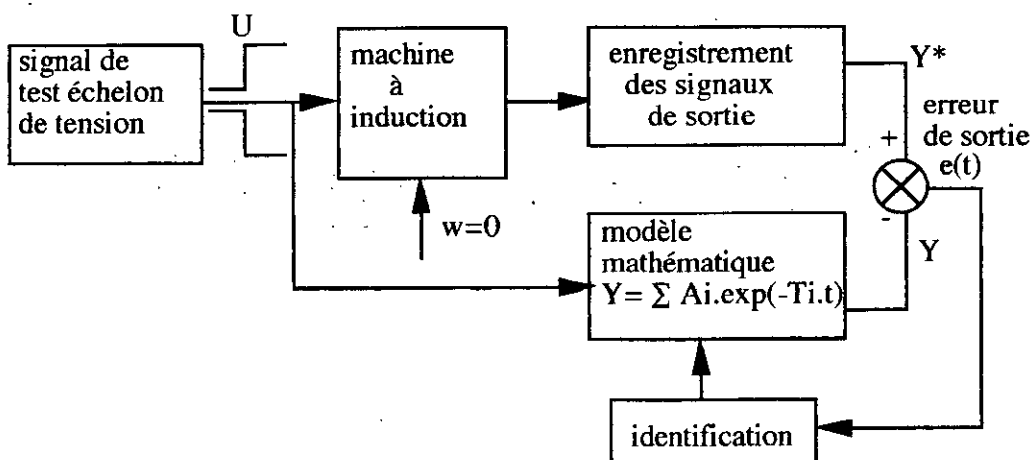
Introduction

Les méthodes utilisées dans les essais des machines électriques se divisent en deux groupes principaux. Le premier groupe est constitué par les mesures effectuées sur la machine en mouvement dans des conditions plus proches de celles de l'exploitation et, de ce fait, leurs résultats sont plus près de la vérité. Le second est constitué de mesures statiques. Du fait de ce caractère statique, cette méthode présente par rapport aux méthodes dynamiques habituelles, effectuées sur une machine en mouvement, des avantages certains. Elle trouve un intérêt accru lors de la détermination des paramètres du régime transitoire d'une machine synchrone par analyse des courbes de variations brusques d'un courant continu dans les enroulement de la machine [22], [23]. Quant à son application à la machine asynchrone la littérature est pauvre et peu d'auteurs, se sont intéressés à son extension [24],[25], [26]. La "réponse indicielle" lors de l'application d'un échelon de tension ou de courant, qui fait l'objet de ce chapitre, permet de déterminer les constantes de temps et le coefficient de dispersion liés par des relations mathématiques simples aux paramètres de la machine asynchrone.

III.1 Identification statique

La machine étant à l'arrêt, nous allons étudier son comportement lorsqu'on applique un échelon de tension. On essaiera de faire l'expérience dans le cas de la croissance et la décroissance du courant dans la phase du stator.

Le schéma synoptique de l'essai sera alors:



III.1.1 Étude théorique générale dans le cas d'une alimentation par échelon

Afin de pouvoir étudier les différents cas qui peuvent se produire lors de l'application d'un échelon de tension, nous allons faire une étude permettant d'avoir les expressions générales des courants, que l'on utilisera pour chaque type d'essai.

A partir des équations (I.3) et (I.7), nous obtenons un système d'équations différentielles pour une alimentation à fréquence nulle à l'arrêt ($\omega=0$ et $g=1$):

$$V_s = (R_s + L_s p) I_s + M p I_r \quad (\text{III.1})$$

$$0 = M p I_s + (R_r + L_r p) I_r \quad (\text{III.2})$$

De l'équation (III.2) on déduit l'expression de I_r

$$I_r = \frac{M p}{R_r (1 + T_r p)} I_s \quad (\text{III.3})$$

avec $T_s = L_s / R_s$; $T_r = L_r / R_r$; $\sigma = 1 - M^2 / L_s L_r$

On reporte l'expression (III.3) dans l'équation (III.1) sans second membre

$$[R_s (1 + T_s p) - \frac{M^2 p}{R_r (1 + T_r p)} - p] I_s = 0$$

D'où l'équation caractéristique:

$$p^2 \sigma + p (1/T_r + 1/T_s) + 1/T_s T_r = 0 \quad (\text{III.4})$$

Les racines de cette équation du second degré à coefficients réels ont pour expression:

$$P_{1,2} = \frac{(T_s + T_r) \pm [(T_r + T_s)^2 - 4\sigma T_s T_r]^{1/2}}{2\sigma T_s T_r} \quad (\text{III.5})$$

Le régime transitoire est la superposition d'un régime libre et d'un régime forcé qu'il est intéressant de séparer:

- Le régime libre dépend des conditions initiales et des caractéristiques de la machine étudiée. Les expressions des courants statoriques i_{sl} et rotoriques i_{rl} correspondant au régime libre sont de la forme:

$$i_{sl} = C_1 \exp(P_1 t) + C_2 \exp(P_2 t)$$

$$i_{rl} = C_3 \exp(P_1 t) + C_4 \exp(P_2 t)$$

C_1, C_2, C_3 et C_4 sont des constantes dépendant des conditions initiales. Pour les déterminer, on procède par identification, en reportant i_{sl} et i_{rl} dans le système différentiel avec second membre nul.

$$C_3 = -\frac{R_s(1+T_s P_1)}{M P_1} C_1 = \alpha_1 C_1$$

$$C_4 = -\frac{R_s(1+T_s P_2)}{M P_2} C_2 = \alpha_2 C_2$$

$$\text{avec } \alpha_1 = -\frac{R_s(1+T_s P_1)}{M P_1} \text{ et } \alpha_2 = -\frac{R_s(1+T_s P_2)}{M P_2}$$

- Les réponses forcées i_{sf} et i_{rf} dépendent de l'entrée imposée (i_{sf} et i_{rf} étant les solutions particulières du système différentiel correspondant à l'entrée v_s).

La superposition des régimes forcé et libre, permet d'obtenir les expressions des courants, i_s et i_r en régime transitoire:

$$i_s = i_{sf} + i_{sl} = i_{sf} + C_1 \exp(P_1 t) + C_2 \exp(P_2 t)$$

$$i_r = i_{rf} + i_{rl} = i_{rf} + C_3 \exp(P_1 t) + C_4 \exp(P_2 t)$$

Pour chaque régime transitoire débutant à l'instant $t=0$, des courants i_{sA}, i_{sB}, i_{sC} et i_{rA}, i_{rB}, i_{rC} on déduit i_{s0} et i_{r0} .

De la valeur, pour $t=0$, des courants correspondant au régime forcé on déduit i_{sf0} et i_{rf0} .

La continuité des courants et donc de leurs composantes libre et forcée entraîne:

$$i_{so} = i_{sfo} + C_1 + C_2$$

$$i_{ro} = i_{rfo} + \alpha_1 C_1 + \alpha_2 C_2$$

d'où l'expression de C_1 et C_2 :

$$C_1 = \frac{\alpha_2}{\alpha_2 - \alpha_1} (i_{so} - i_{sfo}) - \frac{1}{\alpha_2 - \alpha_1} (i_{ro} - i_{rfo})$$

$$C_2 = \frac{-\alpha_1}{\alpha_2 - \alpha_1} (i_{so} - i_{sfo}) + \frac{1}{\alpha_2 - \alpha_1} (i_{ro} - i_{rfo})$$

Les expressions des courants i_s et i_r en régime transitoire s'écrivent alors:

$$i_s = i_{sf} + \left[\frac{\alpha_2}{\alpha_2 - \alpha_1} (i_{so} - i_{sfo}) - \frac{1}{\alpha_2 - \alpha_1} (i_{ro} - i_{rfo}) \right] \exp(P_1 t) + \left[\frac{-\alpha_1}{\alpha_2 - \alpha_1} (i_{so} - i_{sfo}) + \frac{1}{\alpha_2 - \alpha_1} (i_{ro} - i_{rfo}) \right] \exp(P_2 t) \quad (\text{III.6})$$

$$i_r = i_{rf} + \left[\frac{\alpha_1 \alpha_2}{\alpha_2 - \alpha_1} (i_{so} - i_{sfo}) - \frac{\alpha_1}{\alpha_2 - \alpha_1} (i_{ro} - i_{rfo}) \right] \exp(P_1 t) + \left[\frac{-\alpha_1 \alpha_2}{\alpha_2 - \alpha_1} (i_{so} - i_{sfo}) + \frac{\alpha_2}{\alpha_2 - \alpha_1} (i_{ro} - i_{rfo}) \right] \exp(P_2 t) \quad (\text{III.7})$$

La méthode générale que nous venons de décrire permet d'obtenir rapidement, à partir du régime forcé, les expressions des courants pour les divers régimes transitoires lorsque la machine est à l'arrêt.

III.1.2 Étude de la croissance du courant lors de l'application d'un échelon positif

La machine étant triphasée, il existe plusieurs schémas de connexion possible.

III.1.2.1 Principe de l'essai

L'essai est effectué selon l'un des trois schémas de la figure III.1

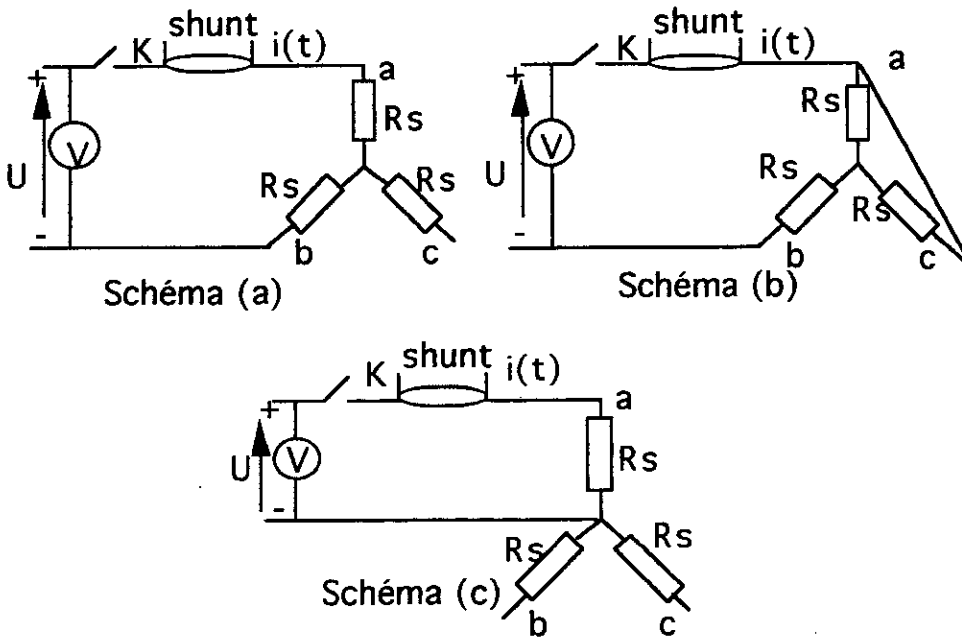


Fig III.1 Schémas de connexion lors de l'application d'un échelon

A l'instant $t=0$, on ferme l'interrupteur K pour alimenter soit les deux phases en série, soit deux phases branchées en parallèle en série avec la 3^{ème}, soit une seule phase, les autres étant non alimentées.

L'expression analytique du courant enregistré est déduite de la solution générale trouvée précédemment.

III.1.2.2 Formulation théorique de la croissance du courant

Les courants statoriques et rotoriques étant nuls à l'instant $t=0$, le régime considéré est tel que:

$$i_{s0}=0; i_{r0}=0; i_{sf0}=i_{sf}; i_{rf0}=i_{rf}$$

Le courant rotorique étant nul au début et à la fin du régime transitoire nous avons donc:

$$i_{rf0}=i_{rf}=0$$

l'expression de i_s devient alors:

$$i_s = i_{sfo} - \frac{\alpha_2}{\alpha_2 - \alpha_1} i_{sfo} \exp(P_1 t) + \frac{\alpha_1}{\alpha_2 - \alpha_1} i_{sfo} \exp(P_2 t)$$

soit :

$$i_s = i_{sfo} [1 + A_1 \exp(P_1 t) + A_2 \exp(P_2 t)] \quad (\text{III.8})$$

$$i_r = i_{sfo} \left[-\frac{\alpha_1 \alpha_2}{\alpha_2 - \alpha_1} \exp(P_1 t) + \frac{\alpha_1 \alpha_2}{\alpha_2 - \alpha_1} \exp(P_2 t) \right]$$

soit:

$$i_r = i_{sfo} [\alpha_1 A_1 \exp(P_1 t) + \alpha_2 A_2 \exp(P_2 t)] \quad (\text{III.9})$$

$$\text{avec } A_1 = -\frac{\alpha_2}{\alpha_2 - \alpha_1} \quad \text{et} \quad A_2 = \frac{\alpha_1}{\alpha_2 - \alpha_1}$$

Analysons les trois schémas possibles de la figure III.1 dans le cas où la machine est supposée symétrique.

D'après la figure (III.1.a) nous avons:

$$i_{sA} = i(t)$$

$$i_{sB} = -i(t)$$

$$i_{sC} = 0$$

D'après la figure (III.1.b) nous avons:

$$i_{sA} = i(t)/2$$

$$i_{sB} = i(t)/2$$

$$i_{sC} = -i(t)$$

Pour la figure (III.1.c) nous avons:

$$i_{sA} = i(t)$$

$$i_{sB} = 0$$

$$i_{sC} = 0$$

Le schéma de la figure (III.1.c) n'est pas conseillé en pratique du fait que le courant homopolaire i_0 n'est pas nul, nous adopterons donc les schémas des figures (III.1 schéma a et b). Dans les deux cas l'allure du courant est représentée par la figure III.2

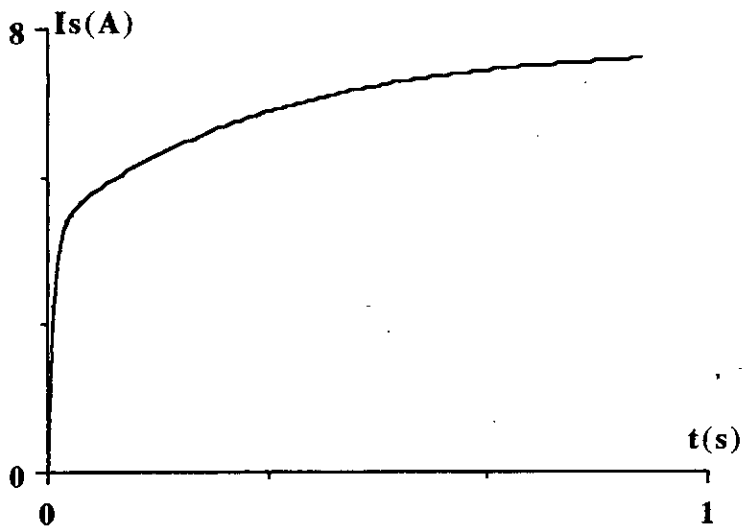


Fig.III.2 Courant de croissance lors de l'application d'un échelon

L'expression du courant étant de la forme:

$$i_{sf} = i_{sfo} [1 + A_1 \exp(P_1 t) + A_2 \exp(P_2 t)]$$

Le vecteur à identifier est donc constitué de i_{sfo} , A_1 , A_2 , P_1 et P_2 .

De ce vecteur on peut déduire T_s , T_r et σ .

A_1 et A_2 peuvent s'écrire:

$$A_1 = \frac{T_2 - T_s}{T_2 - T_1}$$

$$A_2 = \frac{T_1 - T_s}{T_2 - T_1}$$

avec $T_1 = -1/P_1$ et $T_2 = -1/P_2$

soit:

$$T_{1,2} = \frac{1}{2} [T_s + T_r \pm \sqrt{(T_s + T_r)^2 - 4\sigma T_s T_r}]$$

L'identification de A_1 , A_2 , T_1 et T_2 permet de calculer T_s

$$T_s = \frac{T_2 + \alpha T_1}{1 + \alpha}$$

avec $\alpha = A_1/A_2$

D'autre part on a :

$$T_1 + T_2 = T_s + T_r$$

$$T_r = \frac{\alpha(T_1 + T_2)}{1 + \alpha}$$

Connaissant T_1 , T_2 et T_s on peut calculer σ d'après la relation:

$$\sigma = \frac{(T_s + T_r)^2 - (T_1 - T_2)^2}{4T_s T_r}$$

$$\sigma = \frac{T_1 \cdot T_2}{T_s T_r}$$

III.1.3 Étude de la décroissance du courant lors de l'application d'un échelon de tension négatif

Une source de tension continue étant initialement appliquée au stator, on la court-circuite et on enregistre la décroissance du courant dans les bobines statoriques.

III.1.3.1 Principe de l'essai

Comme pour le cas de la croissance du courant il existe trois schémas possibles.

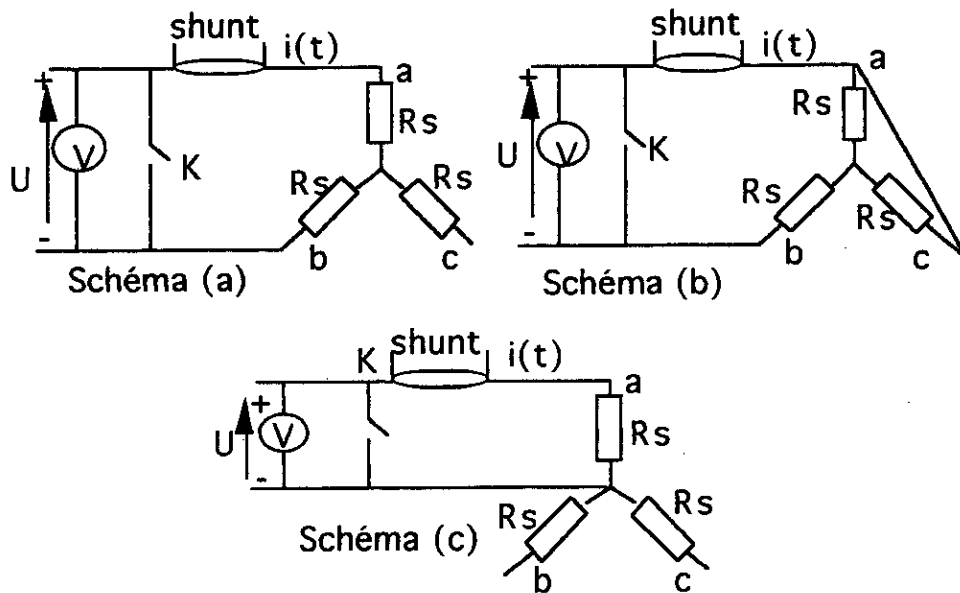


Fig.III.3 Schémas de montage de l'essai de décroissance du courant

III.1.3.2 Formulation théorique de la décroissance du courant

Lorsqu'on court-circuite l'entrée statorique à $t=0$, la tension devient nulle et le régime forcé correspondant sera nul. Le régime transitoire dans ce cas sera confondu avec le régime libre.

Puisque $i_{sf}=i_{sfo}=0$; $i_{rf}=i_{rfo}=0$; les expressions générales du courant i_s et i_r deviennent:

$$i_s = \frac{\alpha_2}{\alpha_2 - \alpha_1} i_{so} \exp(P_1 t) - \frac{\alpha_1}{\alpha_2 - \alpha_1} i_{so} \exp(P_2 t)$$

soit :

$$i_s = i_{so} [B_1 \exp(P_1 t) + B_2 \exp(P_2 t)] \tag{III.10}$$

avec: $B_1 = -A_1$ et $B_2 = -A_2$

Le courant rotorique s'écrit:

$$i_r = \frac{\alpha_1 \alpha_2}{\alpha_2 - \alpha_1} i_{so} \exp(P_1 t) - \frac{\alpha_1 \alpha_2}{\alpha_2 - \alpha_1} i_{so} \exp(P_2 t)$$

soit:

$$i_r = i_{so} [\alpha_1 B_1 \exp(P_1 t) + \alpha_2 B_2 \exp(P_2 t)] \quad (III.11)$$

L'allure du courant de décroissance dans le stator dans le cas des schémas (III.3.a) et (III.3.b) est donnée par la figure III.4.

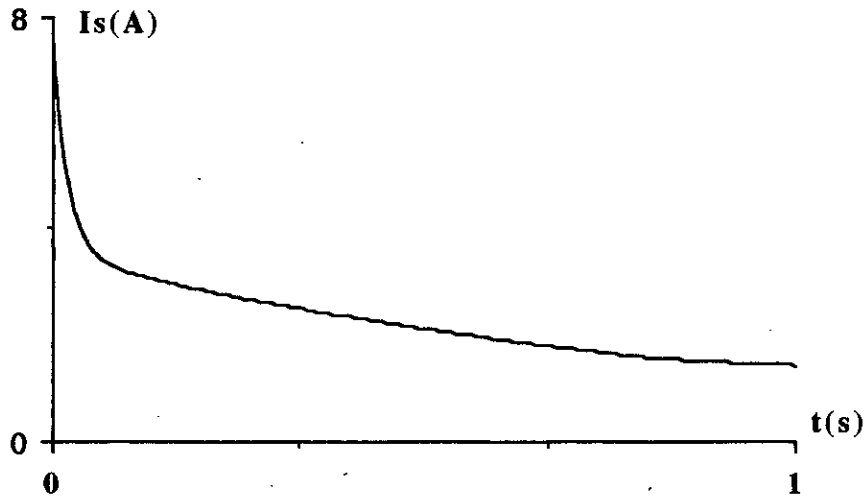


Fig.III.4 Courant de décroissance lors du court-circuit

Les constantes à identifier sont donc B_1 , B_2 , P_1 et P_2

De la même manière que dans le cas de la croissance du courant dans le stator, on peut déduire T_s , T_r et σ .

D'après l'expression du courant rotorique il apparaît possible de déterminer l'inductance mutuelle stator-rotor, mais seulement si on a accès au rotor pour enregistrer le courant rotorique. En effet il suffit d'identifier les coefficients α_1 ou α_2 .

Le courant dans le rotor évolue avec les mêmes constantes que le courant statorique. Sa valeur étant nulle à $t=0$ et $t=\infty$ il va donc croître avec la constante de temps T_1 puis décroître avec l'autre constante T_2 (fig. III.5).

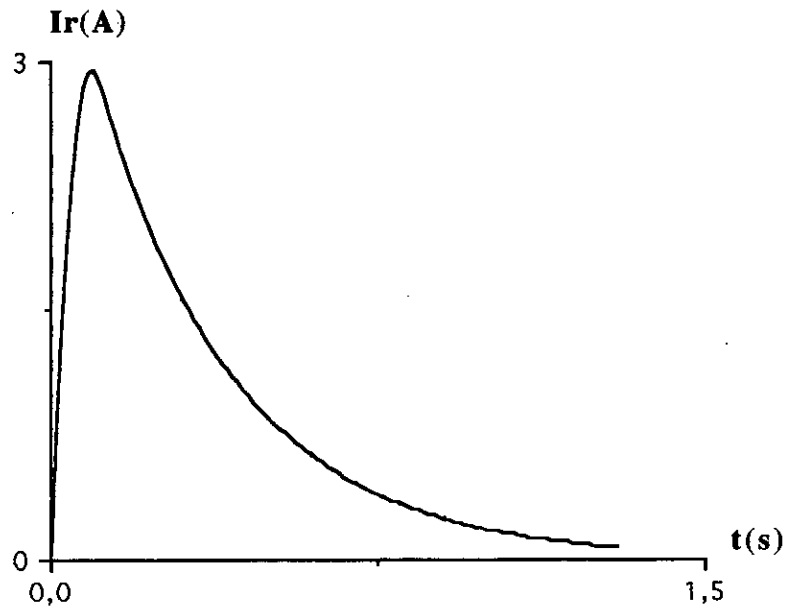


Figure III.5 Courant rotorique lors de l'application d'un échelon de tension au stator

III.2 Méthode d'identification du courant enregistré

Une fois les courants enregistrés à l'oscilloscope, un traitement numérique est nécessaire afin de trouver les paramètres correspondant à l'expression analytique qui se rapproche le mieux du relevé expérimental. Nous distinguons deux types de méthodes d'identification dans le cas de la réponse indicielle.

III.2.1 Méthode classique d'identification

Dans le cas où les constantes de temps T_i sont suffisamment différentes les unes des autres, à partir d'une méthode graphique il est possible d'estimer les coefficients A_i et T_i . La courbe expérimentale obtenue lors d'un essai de croissance ou de décroissance du courant continu dans l'enroulement de la machine asynchrone a comme expression:

$$i(t) = \sum_{i=1}^n A_i \exp(-t/T_i) + A_0$$

avec :

$A_0 = I_0$ pour l'essai de croissance du courant statorique

$A_0 = 0$ pour l'essai de décroissance du courant statorique

I_0 valeur du courant en régime permanent

Le graphique (en échelle semi-logarithmique) obtenu en prenant comme ordonnée $\log(i(t))$ permet de déterminer progressivement les A_i et T_i . En effet si l'enregistrement a été suffisamment long, les dernières valeurs enregistrées correspondent à un seul terme exponentiel, dans cette zone les points mesurés déterminent une droite dont la pente et l'ordonnée à l'origine permettent de calculer les valeurs T_1 et A_1 . De cette manière, on définit le terme exponentiel ($A_1 \exp(-t/T_1)$), si l'on soustrait du signal $i(t)$, on obtient une nouvelle fonction exponentielle à partir de laquelle il faut de la même façon extraire la composante $A_2 \exp(-t/T_2)$ et ainsi de suite.

Il est clair que cette méthode classique de la C.E.I est facile à mettre en oeuvre mais elle présente les inconvénients suivants:

- manque de précision lors des mesures directes sur le graphique
- grande lenteur.
- et surtout une accumulation des erreurs lors du passage d'un graphe à un autre

III.2.2 Méthode numérique d'identification

Cette méthode est basée sur l'approximation des mesures par un modèle et nécessitant la définition d'un critère permettant de juger de la validité de cette approximation. Ce qui revient donc à chercher un vecteur paramètres $[A_i, T_i]$ qui minimise un critère de type quadratique:

$$S = \sum_{i=1}^n \left(\frac{i^*(t_i) - i(t_i)}{i^*(t_i)} \right)^2$$

$i^*(t_i)$ valeur du courant mesuré à l'instant t_i

$i(t_i)$ valeur du courant calculé à partir du modèle au même instant

Comme le modèle $i(t)$ dépend des paramètres structurels A_i et T_i , le critère S , par l'intermédiaire de $i(t)$ est lui aussi une fonction des paramètres A_i . Dans

l'hypothèse d'erreurs de mesures nulles et d'absence d'erreur sur la structure de $i(t)$, S présente un minimum nul correspondant à la meilleur approximation mesures/modèle.

Dans le cas général, les deux types d'erreur existent et le critère S ne peut pas s'annuler. Cependant, chercher la meilleur approximation mesures/modèle revient encore à chercher le minimum (non nul et positif) du critère J par rapport à la meilleur approximation.

Notons cependant que dans le cas général le minimum de J n'a aucune raison d'être unique (sauf si le modèle est linéaire par rapport aux paramètres).

Pour la minimisation de S il existe un ensemble de méthodes plus ou moins adaptées à chaque cas particulier. Grâce à l'utilisation des calculateurs, la recherche de l'optimum est faite par une procédure automatique. Les méthode de recherche sont classées en deux catégories fondamentales suivant la nature du modèle :

- modèle linéaire par rapport aux paramètres: recherche en une seule étape par résolution d'un système d'équations linéaires, c'est la méthode des moindres carrés.
- modèle non linéaire par rapport aux paramètres; recherche itérative de l'optimum par un algorithme de programmation non linéaire, c'est la méthode du modèle [29],[30].

III.3 Détermination expérimentale des paramètres de la machine

Nous avons effectué les essais sur deux types de machines asynchrones à bagues et à cage. Vu la multitude de schémas d'essais possibles nous avons traité le cas des schéma III.a et III.b afin d'avoir une variété de mesures et une comparaison .

Nous avons enregistré l'allure de la variation du courant continu lors de l'application d'un échelon de tension (croissance du courant Fig.III.6.b et III.7.b) et lors du court-circuit de l'entrée de la machine à induction (décroissance du courant Fig.III.6.a et III.7.a). Puis nous avons procédé à une identification des paramètres qui caractérisent chaque modèle théorique.

-machine asynchrone à bagues (5 KW)

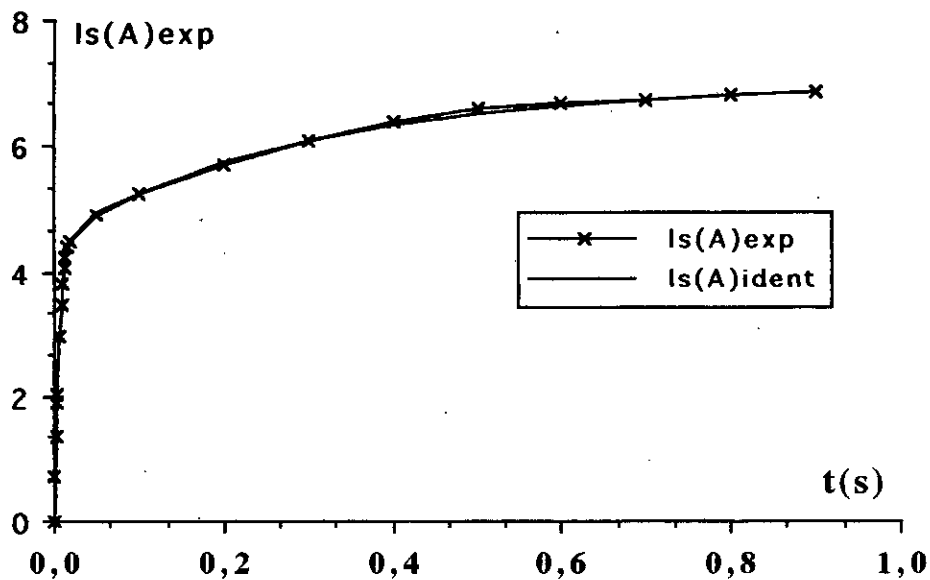


Fig.III.6.a.Courant de croissance (rotor bobiné schéma 1)

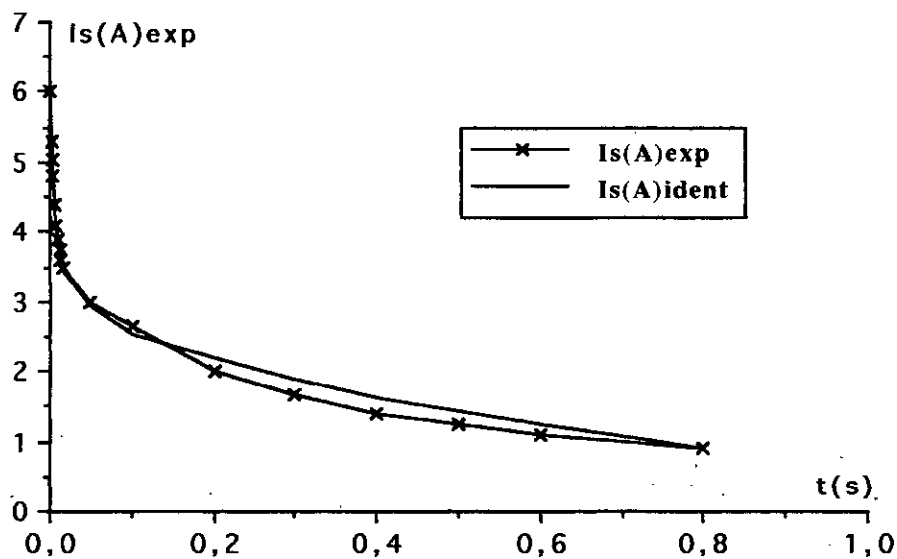
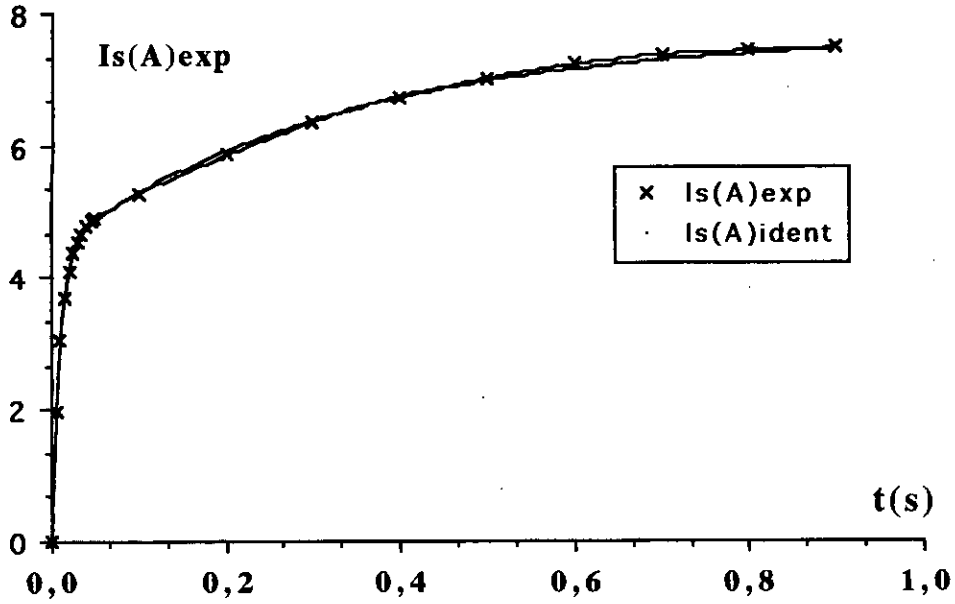
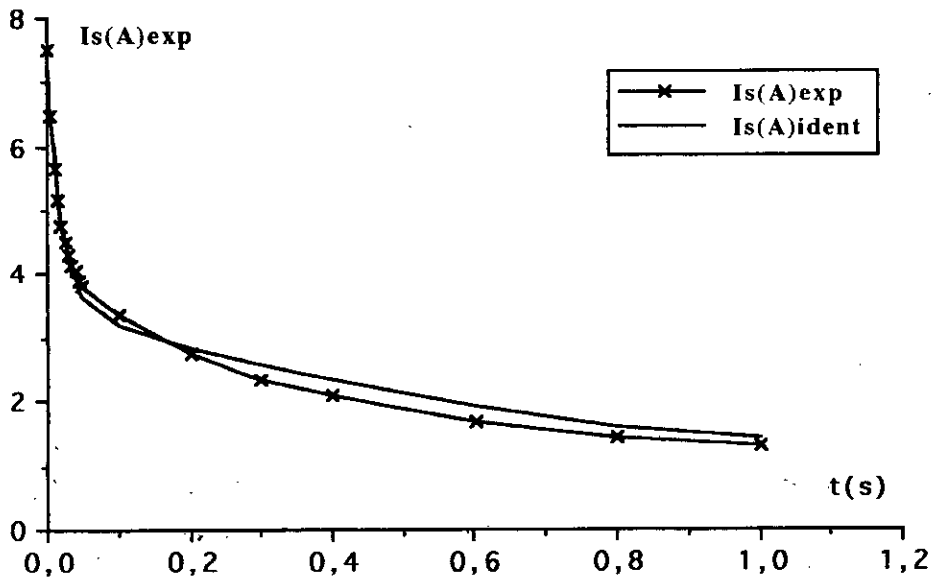


Fig.III.6.b.Courant de décroissance (rotor bobiné schéma 1)

- Machine à cage (5.5 KW)



FigIII.7.a Courant de croissance (machine à cage schéma 1)



FigIII.7.b Courant de décroissance (machine à cage schéma 1)

Nous constatons donc que l'identification dans le cas de la croissance du courant est très satisfaisante vu la différence faible qui existe entre la courbe expérimentale et celle trouvée par calcul. Dans le cas de l'essai à la décroissance du courant, on rencontre une impossibilité de trouver les deux constantes de temps qui minimisent le critère et l'erreur ainsi faite va influencer énormément les valeurs des paramètres. Ce qui nous mène à penser que la modélisation dans ce cas nécessite un troisième ordre (3ème constante de temps).

Les résultats concernant les différents schémas sont groupés dans les tableaux III.1 et III.2.

types de connexions \ paramètres	α	T1(s)	T2(s)	Ts(s)	Tr(s)	σ	Ls(H)
Schéma III.1 a (Alimentation) par échelon	0,519	0,287	,006	0,102	0,191	0,044	0,071
Schéma III.1 b (Alimentation) par échelon	0,566	0,5	0,113	0,252	0,251	0,119	0,176
Schéma III.3 a (Court.Circuit)	1,04	0,675	0,008	0,348	0,335	0,025	0,243
Schéma III.3 b (Court.Circuit)	0,9	0,7	0,012	0,376	0,416	0,03	0,263
Méthode classique (rotor accessible)				0,144	0,222	0,33	0,101

TABLEAU III.1 (rotor bobiné)

types de connexions \ paramètres	α	T1(s)	T2(s)	Ts(s)	Tr(s)	σ	Ls(H)
Schéma III.1 a (Alimentation)	0,731	0,325	0,009	0,142	0,191	0,05	0,064
Schéma III.1 b (Alimentation)	1,01	0,354	0,01	0,183	0,183	0,056	0,082
Schéma III.3 a (Court.Circuit)	0,9	0,102	0,02	0,493	0,547	0,038	0,221
Schéma III.3 b (Court.Circuit)	0,8	0,113	0,02	0,518	0,638	0,035	0,233
Méthode classique (Hypothèse d'Alger)				0,132	0,124	0,10	0,093

TABLEAU III.2 (rotor à cage)

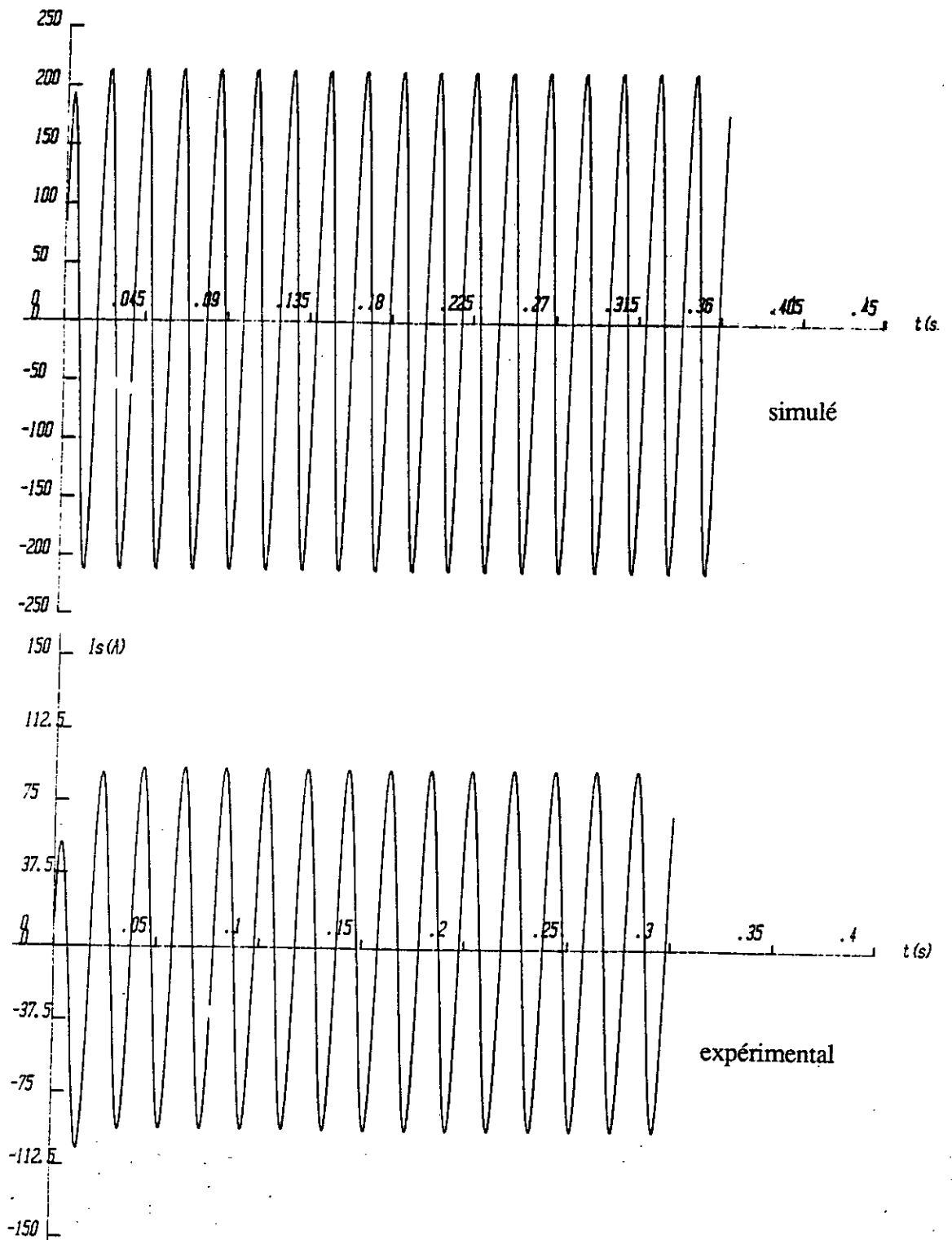
Pour calculer L_s on utilise la mesure de R_s en continu ($R_s \approx 0,7$ ohms)

Comparaison de ces paramètres à ceux obtenus par la méthode classique:

La comparaison de ces paramètres à ceux obtenus par les méthodes classiques lorsque le rotor est accessible montre que les paramètres obtenus par la méthode des échelons dans le cas de la croissance du courant sont proches des résultats classiques (Tableau III.1). Ceux obtenus par l'essai à la décroissance du courant sont plus élevés (Tableau III.2).

III.4 Simulation lors d'un régime dynamique

La simulation de la machine alimentée par une source de tension alternative à la fréquence du réseau permet de confirmer la validité des paramètres électriques. Afin d'éviter le problème que pose l'identification des paramètres mécaniques nous avons préféré faire la comparaison du régime transitoire de la machine lorsque le rotor est bloqué pour les différentes solutions trouvées. Nous constatons donc que les résultats sont loin de répondre à notre espoir fig. III.8. Ceci ne remet pas en cause la validité des paramètres trouvés (T_s, T_r, σ) puisque le paramètre R_s peut être lui aussi une cause de cette différence.



[$L_s=64\text{mH}$ $L_r=60\text{mH}$ $M=60\text{mH}$ $R_s=0,45\ \Omega$ $R_r=0,33\ \Omega$ $T_r=191\text{ms}$ $\sigma=0,3$]

Fig.III.8 Courant transitoire simulé et réel utilisant les paramètres trouvés dans le cas de l'échelon de tension (rotor bloqué)

Conclusion:

La méthode que l'on vient d'étudier présente l'avantage d'être facile à mettre en oeuvre et les informations recueillies peuvent caractériser chaque machine à induction. Mais un problème se pose quant à l'interprétation des paramètres identifiés et à l'explication de la différence trouvée par rapport aux méthodes classiques. Le choix du schéma d'essais et le niveau d'alimentation influencent énormément les résultats. Nous avons constaté que lors de l'alimentation par un échelon le modèle théorique suit très bien l'évolution du relevé expérimental.

Les constantes de temps trouvées en appliquant un échelon de tension négatif sont plus élevées que celles trouvées en utilisant un échelon de tension positif. Ceci peut s'expliquer par un comportement du circuit magnétique différent suivant que l'on a une croissance ou une décroissance du flux pendant l'alimentation par un échelon de tension continue de même amplitude. Ce qui met directement en cause le modèle de la machine particulièrement lors de la décroissance du courant.

Les paramètres obtenus sont valables pour un type d'alimentation particulier qui diffère énormément de l'alimentation normale de la machine.

D'autre part on remarque qu'avec cette méthode il est impossible de trouver tous les paramètres rotoriques sans avoir un accès direct au rotor.

Malgré ces insuffisances il est difficile de se prononcer sur la possibilité d'exploiter cette méthode sans une étude plus approfondie. Néanmoins les résultats obtenus dans le cas de la croissance du courant peuvent servir de valeurs initiales lors de l'utilisation d'une méthode d'identification.

CHAPITRE IV

**Identification par la méthode du modèle
(Marquardt)**

IV IDENTIFICATION PAR LA MÉTHODE DU MODELE

Introduction:

Dans ce chapitre nous utiliserons une méthode basée sur la minimisation d'un critère de qualité qui caractérise l'écart entre le comportement du processus (repéré par un ensemble de mesures), et celui de son modèle (étudié par simulation). L'emploi de la méthode des moindres carrés est limitée au cas des modèles linéaires par rapport aux paramètres. Dans le cas général, la minimisation du critère quadratique ne peut être obtenue que grâce à un algorithme de programmation non linéaire [27], [28].

Quelques soient les méthodes utilisées, la démarche est la suivante:

- Recherche du modèle paramétrique à partir du processus réel
- Recherche du vecteur optimal de paramètres
- Vérification de la validité du modèle

Après un exposé général du principe fondamental de la méthode du modèle, nous présenterons un ensemble de méthodes d'optimisation afin de choisir celle qui convient le mieux à notre application.

IV.1 Présentation de la méthode du modèle

La méthode du modèle de référence, en abrégé méthode du modèle, permet de déterminer les paramètres du modèle quelles que soient les entrées-sorties du processus réel et admet des structures variées en ce qui concerne le modèle mathématique lui même [29]. C'est pourquoi, cette méthode est extrêmement utilisée pour déterminer les paramètres des machines électriques dont les équations sont écrites sous forme d'équations d'état. La figure IV.1 montre le schéma de principe de cette méthode.

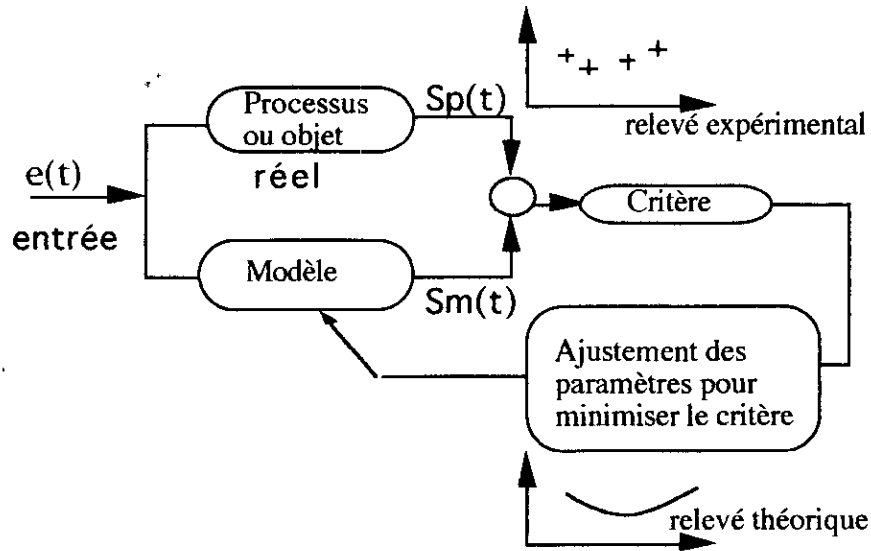


Figure IV.1 Schéma de principe de la méthode du modèle

On appelle « processus » ou « objet » l'entité physique que l'on cherche à modéliser et « modèle » l'entité mathématique qui a priori représente au mieux l'objet. Objet et modèle fournissent les réponses S_p et S_m à la même excitation $e(t)$.

Au départ on relève un ensemble de points d'entrées-sorties sur un processus réel (ou par simulation). Ensuite on affecte aux paramètres du modèle des valeurs arbitraires et en excitant notre modèle avec la même entrée $e(t)$, nous obtenons la sortie $S_m(t)$. En ayant choisi le critère d'erreur on ajuste les paramètres de manière à minimiser la "fonction coût" créée dans différents domaines: temporel, fréquentiel, paramètres ou vecteurs d'état, suivant une application donnée.

Notre but est d'estimer les paramètres du modèle qui minimisent l'erreur entre la sortie S_{mk} du modèle et les sorties mesurées objet S_{pk}^* . Ces valeurs mesurées S_{pk}^* étant entachées d'inévitables erreurs b_k de mesures, ou bruits, de sorte que: la valeur réelle est

$$S_{pk} = S_{pk}^* - b_k$$

Il est donc illusoire de vouloir déterminer les valeurs exactes des paramètres, on se limite à des estimations approchées.

Le choix d'une méthode d'optimisation dans le cadre de la méthode du modèle de référence est fait en fonction de ses avantages (temps de calcul, convergence, précision) [30], [31], [32].

Une fois le modèle établi l'identification des paramètres peut se faire en temps réel, (l'identification est dite "en ligne"), ou en temps différé, (l'identification est dite "hors ligne"). Dans ce chapitre nous nous contenterons de l'utilisation de la méthode pour une identification des paramètres de notre système en temps différé.

IV.2 Étude et comparaison des différentes méthodes d'optimisations

Il existe en général deux groupes de méthodes de recherche du minimum d'une fonction multivariées:

- méthodes analytiques,
- méthodes heuristiques.

Les méthodes heuristiques ne supposent aucune connaissance analytique sur la fonction coût et leur stratégie repose sur l'exploration de l'espace paramétrique par des essais successifs. Les caractéristiques de cette stratégie sont une progression rapide le long de la vallée du minimum et une progression ralentie à l'approche de la solution optimale.

Dans cette étude on s'intéressera surtout aux méthodes analytiques faciles à mettre en oeuvre dans notre cas.

Les méthodes analytiques se divisent en quatre catégories :

a) Méthode dont le modèle est défini par un système d'équations résolues analytiquement. Non traitée parce que dans le cas de notre application il n'est pas possible de trouver une solution analytique.

b) Méthodes directes, qui n'utilisent que les valeurs de la fonction coût. Ces méthodes sont de deux types:

- méthodes utilisant des techniques statistiques telle que la méthode du simplexe et la méthode de Hooke et Jeeves [33],
- méthodes utilisant des techniques non statistiques telles que la méthode de Powell [34].

La caractéristique commune de ces méthodes est la simplicité, en revanche elles s'avèrent lentes en ce qui concerne la convergence vers le résultat désiré.

c) Les méthodes du premier ordre telles que celle du gradient, du gradient conjugué, de Partan... qui nécessitent à chaque pas de calcul, l'évaluation de $f(x)$ et de $\nabla f(x)$ comme nous allons le montrer plus loin (§ IV.2.1.1, § IV.2.1.2).

d) Les méthodes du deuxième ordre comme celle de Newton, Marquardt ... qui utilisent en outre les valeurs de la dérivée seconde de la fonction coût.

IV.2.1 Les méthodes du premier ordre

Parmi les méthodes les plus utilisées nous avons:

IV.2.1.1 Méthode de CAUCHY (Gradient)

La méthode du gradient fait cheminer le point représentatif du modèle le long des lignes de plus grande pente de l'espace paramétrique. C'est l'idée naturelle pour se déplacer le plus rapidement possible sur les surfaces isocritères à la recherche du minimum.

L'espace paramétrique est de dimension égale au nombre de paramètres à identifier.

Considérons un exemple à deux paramètres X_1 et X_2
définissons le critère $f(X)$ et son gradient

$$\nabla f(X) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f}{\partial X_1} \\ \frac{\partial f}{\partial X_2} \end{bmatrix}$$

Le déplacement élémentaire sur une courbe isocritère, c'est à dire à $f = \text{cte}$ nous permet d'écrire:

$$df = 0$$

$$df = \frac{\partial f}{\partial X_1} dX_1 + \frac{\partial f}{\partial X_2} dX_2 = \vec{\nabla} f(X) \cdot \vec{d} X = 0$$

Cette relation signifie que le gradient est orthogonal à la courbe isocritère, au point A considéré.

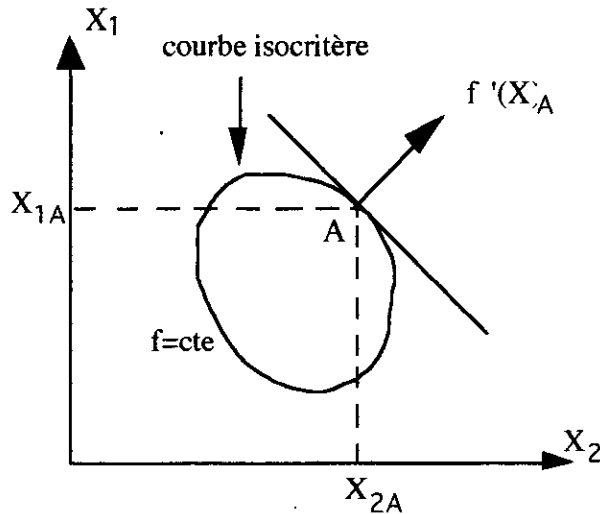


Figure IV.2 Courbe isocritère et gradient en un point A

Ce résultat est valable pour un nombre N quelconque de paramètres.

L'expression de df en général peut s'écrire

$$df = \|f'\| \|dX\| \cos\alpha$$

où α est l'angle formé par la direction f'_x et dX .

Soit $\|dX\|$ imposé. Comment doit-on choisir la direction (α) pour que $|df|$ soit le plus grand possible?

$|df|$ est maximum pour $\cos\alpha = \pm 1$ soit $\alpha = 0$ ou π .

Comme on souhaite progresser vers le minimum de f , il faut $\alpha = \pi$, soit $\cos\alpha = -1$, c'est à dire se déplacer dans la direction opposée à celle du gradient:

$$\text{soit } \vec{d}X = -h \cdot \vec{\nabla}f(X) \text{ avec } h > 0$$

h étant le pas de descente

On obtient une meilleure estimation du minimum de f en progressant de telle sorte que:

$$\vec{X}_{k+1} = \vec{X}_k - h_k \vec{\nabla} f(X_k)$$

Cette formule mène vers la vallée par convergence itérative et le pas de descente h_k est calculée de façon à ce que $f(X_{k+1}) < f(X_k)$ (condition de convergence).

La méthode du gradient converge vers un minimum local quelque soit le vecteur initial X_0 , mais une fois dans la vallée, la convergence se ralentit car $\nabla f(X_k)$ tend vers 0 lorsque X_k tend vers le minimum.

Une critique courante est liée au fait que l'on aboutit à un minimum local (relatif). En Électrotechnique un certain nombre de considérations sur les ordres de grandeurs permettent d'éviter des minima locaux aberrants.

IV.2.1.2 Méthode du gradient conjugué

Dans la méthode du gradient conjugué on prend plutôt des directions orthogonales, au sens métrique au point A ; on parle de directions "A-conjugées". On peut montrer géométriquement qu'il existe des meilleures directions de descente que les directions de descente $h_k \vec{\nabla} f(X_k)$.

La direction conjuguée $h_k \vec{S}(X_k)$ est telle qu'elle vérifie:

$$\vec{S}(X_k) = - \vec{\nabla} f(X_k) + \gamma_k \vec{S}(X_{k-1})$$

$$\gamma_0 = 0 \text{ et } \gamma_k = \frac{|\nabla f(X_k)|^2}{|\nabla f(X_{k-1})|^2}$$

$$\vec{X}_{k+1} = \vec{X}_k - h_k \vec{S}(X_k)$$

IV.2.1.3 Conclusion sur les méthodes du gradient

La méthode du gradient conjugué permet une convergence plus rapide que la méthode du gradient sauf au voisinage du point de convergence où elle s'avère pratiquement aussi lente. La convergence est là encore assurée (parfois vers un minimum local) quelque soit le choix du vecteur initial [27].

IV.2.2 Méthodes du deuxième ordre

IV.2.2.1 Méthode de Newton-Raphson

Une des premières méthodes de deuxième ordre pour la recherche du zéro d'une fonction f porte le nom de Newton. Sa stratégie repose sur la progression pas à pas (de façon itérative) vers le zéro de la fonction. La formule de Newton se présente sous la forme:

$$X_{k+1} = X_k - \alpha_k [E(X_k)]^{-1} f(X_k)$$

α_k étant le pas de calcul

La matrice $E^{(k)}$ est la matrice des dérivées premières telles que:

$$E^{(k)}_{ij} = \frac{\partial f_i(X)}{\partial X_j} \Big|_{X=X_k} \quad (j=1, n \text{ et } i=1, n)$$

Notons qu'avec :

$\alpha_k = 1$ on a la méthode de Newton

$\alpha_k < 1$ on a la méthode de Newton dite amortie

En élargissant cette stratégie à la recherche du zéro du gradient de la fonction on arrive à la formule de Newton-Raphson:

$$X_{k+1} = X_k - \alpha_k [H(X_k)]^{-1} \nabla f(X_k)$$

où

$H(X_k)$ est le Hessien de $f(X_k)$ et $H(X) = \nabla^2 f(X)$.

La méthode de Newton-Raphson conduit à une convergence rapide autour du point optimal mais en revanche son domaine de convergence est très réduit et la méthode dépend du choix du vecteur initial X_0 . De plus elle met en oeuvre le calcul des dérivées du second ordre.

IV.2.2.2 Méthode de LEVENBERG-MARQUARDT

Nous venons de voir que parmi les méthodes précédentes la méthode de Newton-Raphson a la convergence la plus rapide, mais les valeurs du vecteur initial ne doivent pas être trop éloignées de celles cherchées et que la méthode de Cauchy est indépendante du vecteur initial mais de convergence relativement lente. Afin de bénéficier des avantages de chaque méthode, Marquardt [35] propose une stratégie qui bénéficie à la fois d'une convergence rapide et d'une indépendance des résultats vis-à-vis du vecteur initial. Certains travaux récents appliqués à d'autres systèmes ont montré l'efficacité de cette méthode [36].

a) Première forme simplifiée de l'algorithme de Marquardt

Nous cherchons la solution du système $f_i(X)=0$ ($i=1, 5$) qu'on note sous forme matricielle: $f(X)=0$

Notons $A = E^t E$ et $B = E^t F$ avec $E_{ij} = df_i/dx_j$ et $F_j = -f_j$
 $i = 1, n$ et $j = 1, n$

La procédure proposée par Marquardt est une extension de la méthode de Newton en rajoutant un facteur λ au système d'équations linéarisées.

$$[A + \lambda I] \Delta X = B$$

Les principales étapes dans cette forme simplifiées sont les suivantes:

1) Résolution du système linéaire:

$$[A_k + \lambda_k I] \Delta X_k = B_k$$

avec λ_k scalaire et I matrice identité.

$$\lambda_k > 0$$

L'introduction du terme $\lambda_k I$ sert à forcer la matrice $A + \lambda.I$ à être positive.

2) Calcul de :

$$X_{k+1} = X_k - h_k \Delta X_k$$

3) Tests d'arrêt identiques à ceux de l'algorithme de Newton.

Remarques:

- si $\lambda_k=0$ il s'agit de la méthode de Newton
- lorsque λ_k augmente, la méthode tend vers celle du gradient:
- si $\lambda_k > 0$ la matrice du système est toujours inversible

Normalisation:

La solution ΔX du système est indépendante des échelles de B (invariants lors des transformations linéaires), mais on sait que les propriétés des méthodes du gradient ne sont pas indépendantes des échelles. Il faut donc normaliser l'espace du vecteur B, un choix courant est le suivant:

on définit

$$A' = [a'_{ij}] = \frac{a_{ij}}{\sqrt{a_{ij} \cdot a_{ij}}}$$

et

$$B' = [b'_j] = \frac{b_j}{\sqrt{a_{jj}}}$$

Ainsi l'algorithme de résolution du système correspondant a la méthode de Marquart s'écrit:

1) $[A'_k + \lambda_k \cdot I] \Delta' X_k = B'_k$

2) Calcul de ΔX au pas k :

$$\Delta X_j = \frac{\Delta' X_j^k}{\sqrt{a'_{jj}^k}}$$

3) Calcul d'un nouvel estimé

$$X_{k+1} = X_k + \Delta X_k$$

Algorithme général de LEVENBERG-MARQUARDT

Comme on l'a fait remarquer si λ_k est grande la convergence est assurée au prix d'une certaine lenteur, si λ_k est petit c'est la rapidité qui est assurée avec le risque de perdre la convergence. Il y'a donc un ajustement de λ_k à faire.

Ce "réglage" de λ_k se fait de la manière suivante:

a) On choisit un facteur de réduction $r > 1$ en principe arbitrairement mais en pratique de manière à accélérer la convergence.

En réalité il ne faudrait diviser λ_{k-1} que s'il n'est pas déjà petit par rapport à 1, c'est à dire s'il a encore une influence significative.

b) On calcule $G(\lambda_{k-1}/r) = (f(\lambda_{k-1}/r))^t \cdot f(\lambda_{k-1}/r)$

Si $G(\lambda_{k-1}/r) < G(\lambda_k)$

on réduit λ_k : $\lambda_k = \lambda_{k-1}/r$

$$G(X_{k+1}) = G(\lambda_{k-1}/r)$$

Sinon

On calcule $G(\lambda_{k-1})$

Si $G(\lambda_{k-1}) < G(\lambda_k)$

alors : $\lambda_k = \lambda_{k-1}$

$$G(X_{k+1}) = G(\lambda_{k-1})$$

Sinon

$w=0$

on fait

$w=w+1$

et on calcule : $\lambda_k = \lambda_{k-1} \cdot r^w$

jusqu'à ce qu'on obtienne $G(\lambda) < G(X_k)$

$$G(X_{k+1}) = G(\lambda_k)$$

Ainsi l'algorithme complet de la méthode Levenberg-Marquardt peut se décomposer en 6 étapes:

- 1) Choix des valeurs initiales
- 2) Formation du système linéaire normalisé et calcul de E, f

$$F_j = -f_j(X) |_{X=X_k}$$

Calcul de A' et b'

$$a_{ii} = \sum_{k=1}^n E_i^{(k)2} \quad a_{ij} = \frac{\sum_{k=1}^n E_i^{(k)} E_j^{(k)}}{\sqrt{a_{ii} \cdot a_{jj}}} \quad b_j = \frac{\sum_{k=1}^n E_j^{(k)} F^{(k)}}{\sqrt{a_{jj}}}$$

- 3) Résolution du système linéaire (par Cholevski)

$$[A'_k + \lambda_k I] \Delta' X_k = b'_k$$

$$\Delta X_j^{(k)} = \frac{\Delta' X_j^{(k)}}{\sqrt{a_{jj}}}$$

- 4) Calcul du nouvel estimé $X = X_k + \Delta X_k$
- 5) Calcul de $G(\lambda_k)$ et réglage de λ_k

$$G(\lambda_k) = f'(X) \cdot f(X)$$

$$G(\lambda_k) = \sum_{i=1}^n f_i^2(X)$$

- 6) Test sur le critère de convergence

IV.3 Mise en oeuvre de la méthode d'identification

IV.3.1 Description du programme d'identification

Le programme est constitué d'un programme principal, d'un sous-programme général utilisant deux sous-routines qui servent à introduire les équations du modèle et le calcul des dérivées lorsque les fonctions sont sous forme analytique (FONCTION et DERIV).

La sous-routine CALCUL appelée par le programme principal sert à faire les calculs nécessaires à chaque pas et coordonne les différentes sous-routines.

La subroutine DERIV n'est utilisée que dans le cas où on peut calculer analytiquement les dérivées (calcul fait par l'utilisateur).

La subroutine FONC permet à l'utilisateur d'écrire les équations relatives à sa propre application.

Pour ce qui nous concerne, compte tenu de la non linéarité du système représentant les équations d'état de la machine asynchrone, la subroutine FONC contient un bloc de résolution par la méthode de Runge-Kutta d'ordre 4 d'équations différentielles non linéaires qui remplace de plus la subroutine DERIV [37]. L'organigramme de la figure IV.3 résume l'ensemble des opérations nécessaires.

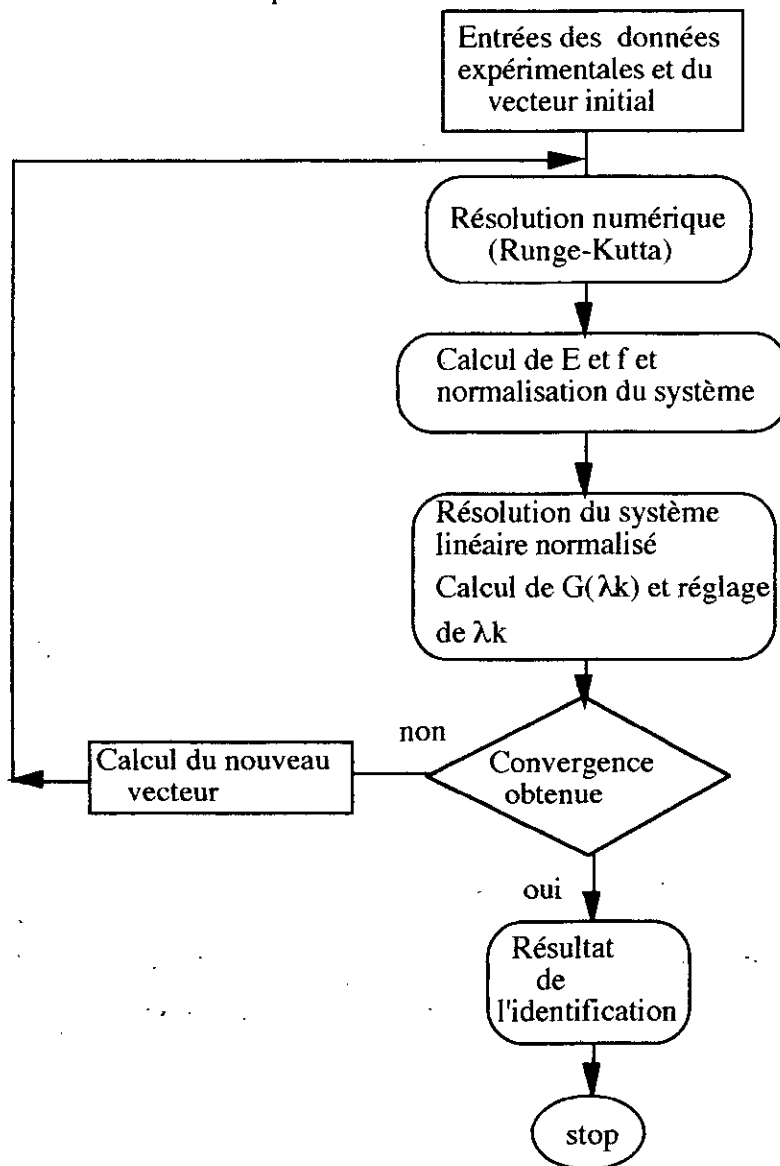


Figure IV.3 Organigramme général de la méthode

IV.3.2 Application de la méthode de MARQUARDT

Afin de s'assurer du bon fonctionnement de la méthode d'optimisation choisie nous avons procédé à l'identification d'un système simple de la réponse duquel nous connaissons l'expression analytique.

IV.3.2.1 Identification d'un circuit R-L

L'application d'un échelon de tension sur un simple circuit (R-L) constitué par une self à noyau de fer, permet d'enregistrer la courbe de croissance du courant à l'oscilloscope (fig.IV.4) et faire une acquisition de données qu'on utilise ainsi qu'un vecteur initial (R_0, L_0).

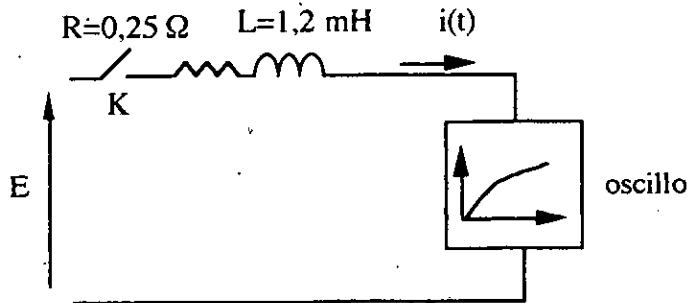


Figure IV.4 Identification des paramètres du circuit R-L

Puisqu'il s'agit d'un circuit du premier ordre l'expression analytique de la réponse $i(t)$ dans le cas où la condition initiale i_0 est nulle s'écrit:

$$i(t) = E/R(1 - \exp(-t/\tau))$$

avec $\tau = L/R$

Le vecteur à identifier est composé de la constante de temps du circuit et l'amplitude du courant lorsque le régime est établi ($\tau, E/R$).

Les résultats obtenus après identification sont:

$$E/R = 2,55 \text{ A}$$

$$1/\tau = 211,5 \text{ s}^{-1}$$

Sachant que $E=0,65$ V

on a $R=0,256$ Ω

$L= 1,20$ mH

La comparaison de ces résultats à ceux données par la plaque signalétique du constructeur montre que notre programme dans ce cas simple d'identification fonctionne correctement et que la méthode d'optimisation est satisfaisante.

IV.3.2.2 Application à l'identification des paramètres de la machine à induction

IV.3.2.2.1 Valeurs expérimentales simulées

Dans cette partie nous avons simulé le démarrage de la machine à induction à vide en utilisant un vecteur de paramètres connu. Les valeurs du courant instantané lors du démarrage obtenues par une méthode de Runge-Kutta sont stockées dans un tableau puis utilisées à la place des valeurs expérimentales. L'utilisation de ces données dans le programme d'optimisation nous a permis de constater que la méthode de Marquardt converge plus rapidement, plus exactement que la méthode du gradient, même si le vecteur initial est éloigné de la solution attendue. Ceci nous a permis de confirmer une deuxième fois la validité et les avantages de la méthode. On doit cependant observer vu que les valeurs du courant sont obtenues par simulation, les résultats sont meilleurs à cause de l'absence de "bruit".

IV.3.2.2.2 Valeurs expérimentales obtenus par essai direct sur la machine

La difficulté du problème augmente avec le nombre de paramètres à identifier. Afin de contourner cette difficulté, nous avons procédé à une identification du modèle complet en deux temps. On procède dans un premier temps à l'identification des paramètres électriques connaissant expérimentalement la vitesse instantanée, puis dans un deuxième temps on identifie les paramètres mécaniques.

a) Identification des paramètres électriques

Le vecteur à identifier est:

$$X = [L_s, L_r, R_s, R_r, M]^t$$

La machine à cage étant à l'arrêt, on lui applique la tension nominale et on enregistre le courant transitoire ainsi que la vitesse lors du démarrage à vide. Les résultats sont stockés dans des fichiers pour servir de données pour le programme d'identification. L'acquisition de la vitesse permet d'une part de réduire le nombre d'équations (le système ne dépendant alors que des paramètres électriques) d'autre part de trouver indirectement l'allure du couple transitoire de démarrage réel par reconstitution [38] (la mesure directe n'étant pas possible).

Paramètres électriques obtenus par identification

machine à cage:

$$X = [123 \text{ mH} \quad 112 \text{ mH} \quad 2,25\Omega \quad 0,7 \Omega \quad 111,8 \text{ mH}] \quad T_r = 159,9 \text{ ms} \quad \sigma = 0,09$$

$$U = 380V$$

$$X = [147,7 \text{ mH} \quad 150,6 \quad 2,18\Omega \quad 0,75 \Omega \quad 142 \text{ mH}] \quad T_r = 193 \text{ ms} \quad \sigma = 0,093$$

$$U = 280V$$

machine à rotor bobiné:

$$X = [59,4 \text{ mH} \quad 57,3\text{mH} \quad 1,61\Omega \quad 0,42\Omega \quad 55,6\text{mH}] \quad T_r = 136,5 \text{ ms} \quad \sigma = 0,09 \quad U = 380V$$

Remarque:

A cause du manque d'information sur la partie rotorique, les paramètres rotoriques obtenus séparément ne sont pas uniques. Cependant les valeurs des constantes de temps (T_s et T_r), de l'inductance cyclique du stator et le coefficient de dispersion sont bien définies.

b) identification des paramètres mécaniques

Les paramètres électriques trouvés sont maintenant à leur tour utilisés comme données dans la programme de calcul.

En rajoutant l'équation mécanique aux équations électriques, la résolution et l'optimisation nous permettent de trouver les paramètres mécaniques par minimisation de

la différence entre le relevé expérimental du courant statorique et celui obtenu par calcul numérique lorsque la machine est à vide.

Nous avons choisi une expression du couple sous sa forme générale soit:

$$C_{res} = a\Omega^2 + b\Omega + c$$

$$J \frac{d\Omega_m}{dt} = C_{em} - C_{res}$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} M_p [i_{dr} i_{qs} - i_{ds} i_{qr}]$$

Le vecteur à identifier est donc : $Y = [J, a, b, c]$

Paramètres mécaniques obtenus:

machine à rotor bobiné:

$$Y = [0.036 \text{ Kg.m} \quad 0.002 \text{ N.s} \quad 0.388 \text{ N/s} \quad 3.75 \text{ N.m}]$$

machine à cage:

$$Y = [0.038 \text{ Kg.m} \quad 0.0 \quad 0.049 \text{ N/s} \quad 0,048 \text{ N.m}] \quad U=380 \text{ V}$$

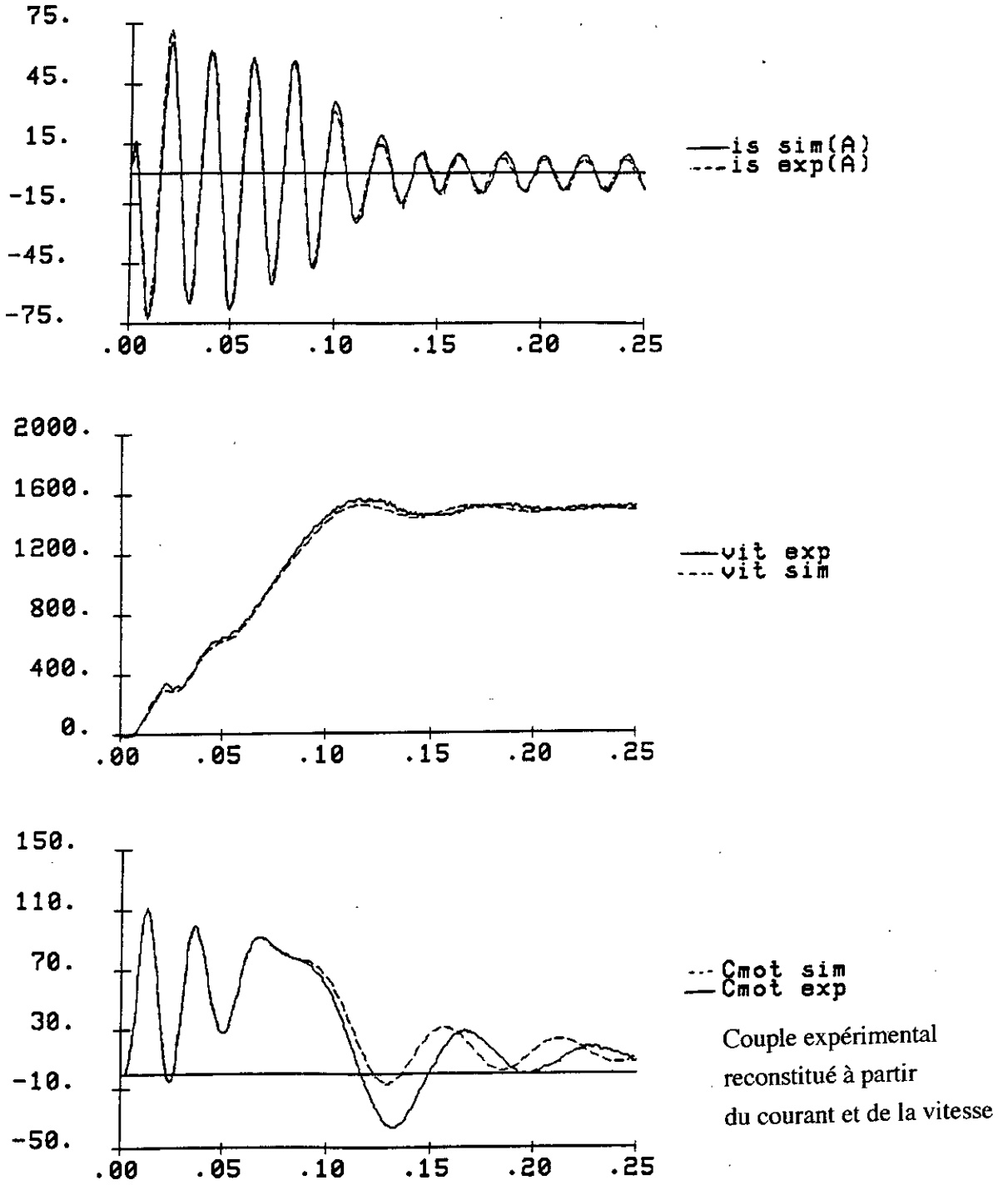
$$Y = [0.037 \text{ Kg.m} \quad 0.0 \quad 0.049 \text{ N/s} \quad 0,049 \text{ N.m}] \quad U=280 \text{ V}$$

IV.3.2.2 Validation des résultats

Les paramètres électriques et mécaniques obtenus sont utilisés dans la simulation d'un démarrage à vide afin de valider le choix du modèle et de la méthode en régime dynamique.

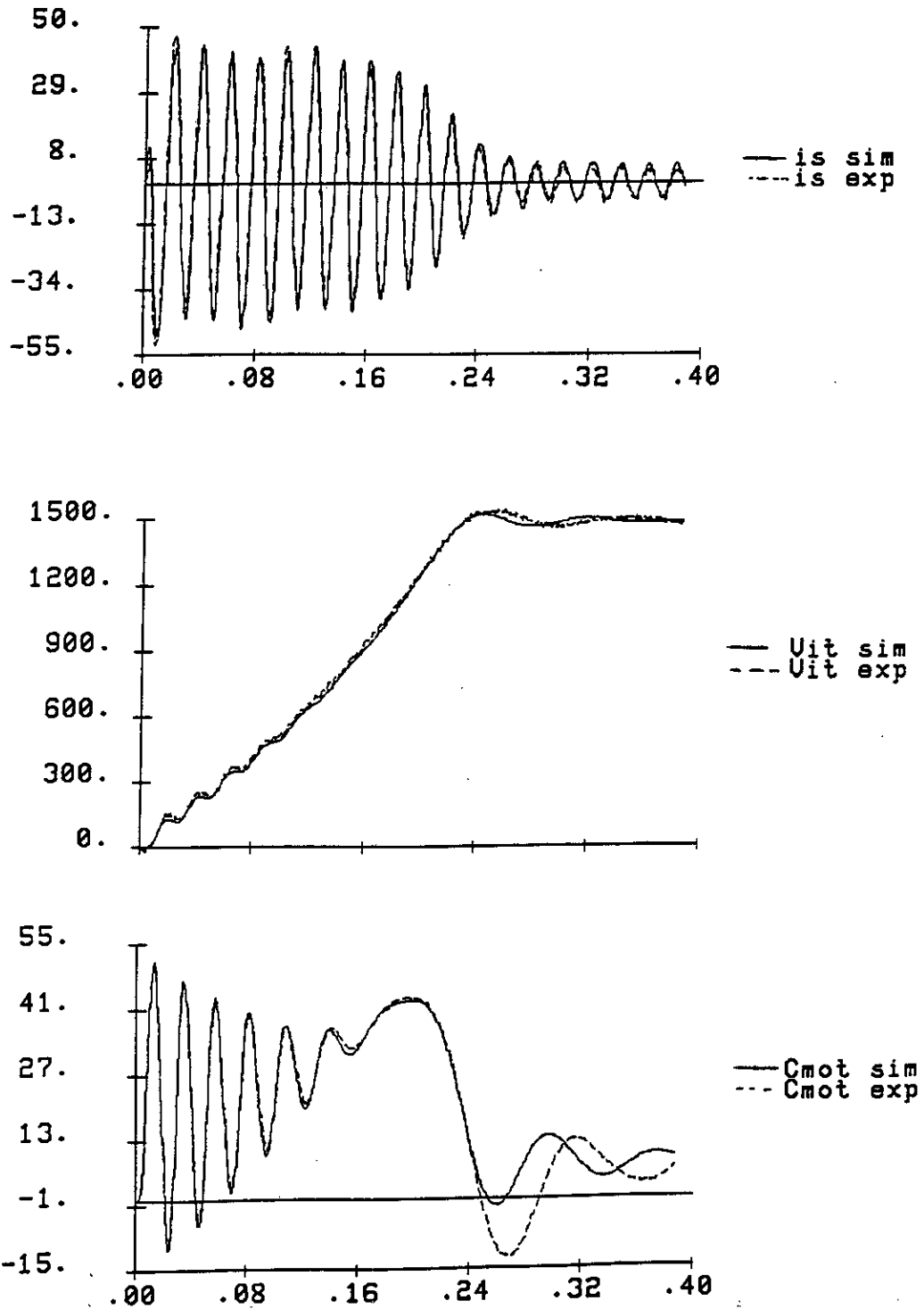
Une comparaison des relevés du courant statorique et de la vitesse simulés à ceux obtenus expérimentalement (fig IV.5, IV.6 IV.7) pour les deux types de machines montre que les résultats sont très satisfaisants.

Une mesure indirecte du couple transitoire au démarrage en utilisant les courants i_d et i_q et le relevé expérimental de la vitesse et sa comparaison avec celle obtenue par calcul confirme la validité de notre identification.



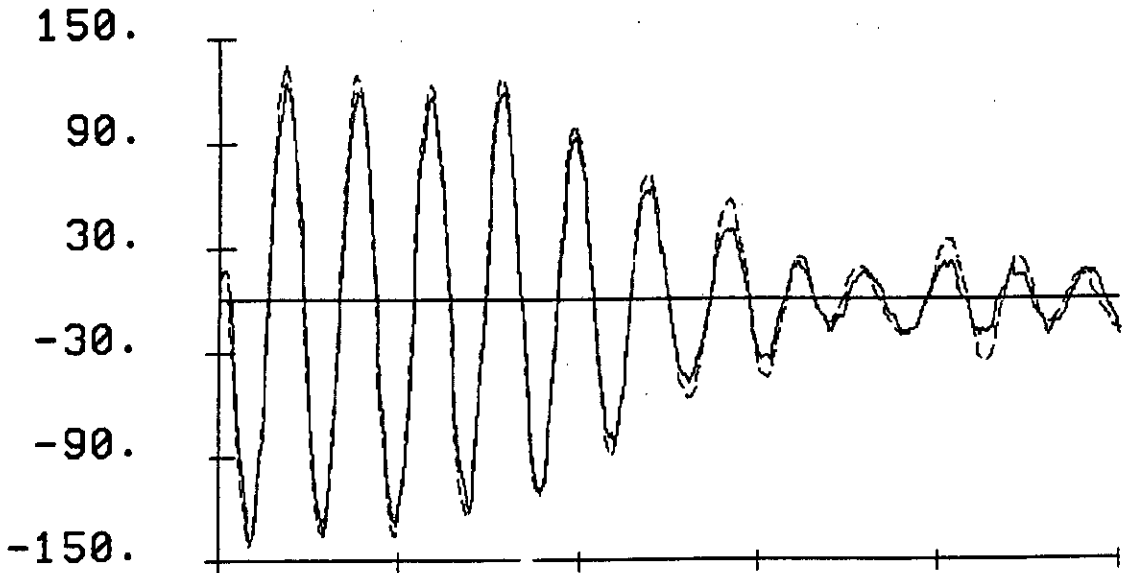
[$L_s=123 \text{ mH}$ $L_r=112 \text{ mH}$ $M=111,8 \text{ mH}$ $R_s= 2,25 \Omega$ $R_r= 0,7 \Omega$ $\sigma= 0,09$]

Fig.IV.5 Courant, vitesse et couple transitoires dans le stator au démarrage (machine à cage pour $U= 380V$)



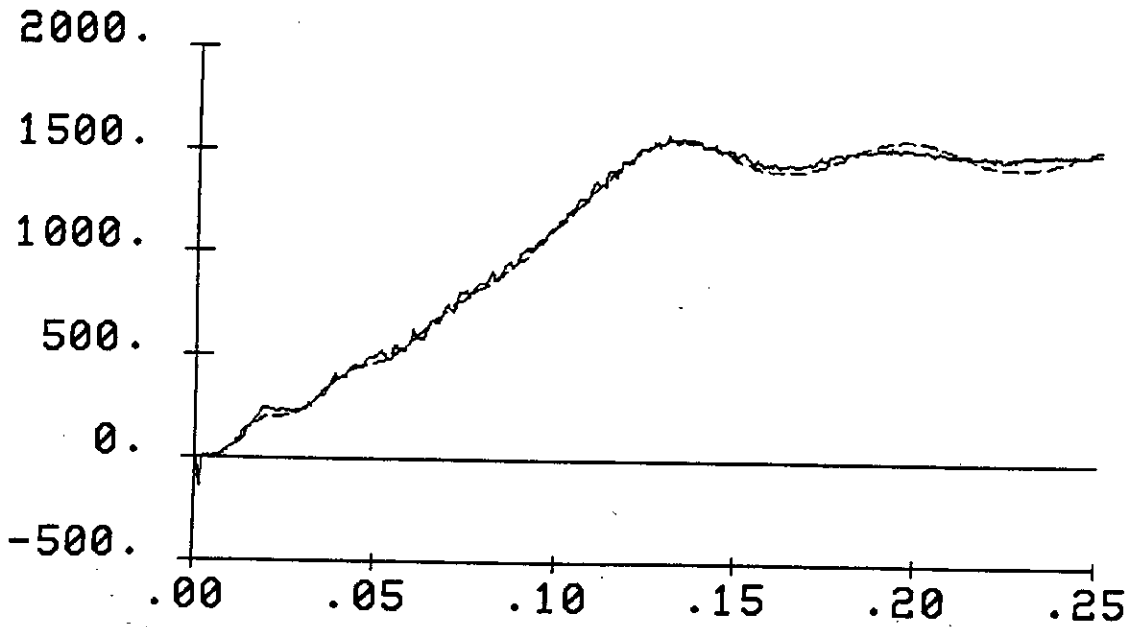
[$L_s=147$ mH $L_r=150$ mH $M=142$ mH $R_s= 2,18 \Omega$ $R_r= 0,75 \Omega$ $\sigma= 0,093$]

Fig.IV.6 Courant, vitesse et couple transitoires dans le stator au démarrage (machine à cage pour $U= 280V$)



[$L_S=59,4\text{mH}$ $L_T=57,3\text{mH}$ $M=55,6\text{mH}$ $R_S=1,61\Omega$ $R_T=0,42\Omega$ $\sigma=0,09$]

Courant simulé et réel au démarrage machine à rotor bobiné



Vitesse simulée et réelle au démarrage machine à rotor bobiné

Figure IV.7 courant et vitesse transitoire au démarrage (machine à rotor bobiné pour $U=380\text{V}$)

Conclusion:

Nous avons vu que dans le cas de la méthode du modèle le problème d'identification se réduit à un problème d'optimisation et en tant que tel il comprend l'élaboration du modèle mathématique du dispositif, la définition de l'objectif et des paramètres les plus importants à optimiser, enfin la minimisation directe d'une fonction (dépendant en général d'un grand nombre de variables).

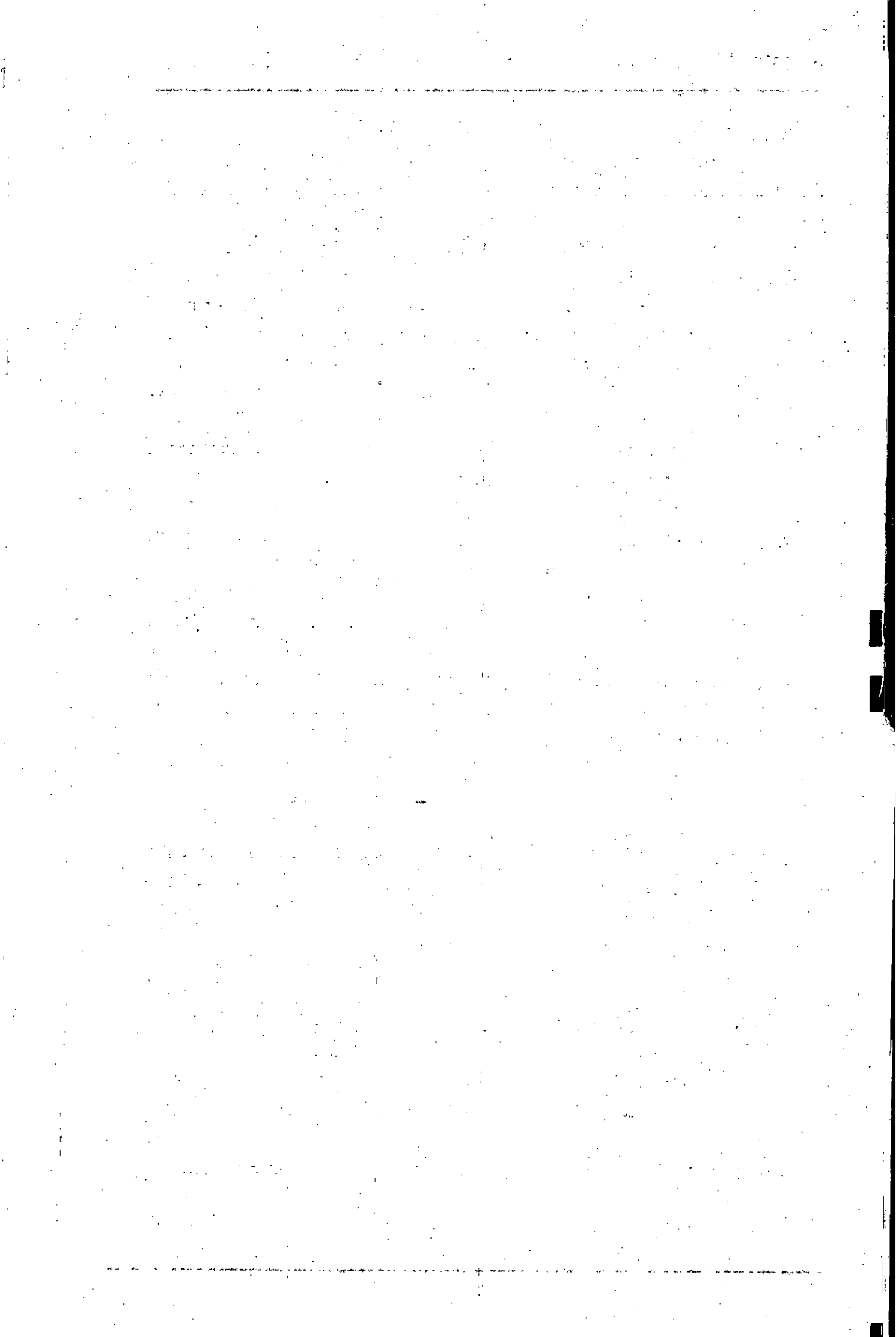
Parmi les méthodes du modèle nous avons présenté celle de Marquardt-Levenberg et son application à la machine à induction. Le vecteur de paramètres obtenu a permis de retrouver différents résultats expérimentaux avec une précision très satisfaisante, ce qui confirme l'efficacité de la méthode d'identification utilisée. Il faut tout de même attirer l'attention que vu du stator le modèle ne nécessite pas la connaissance des paramètres rotoriques séparément (R_r , L_r , M) mais pour certains, seulement leurs rapports. Si les paramètres calculés sont tout à fait adéquats pour traduire les comportements dynamiques et les régimes permanents ils ne sont en aucun cas représentatifs des valeurs réelles des paramètres relatifs au rotor. Vu le temps nécessaire au calcul (quelques secondes) il ne sera pas possible de faire de l'identification en ligne sans un calculateur très puissant sauf si, à chaque pas de calcul le vecteur initial est très proche de la solution. Enfin pour gagner du temps au niveau du calcul et réduire le domaine de recherche de la solution il est nécessaire de commencer par une détermination approximative des paramètres accessibles en utilisant les méthodes classiques.

CHAPITRE V

Identification par essais dynamiques et comparaison avec les résultats obtenus par calcul de champ

Schémas équivalents:-

- paramètres constants
- paramètres variables



Introduction

Les analyses précédentes ont montré les difficultés qui se posent pour la détermination des paramètres du modèle tout spécialement dans le cas de la machine à cage et leur dépendance vis à vis du point de fonctionnement.

Pour obtenir un contrôle performant de la machine, il est nécessaire de disposer d'un modèle précis de celle-ci. Cette précision dépendra surtout de l'information qu'on a sur la réponse statique et dynamique du système à une excitation donnée. Les paramètres valables dans un certain domaine (caractérisé par la fréquence, la tension, la charge...) peuvent ne pas l'être dans un autre. Parmi ces paramètres la constante de temps rotorique T_r occupe une place très importante dans les méthodes de contrôle du flux rotorique, tant pour la méthode directe que pour la méthode indirecte [39], [40], [41]. En cas d'imprécision sur la mesure de cette constante, le "découplage" entre flux et couple ne sera plus assuré et la réponse dynamique sera mauvaise.

Lorsque les circuits rotoriques de la machine ne sont pas accessibles on ne pourra pas déterminer séparément les paramètres.

On essaiera de définir une méthode d'identification facile à mettre en oeuvre pour la machine vue du stator. Cette méthode sera basée sur l'exploitation des régimes permanents et transitoires et l'amélioration de la précision des essais [42] [43] [44]. Une étude de la variation des paramètres pour chaque point de fonctionnement ainsi que la prise en compte des pertes fer sera faite. D'autre part on essaiera de comparer les résultats à ceux obtenus par calcul de champ.

V.1 Estimation des paramètres de la machine vue du stator

Nous proposons dans ce qui suit une méthode permettant de déterminer avec précision les paramètres nécessaires à la reconstitution du courant statorique, de la vitesse et du couple électromagnétique.

V.1.1 modèle linéaire de la machine

A partir des équations (I.12 et I.13) nous obtenons le système d'équations:

$$\underline{V}_S = (R_S + jL_S\omega_S)\underline{i}_S + jM\omega_S\underline{i}_R \quad (V.1)$$

$$0 = jg\omega_S M\underline{i}_S + (R_r + L_r g\omega_S)\underline{i}_R \quad (V.2)$$

L'expression complexe du courant rotorique déduite des équations précédentes s'écrit:

$$i_r = - \frac{jgM\omega_s}{R_r + jg\mathcal{L}_r\omega_s} i_s \quad (\text{V.3})$$

que l'on peut écrire :

$$i_r = - \frac{\mathcal{L}_s(1-\sigma)}{M} \frac{jg\omega_s}{1/T_r + jg\omega_s} i_s \quad (\text{V.4})$$

De même l'expression du courant statorique s'écrit:

$$i_s = \frac{(1+jg\omega_s T_r)T_s}{(1+jg\omega_s T_r)(1+jg\omega_s T_s) + g\omega_s^2 T_s T_r (1-\sigma)} \frac{1}{\mathcal{L}_s} V_s \quad (\text{V.5})$$

$$i_s = i_s(g, T_r, T_s, \mathcal{L}_s, \sigma, V_s)$$

où l'on peut définir $Z = \underline{V}_s / i_s = R_e + jX_e$

tel que:

$$R_e = R_s + \mathcal{L}_s(1-\sigma) \frac{g\omega_s^2 T_r}{1+g^2\omega_s^2 T_r^2} \quad (\text{V.6})$$

$$X_e = \omega_s \mathcal{L}_s - \mathcal{L}_s(1-\sigma) \frac{g^2\omega_s^3 T_r^2}{1+g^2\omega_s^2 T_r^2} \quad (\text{V.7})$$

L'expression du couple électromagnétique s'écrit:

$$C_{em} = (m.p_1 R_r i_r^2) / g\omega_s$$

sachant que:
$$i_r = \frac{-jg\omega_s M}{(R_r + jg\omega_s \mathcal{L}_r)(R_s + jg\omega_s \mathcal{L}_s) + g\omega_s^2 M^2} V_s$$

$$C_{em} = m.p_1 \frac{\omega_s \mathcal{L}_s (1-\sigma) g T_s^2 T_r}{(1-g\omega_s^2 T_s T_r \sigma)^2 + \omega_s^2 (g T_r + T_s)^2} \frac{1}{\mathcal{L}_s} V_s^2 \quad (\text{V.8})$$

m étant le nombre de phases et p_1 le nombre de paires de pôles.

D'après cette étude la connaissance de la machine à partir de ses bornes statoriques nécessite la connaissance d'un vecteur de 4 paramètres électriques: $[R_s, L_s, \sigma, T_r]^t$ qui permet de déterminer le courant statorique et le couple. Pour toute reconstitution du courant rotorique il est nécessaire de connaître un cinquième paramètre électrique.

V.1.2 Identification des paramètres électriques

Dans ce paragraphe nous allons déterminer L_s, T_r, R_e, X_e dont on pourra déduire T_s et σ .

a) Mesure de L_s

Le rotor de la machine est entraîné à la vitesse de synchronisme ce qui permet de la considérer comme un transformateur dont le secondaire est ouvert et dont l'impédance se réduit alors à celle du stator. La mesure de la tension, du courant et du déphasage à l'oscilloscope permet de déterminer L_s .

On aura donc:

$$L_s = V_s \sin \varphi / I_s \omega_s$$

b) Mesure de la constante de temps rotorique T_r

La machine, fonctionnant en régime établi à une vitesse angulaire ω , est connectée à un réseau triphasé de pulsation ω_s et de tension V_s .

A à l'instant t_0 , on débranche simultanément les trois phases d'alimentation, le courant circulant dans le stator s'annule et une tension induite par les courants rotoriques apparaît au niveau du stator.

L'étude analytique de cette perturbation montre que cette tension décroît avec une constante de temps équivalente à celle du rotor. En effet la représentation selon les deux axes d, q (fig. V.1) permet de voir que la perturbation revient à ouvrir les interrupteurs K, annulant simultanément les courants i_{ds} et i_{qs} .

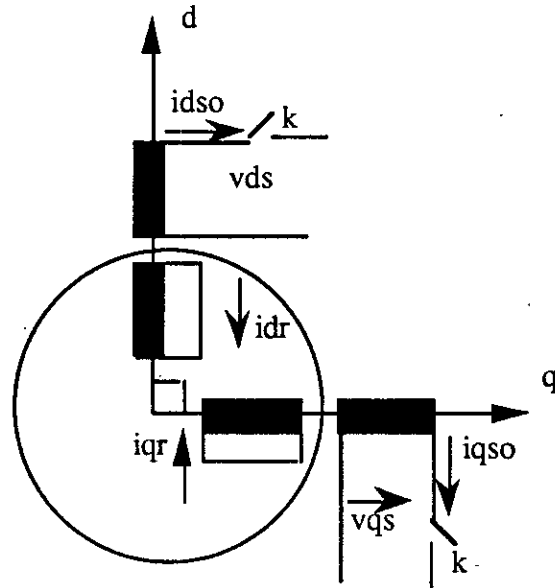


Figure V.1 Représentation selon les axes d et q au déclenchement

Les équations électriques dans le repère d-q lié au champ tournant s'écrivent alors:

$$V_{ds} = M \cdot p i_{dr} - \omega_s M \cdot i_{qr}$$

$$V_{qs} = \omega_s M \cdot i_{dr} + M \cdot p i_{qr}$$

$$0 = R_r \cdot i_{dr} + L_r \cdot p i_{dr} - g \cdot \omega_s L_r \cdot i_{qr}$$

$$0 = R_r \cdot i_{qr} + L_r \cdot p i_{qr} + g \cdot \omega_s L_r \cdot i_{dr}$$

Les solutions du système formé par les deux dernières équations différentielles sont:

$$i_{dr} = [i_{dro} \cos(g\omega_s t) - i_{qro} \sin(g\omega_s t)] \exp(-t/Tr)$$

$$i_{qr} = [i_{dro} \sin(g\omega_s t) + i_{qro} \cos(g\omega_s t)] \exp(-t/Tr)$$

soit

$$V_{ds} = [-M \cdot i_{dro}/Tr - \omega_s M \cdot i_{qro} - g\omega_s M \cdot i_{qro}] \cos(g\omega_s t) \exp(-t/Tr)$$

$$[M \cdot i_{qro}/Tr - \omega_s M \cdot i_{dro} - g\omega_s M \cdot i_{dro}] \sin(g\omega_s t) \exp(-t/Tr)$$

$$V_{qs} = [-M \cdot i_{qro}/Tr + \omega_s M \cdot i_{dro} + g\omega_s M \cdot i_{dro}] \cos(g\omega_s t) \exp(-t/Tr)$$

$$[-M \cdot i_{dro}/Tr - \omega_s M \cdot i_{qro} - g\omega_s M \cdot i_{qro}] \sin(g\omega_s t) \exp(-t/Tr)$$

expressions de i_{dro} et i_{qro}

A l'instant de la coupure, le circuit rotorique, n'étant pas modifié, va contribuer au maintien du flux initial par création d'un courant qui décroît en fonction de la constante de temps rotorique.

En écrivant les expressions du flux rotorique et en tenant compte de la conservation des flux avant et après la coupure, on obtient les expressions du courant i_{r+} après la coupure.

soit:

$$i_{dro+} = i_{dro-} + M/L_r \cdot i_{dso-}$$

$$i_{qro+} = i_{qro-} + M/L_r \cdot i_{qro-}$$

Cas où la machine tourne au synchronisme

Au synchronisme les courants rotoriques sont nuls et on aura:

$$i_{dro-} = i_{qro-} = 0$$

d'où

$$i_{dro+} = M/L_r \cdot i_{dso-}$$

$$i_{qro+} = M/L_r \cdot i_{qro-}$$

Les tensions V_{ds} et V_{qs} aurons pour expressions:

$$V_{ds} = [-M \cdot i_{dro}/Tr - \omega_s M \cdot i_{qro}] \exp(-t/Tr)$$

$$V_{qs} = [-M \cdot i_{qro}/Tr + \omega_s M \cdot i_{dro}] \exp(-t/Tr)$$

En utilisant la transformation inverse de Park on obtient :

$$V_s(t) = \frac{L_s(1-\sigma)}{Tr \sqrt{(Tr \cdot \omega_s)^2 + 1}} i_{so} \cdot \sin(\omega_s t) \cdot e^{-t/Tr} \quad (V.9)$$

On constate donc que la constante de temps avec laquelle la tension induite au stator décroît n'est autre que la constante de temps du rotor que l'on déduit d'un enregistrement de la tension à $g=0$ (Figure V.2).

Cas où la machine ne tourne pas au synchronisme

Dans le cas où le glissement initial n'est pas nul, la pulsation de la tension $v_s(t)$ devient égale à $\omega_s(1-g)$ à l'instant de la séparation du réseau. En pratique il faut entraîner la machine par un moteur auxiliaire afin d'éviter une variation de la vitesse lors de la coupure et garder ainsi une fréquence constante de la tension induite.

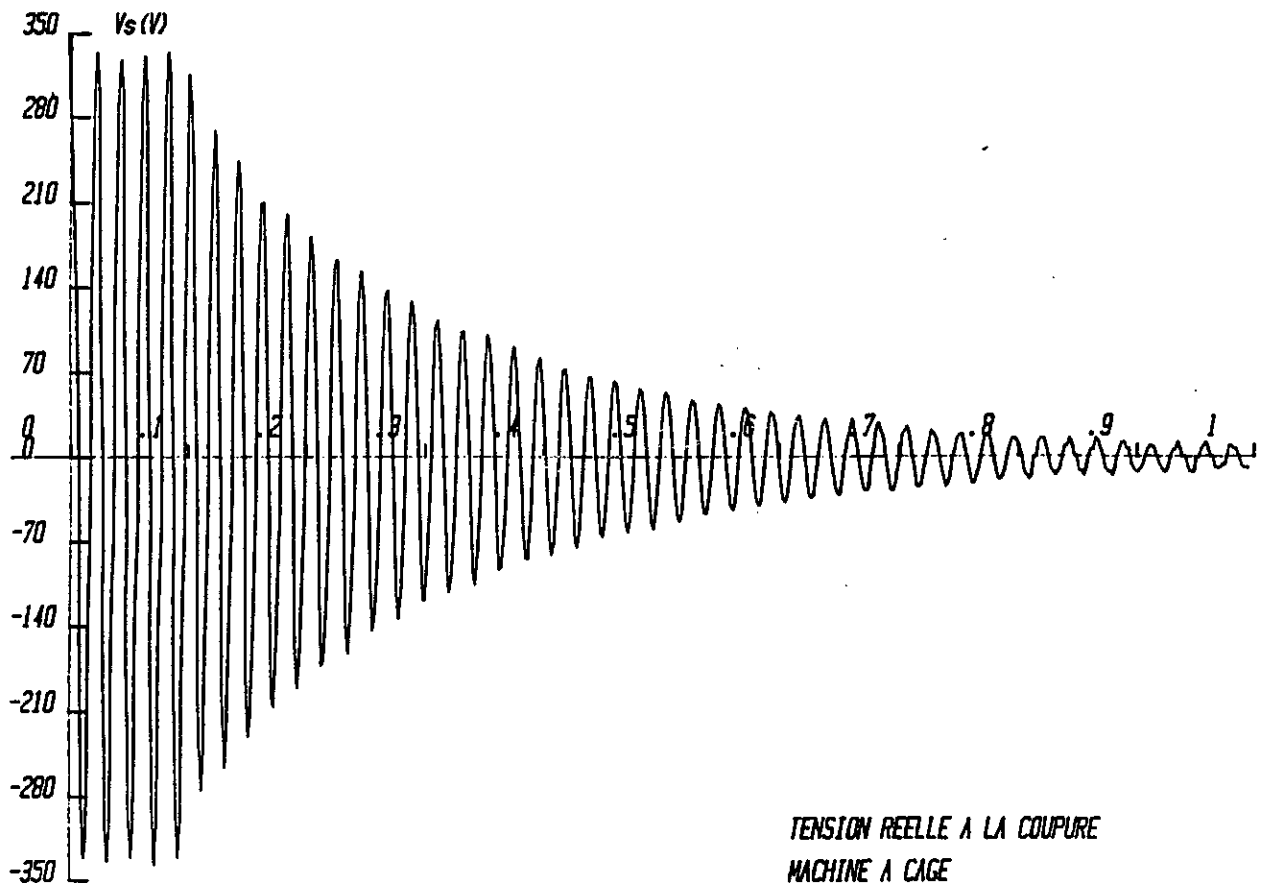


Figure V.2 Allure de la tension au stator lors de la coupure.

c) Mesure de R_e et X_e

Dans une première étape on essaye de faire la mesure de l'impédance équivalente vue du stator pour $g=1$ (machine à rotor bloqué).

A la différence des essais classiques l'essai sera fait à pleine tension. En effet cet essai est équivalent à celui qu'on effectue sur un transformateur pour déterminer les paramètres de court-circuit. La différence principale par rapport à la machine à induction est que, pour une température donnée des enroulements et pour une fréquence donnée, les paramètres de court circuit des transformateurs ne dépendent pratiquement pas du courant de court-circuit I_{cc} tandis que dans la machine asynchrone cette dépendance existe toujours à cause des variations de la géométrie magnétique avec la position du rotor. Dans certains cas la différence présente même un caractère très accusé [12]. Ceci fait que les paramètres de court-circuit (R_{cc} et X_{cc}) sont variables en fonction de I_{cc} (figure V.4).

De ce fait les paramètres de court-circuit trouvés à tension réduite ne correspondent pas à ceux de la tension de travail. Il est donc nécessaire de les déterminer à la tension nominale voisine des tensions de travail.

Une fois les paramètres X_{cc} , R_{cc} , L_s et T_r mesurés, T_s et σ ou M^2/L_r peuvent être déterminés à partir des expressions de X_e et R_e .

V.1.3 Identification des paramètres mécaniques

Quand la machine n'entraîne pas de charge les seuls paramètres mécaniques qui interviennent sont le moment d'inertie et les frottements.

1) Mesure du coefficient de frottement

A vide lorsque la machine tourne au régime permanent, le couple fourni est équilibré par le seul couple de frottements :

$$f = \frac{C_e}{\Omega_m}$$

La précision sur la valeur de ce paramètre est donc conditionnée par celle de C_e et Ω . La simulation des différentes grandeurs nécessite la connaissance des paramètres électriques et mécaniques. Les paramètres mécaniques n'étant pas encore déterminés, on utilisera le relevé expérimental de la vitesse instantanée lors d'un démarrage sous forme de tableau (pour chaque instant de calcul) dans le programme pour déterminer C_{res} en régime permanent.

2) Détermination du moment d'inertie

Le moteur étant alimenté à tension nominale, à l'ouverture du circuit d'induit la puissance fournie se réduit aux pertes mécaniques.

à $\Omega_m = \Omega_n$ on'a:

$$J = \frac{P_{mec}}{\Omega_n \left(\frac{d\Omega_m}{dt} \right)_{\Omega_m = \Omega_n}} \quad (V.10)$$

Cette relation montre que la mesure de J est conditionnée par la précision de la mesure de P_{mec} et de $d\Omega/dt$ à la vitesse voulue.

a) mesure des pertes mécaniques

La mesure est faite par une méthode de séparation des pertes. La machine asynchrone est tout d'abord accouplée mécaniquement à une machine auxiliaire dont on mesure la puissance absorbée P_1 . On découple les deux machines et on mesure la puissance P_2 absorbée par la machine auxiliaire tournant à la même vitesse que dans l'essai précédent. La différence des puissances absorbées correspond aux pertes mécaniques de la machine asynchrone.

b) mesure de la dérivée de la vitesse

Une mesure graphique de la dérivée de la vitesse lors du ralentissement de la machine est entachée d'une erreur non négligeable. Le relevé de la courbe de ralentissement et son approximation par une expression analytique permet de calculer facilement cette dérivée et de minimiser l'erreur commise lors de l'utilisation de la méthode graphique (Fig.V.3).

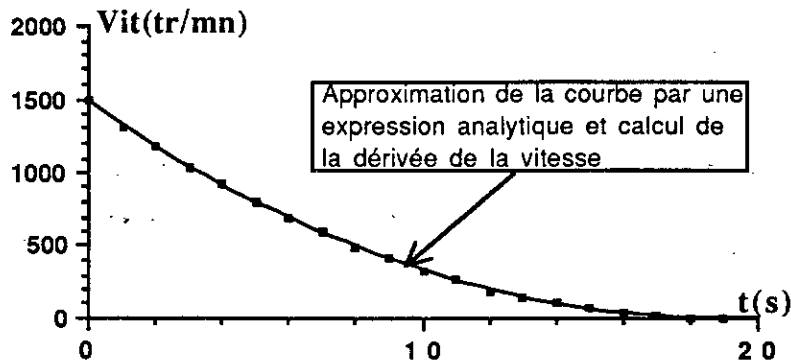


Fig.V.3 Courbe de variation de la vitesse au ralentissement

V.2 Résultats expérimentaux

L'essai au synchronisme a permis de déterminer X_S . La valeur trouvée est liée à la tension de mesure.

Impédance de court-circuit

Un essai à rotor bloqué nous permet de déterminer la partie réelle R_{CC} et la partie imaginaire X_{CC} de l'impédance équivalente vue du stator. Afin d'éviter l'influence de la température les mesures du courant ont été effectuées rapidement en appliquant brutalement la tension et en mémorisant le signal à l'aide d'un oscilloscope à mémoire (quelques périodes). Les mesures faites pour plusieurs valeurs de la tension montre que R_{CC} et X_{CC} varient et le résultat obtenu à tension réduite ne reflète aucunement celui obtenu à tension nominale Fig V.4 (l'erreur atteignant 40%).

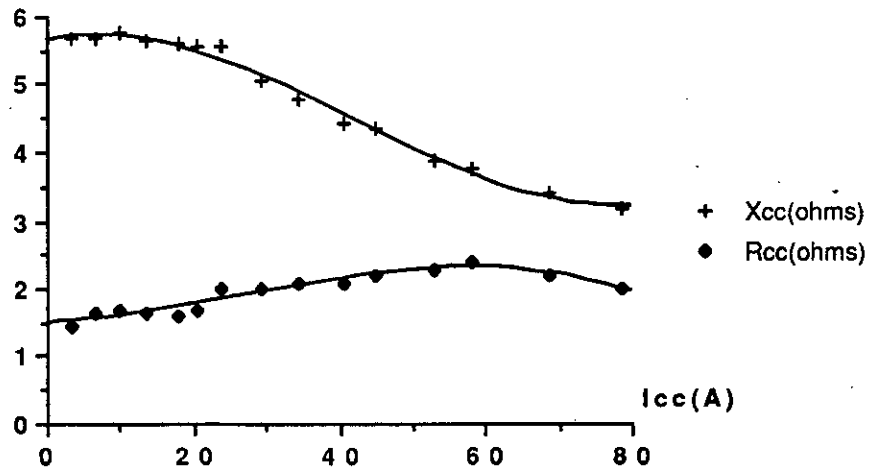


Fig.V.4 Variation de X_{cc} et R_{cc} en fonction du courant I_{cc}

Courant de court-circuit à tension variable

Les courbes de la figure V.5 relevées expérimentalement pour deux types de machines montrent que la relation $I_{cc}=f(U_{cc})$ n'est pas linéaire. Ces mesures ont été faites en enregistrant le courant et la tension à rotor bloqué pendant un temps très court (quelques périodes) pour ne pas endommager la machine lorsque le courant est élevé.

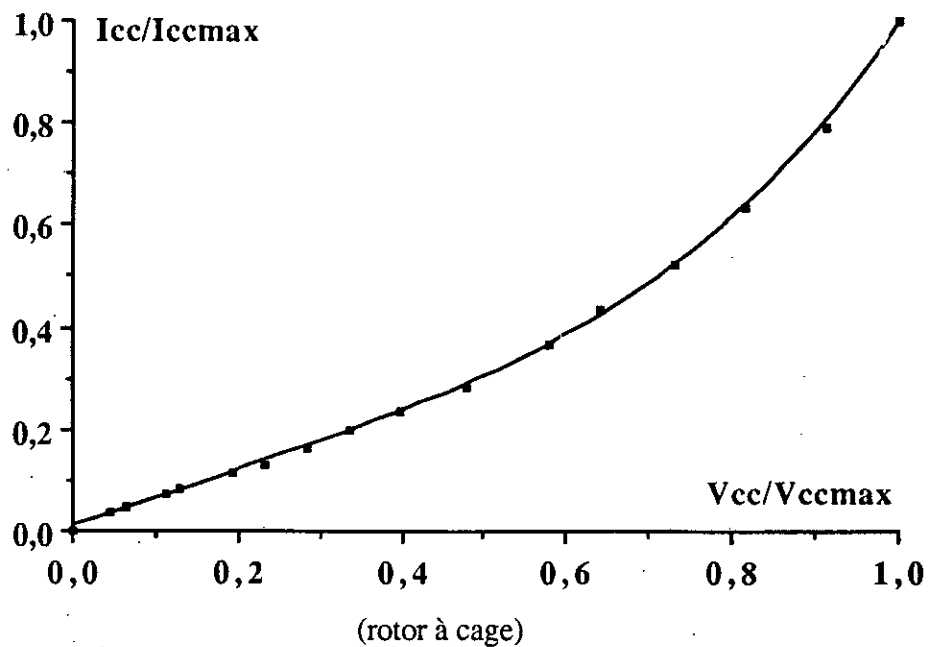
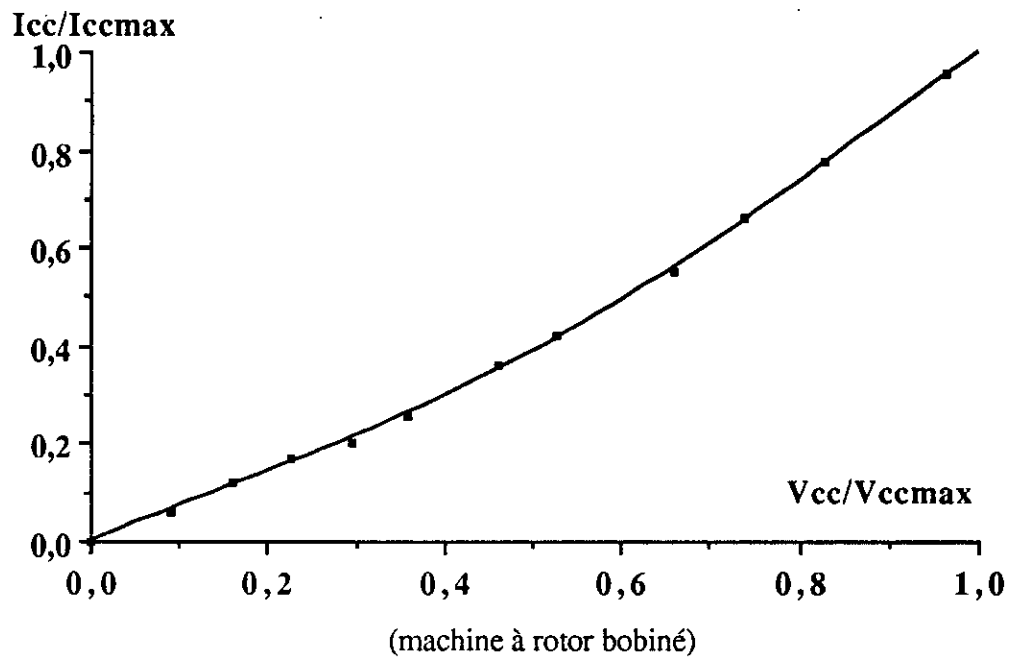


Fig.V.5 Allure du courant de court-circuit I_{cc} statorique en fonction de la tension (rotor bloqué) avec $V_{ccmax}=310V$, $I_{ccmax}=90A$

Mesure de la constante de temps rotorique

L'enregistrement de la tension statorique lors de la coupure simultanée des tensions de phases a permis de déterminer la constante de temps T_r fig.V.6. Nous avons fait l'essai plusieurs fois afin de vérifier la reproductibilité des résultats. Pour éliminer l'influence de la

vitesse sur l'essai nous avons entraîné la machine asynchrone de façon à garder sa vitesse constante avant et après la coupure. Il faut remarquer que pour des valeurs glissement proches de $g=1$, malgré la valeur considérable des courants I_s et I_r , la force magnétomotrice résultante et donc le flux magnétisant deviennent très petits et la tension induite au stator à l'ouverture est pratiquement nulle. La répartition des lignes de champ dans le circuit magnétique de la machine à cage considérée montre que pour les glissements élevés, le flux dans le rotor est négligeable (Fig.V.7.a).

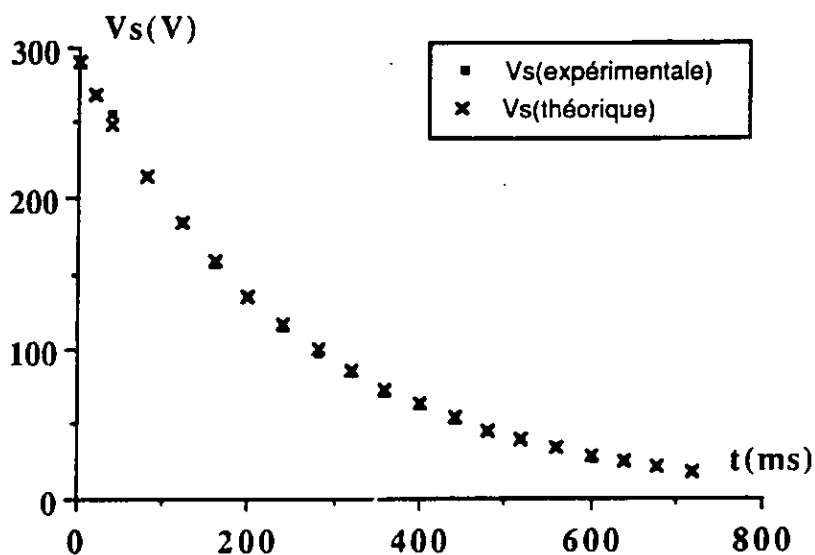


Figure V.6 Courbe de décroissance de la tension statorique à l'ouverture du stator

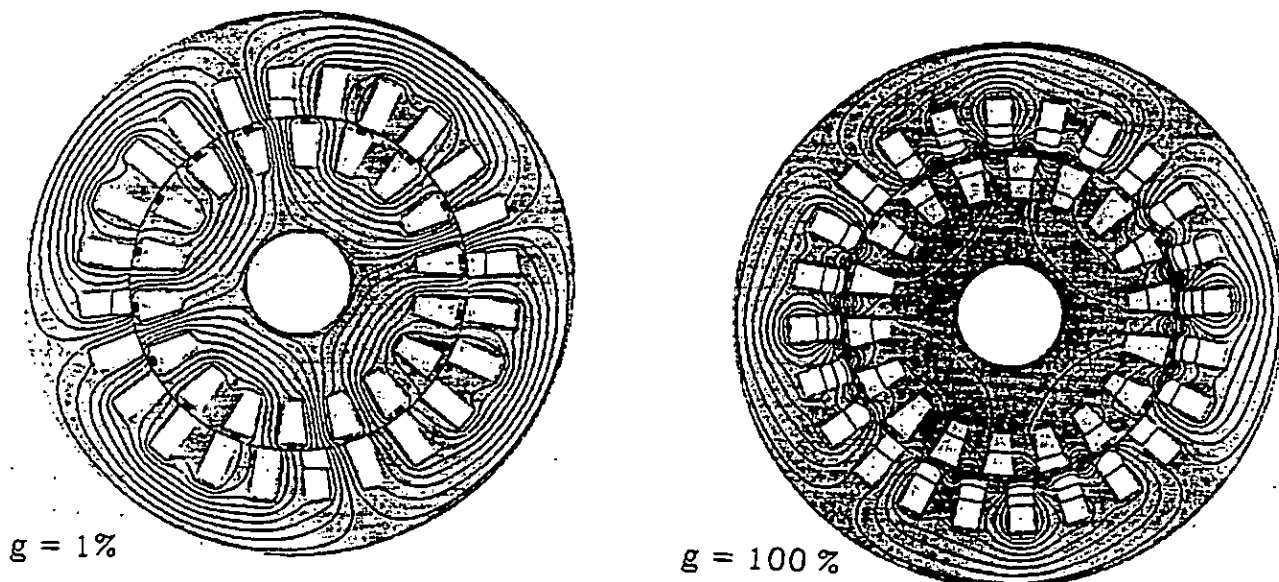


Fig.V.7.a Répartition des lignes de champ pour différentes valeurs du glissement

Ces résultats sont obtenus par un logiciel de calcul de champ

Constante de temps rotorique en fonction de la tension d'essai

Une étude de l'influence de la tension d'alimentation avant l'ouverture montre que la constante de temps rotorique est pratiquement constante à glissement donné (Fig.V.7.b).

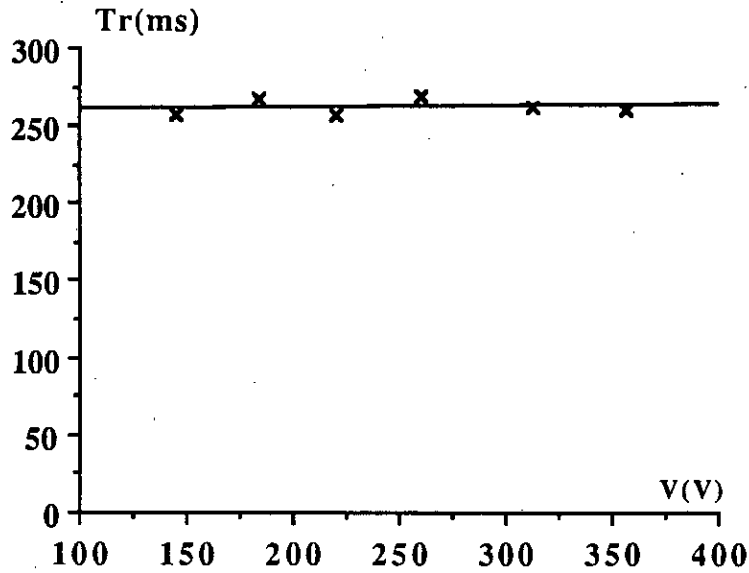


Fig. V.7.b Variation de la constante de temps T_r en fonction de la tension U_s (la machine à cage à $g=0$)

Résultats de l'identification; comparaison avec la méthode classique

Machine à bagues
 $P= 5 \text{ kW}$
 $V= 220/380$
 $V_{it}= 1480 \text{ tr/mn}$

Machine à cage
 $P=5,5 \text{ kW}$
 $V= 220/380$
 $V_{it}=1480 \text{ tr/mn}$

Méthode classique

(rotor bobiné)
 $L_s= 101 \text{ mH}$
 $R_s= 0,66 \text{ ohms (=)}$
 $L_r= 120 \text{ mH}$
 $R_r= 0,6 \text{ ohms}$
 $M= 90 \text{ mH}$
 $T_r= 200\text{ms}$
 $\sigma=0,3$

méthode proposée

(rotor bobiné)
 $L_s= 101 \text{ mH}$
 $R_s= 0,88 \text{ ohms (~)}$
 $T_r= 150 \text{ ms}$
 $\sigma= 0,1$
 $J=0,08$
 $f=0,01$

méthode proposée

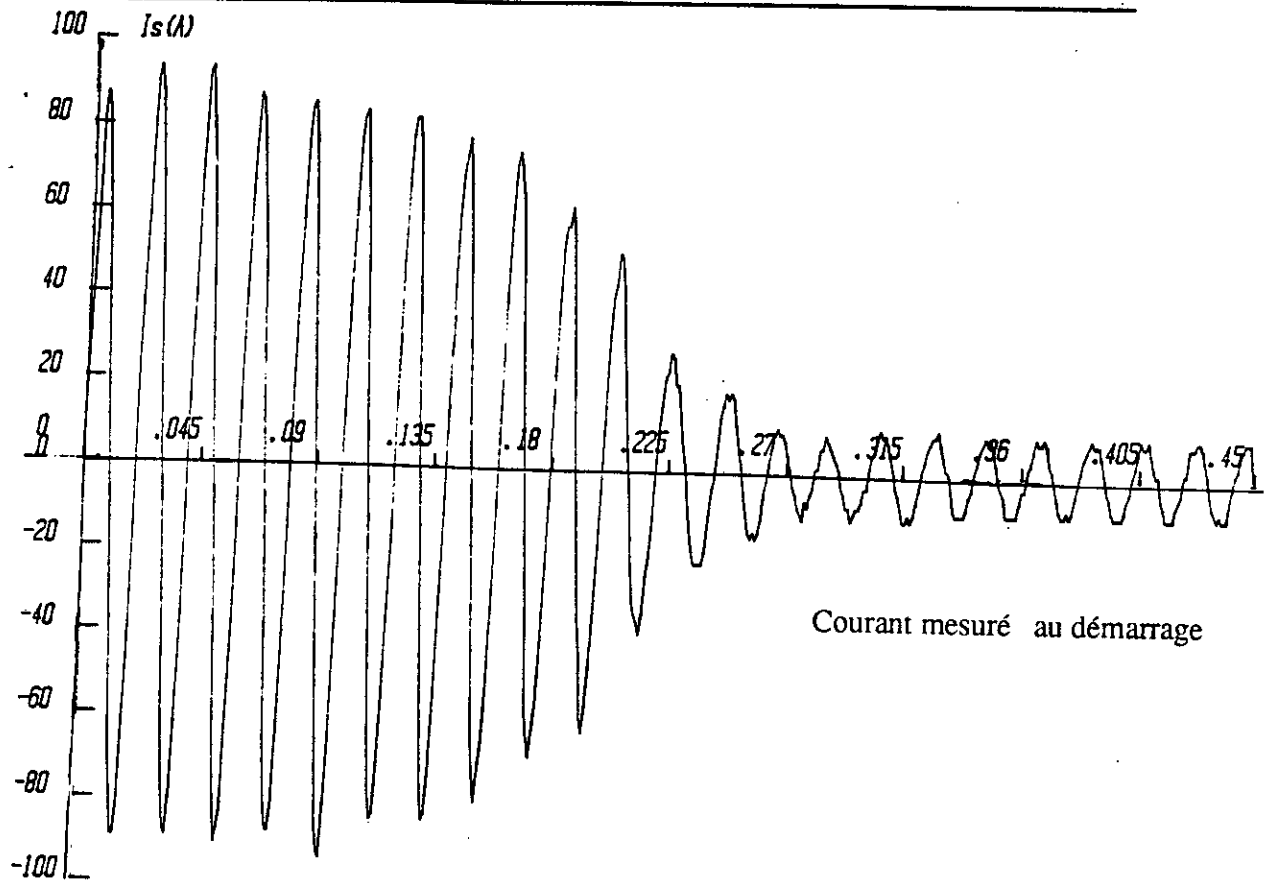
(rotor à cage)
 $L_s=123.4 \text{ mH}$
 $R_s = 1,64 \text{ ohms (~)}$
 $T_r= 272 \text{ ms}$
 $\sigma= 0,086$
 $J= 0,021 \text{ N.Kg}$
 $f=0,03$

La résistance statorique trouvée est différente de celle trouvée par les essais en continu et tient compte pertes joules et des pertes fer (R_S+R_f) correspondant aux conditions de mesure.

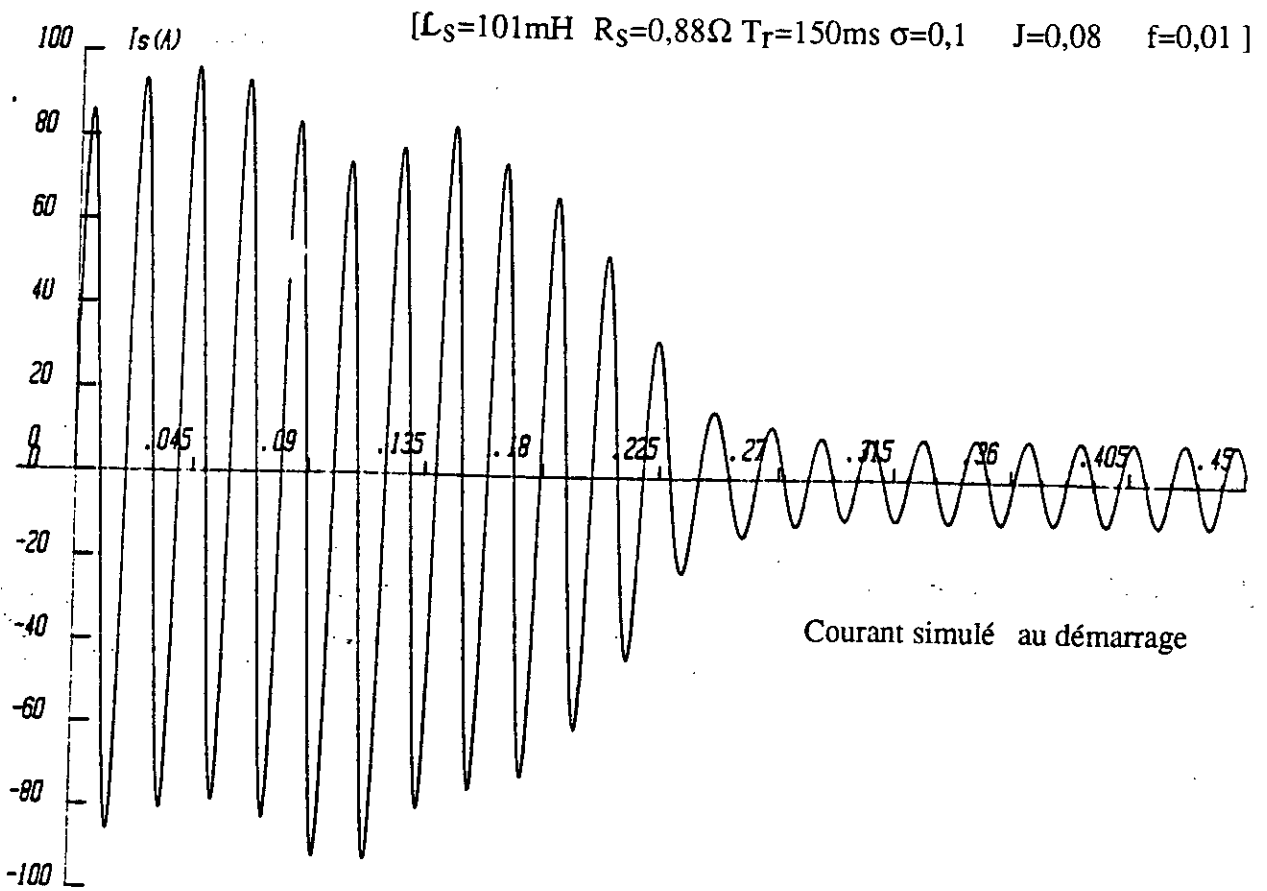
Les paramètres obtenus dans le premier chapitre par les méthodes classiques sont comparés à ceux déterminés par la méthode proposée. En ce qui concerne les paramètres non accessibles il suffit de connaître l'un pour déduire les autres. On constate que les valeurs trouvées par la méthode classique donnent une idée sur l'ordre de grandeur des paramètres recherchés. La différence avec la méthode améliorée est causée par les conditions de mesure ainsi que par la dépendance de L_S , L_r et M de la tension de mesure appliquée. La méthode proposée paraît plus précise.

V.3 validation des résultats

Afin de valider nos résultats nous avons procédé à une simulation de la machine à induction alimentée par le réseau. La machine étant à l'arrêt, on applique la tension nominale et on étudie l'évolution en régime transitoire du courant et de la vitesse au démarrage à vide. La comparaison des résultats obtenus par simulation et ceux obtenus expérimentalement Fig.V.8 à V.12 montre que l'ensemble des paramètres trouvés donne des résultats très satisfaisants. La mesure direct du couple en régime dynamique n'étant pas possible, nous procédés par reconstitution à partir du relevé expérimental lors d'un démarrage à vide et des courants i_d et i_q obtenus par calcul.



Courant mesuré au démarrage



Courant simulé au démarrage

Fig. V. 8 Courant statorique au démarrage (machine à rotor bobiné)

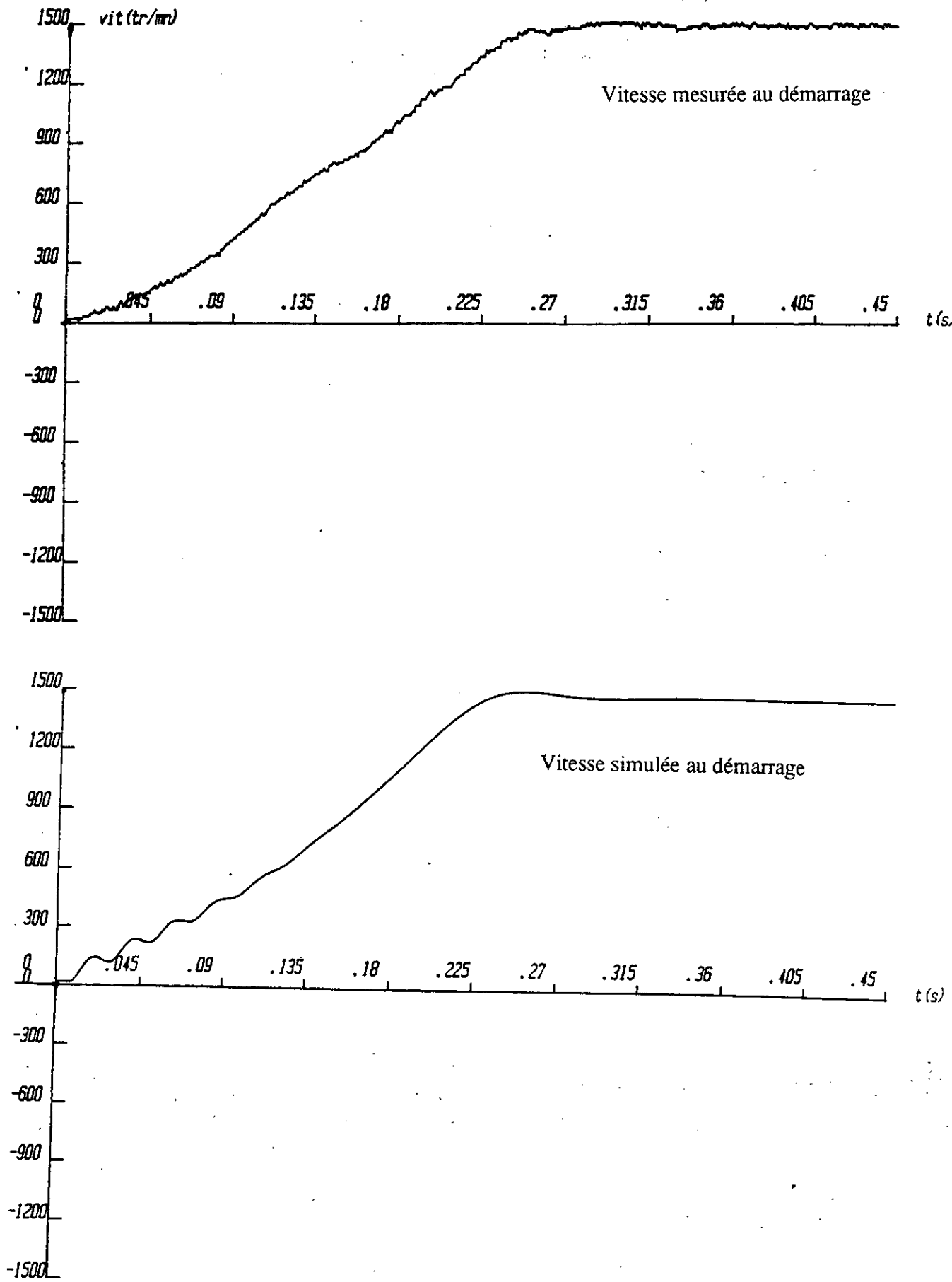


Fig. V.9 Vitesse au démarrage (machine à rotor bobiné)

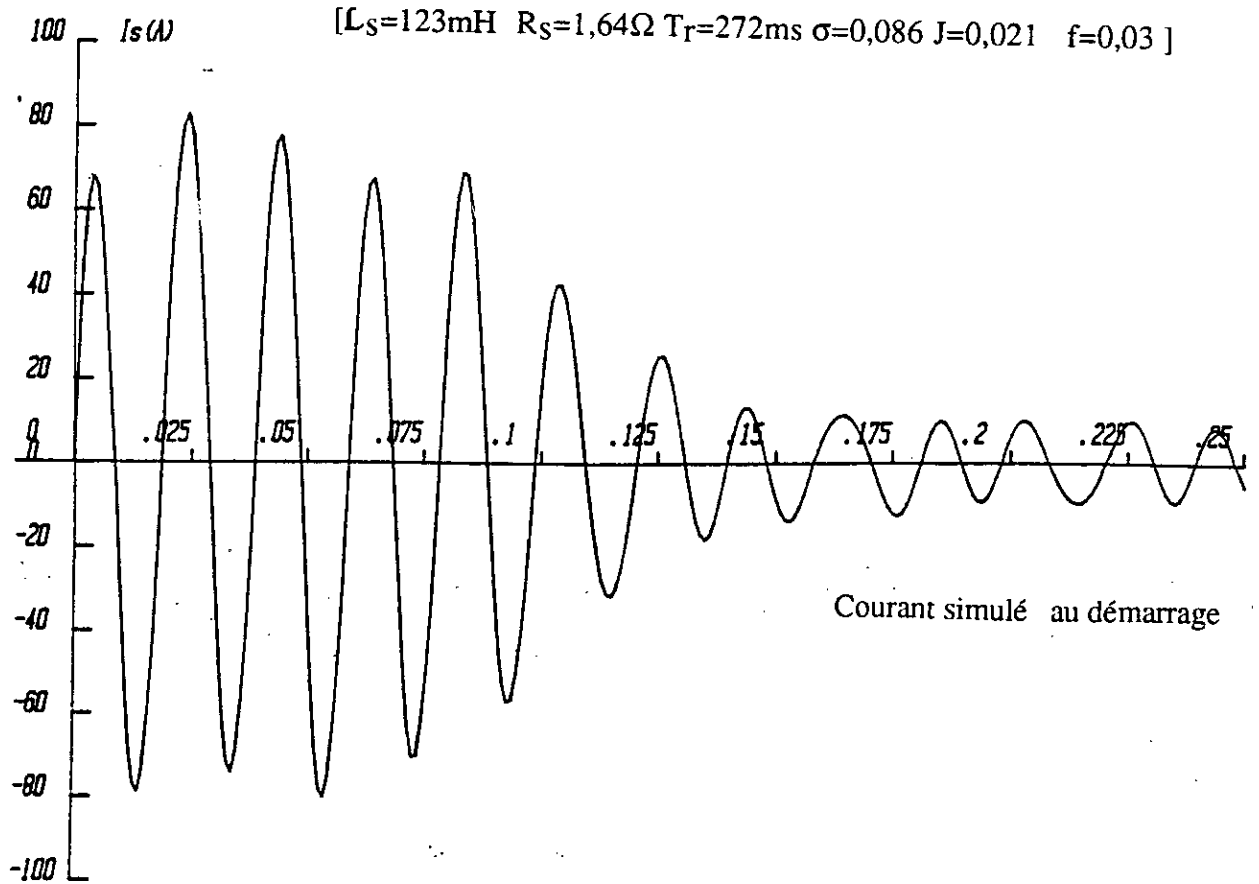
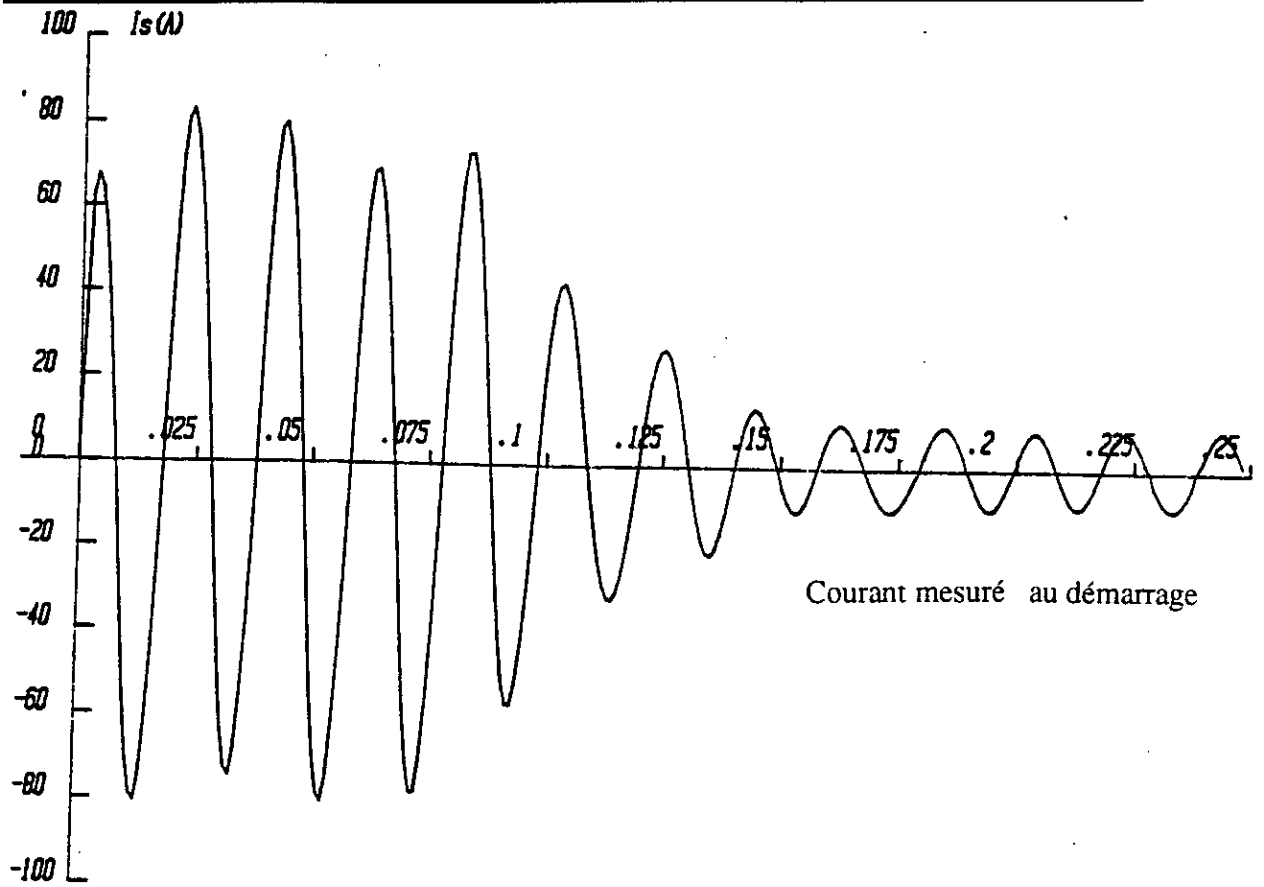


Fig. V.10 Courant statorique au démarrage (machine à cage)

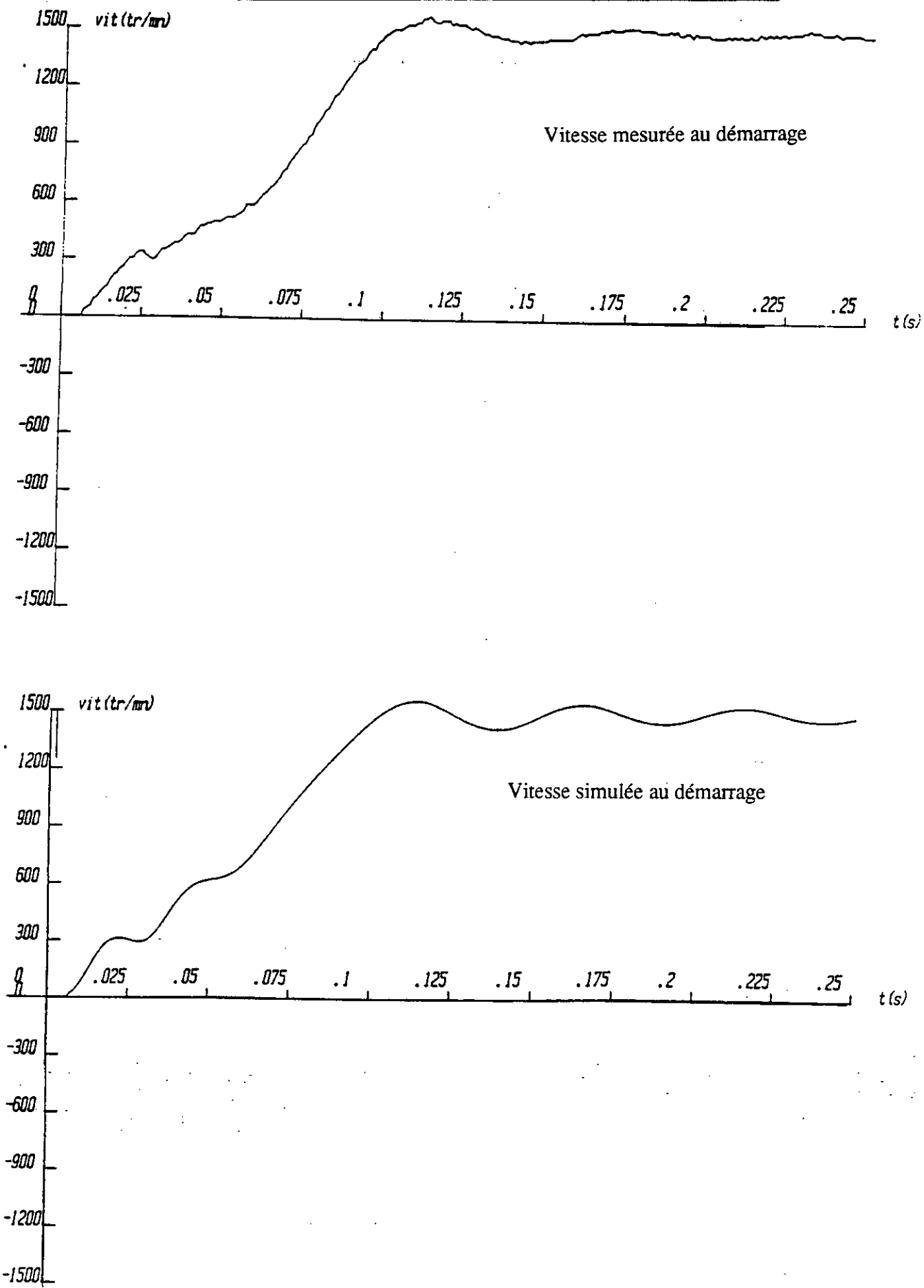


Fig.V.11 Vitesse au démarrage (machine à cage)

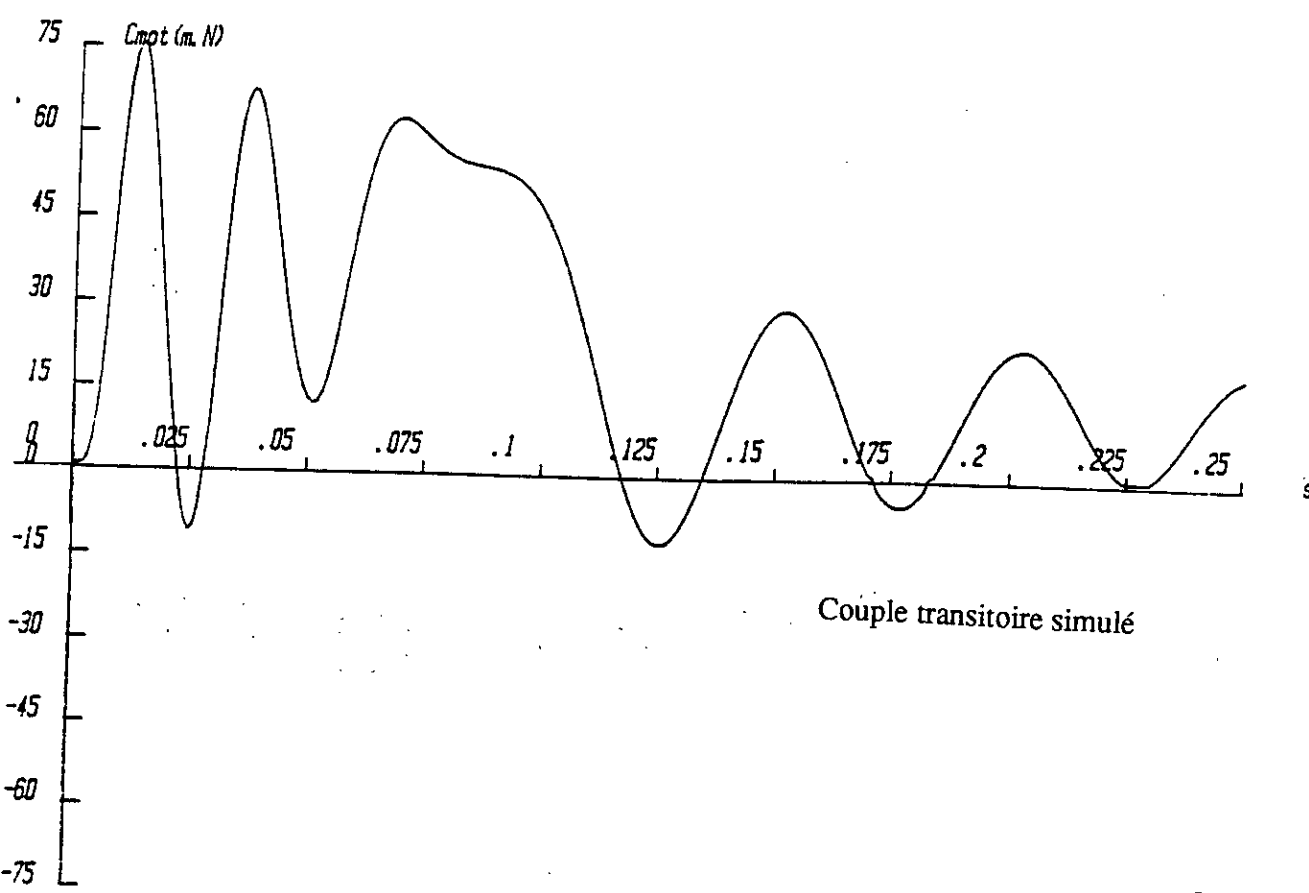
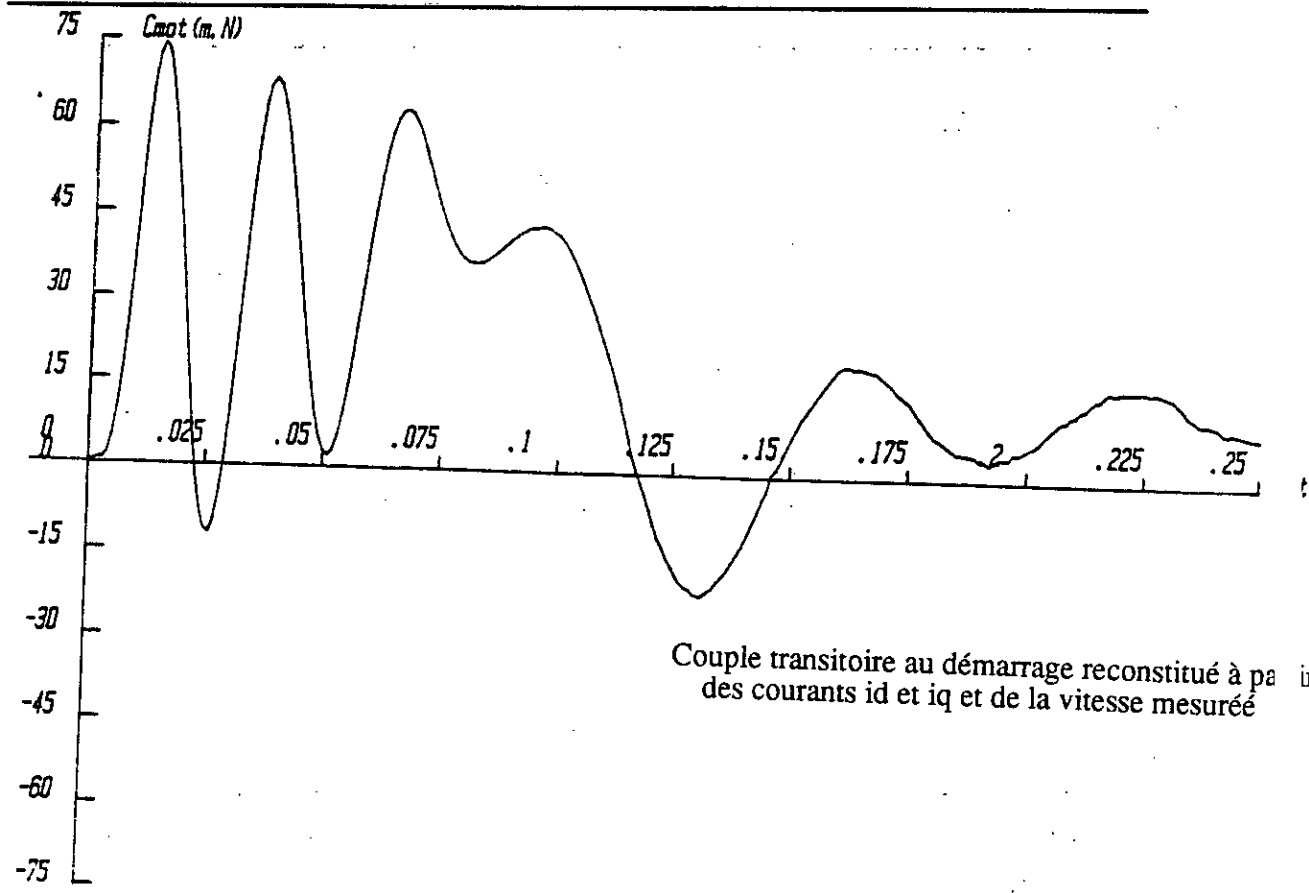


Fig.V.12 Couple transitoire au démarrage (machine à cage)

V.4 Essais en charge

La machine asynchrone est maintenant chargée par une génératrice à courant continu qui débite dans une charge résistive. Nous avons effectué un démarrage de la machine à cage à pleine tension et enregistré le courant et la vitesse transitoires afin d'identifier les nouvelles valeurs du couple C_{res} et du moment d'inertie équivalent. Puis nous avons chargé la machine à courant continu en effectuant les mêmes essais. Dans ce cas le moteur doit fournir le couple utile et le couple résistant à vide:

$$C_{em} = C_{res} + C_{ch}$$

C_{em} : Couple totale fourni par le moteur asynchrone

C_{ch} : Couple fourni à la charge

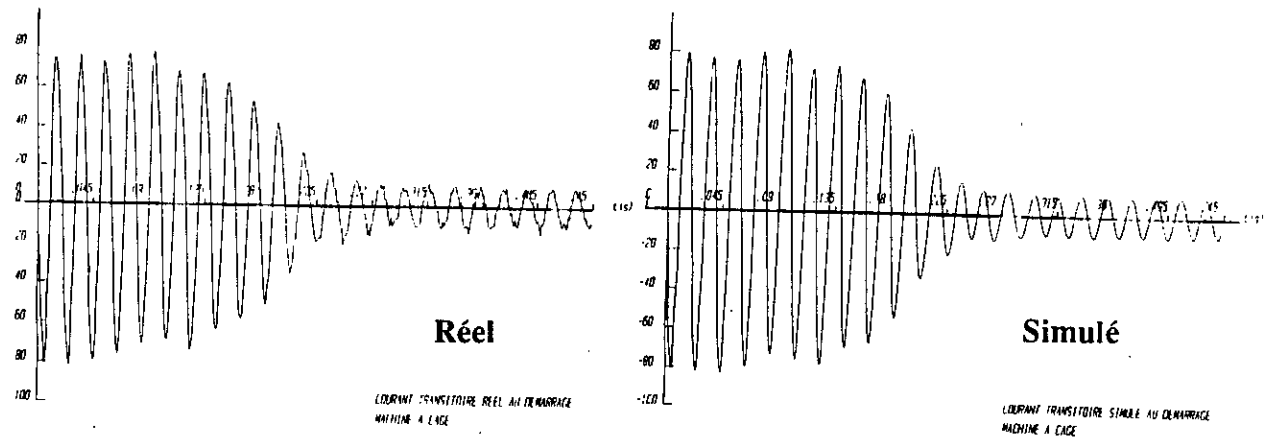
C_{res} : Couple de frottements (machine asynchrone + machine à courant continu)

Ne connaissant pas l'expression analytique du couple C_{ch} en fonction de la vitesse nous avons fait des essais pour différentes valeurs de la résistance de charge en prenant à chaque fois $C_{ch} = f_{ch} \cdot \Omega$. La valeur de f_{ch} est obtenue à partir de la valeur du couple et de la vitesse en régime permanent correspondant à une charge donnée.

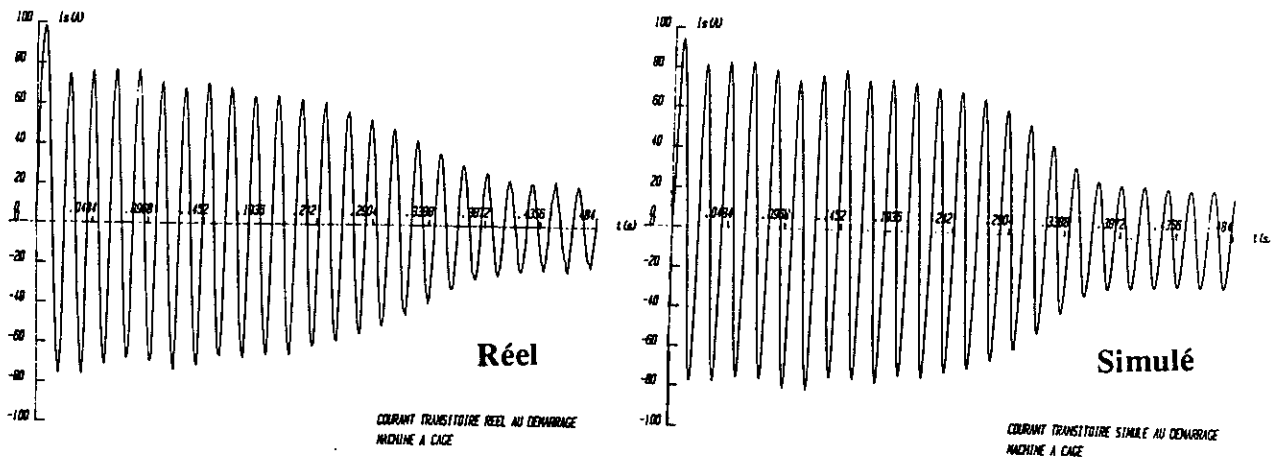
soit:

$$f_{ch} = (C_{emper} - C_{res}) / \Omega_{per}$$

La comparaison des résultats obtenus par simulation et ceux obtenus expérimentalement pour différentes valeurs de la charge montre que les résultats sont très satisfaisants (Fig.V.13).



Charge = 20%



Charge = 120%

Figure V.13 Courant transitoire simulé et réel pour différentes charges

V.5 Schéma équivalent de la machine asynchrone à paramètres variables

Dans le paragraphe précédent, il a été admis que les inductances et les résistances étaient constantes, en négligeant l'effet pelliculaire, la saturation et l'influence de la température [45]. En fait la réalisation d'un enroulement rotorique, utilise précisément à l'effet pelliculaire pour obtenir des couples importants pour des glissements compris entre 1 et 0.5, sans pénaliser le fonctionnement permanent par des pertes ohmiques élevées. Ainsi à l'enclenchement ($g=1$) la résistance de barre est plus élevée qu'au synchronisme par suite de la distribution différente du courant dans les conducteurs; l'adoption d'une section trapézoïdale procure par exemple un effet pelliculaire plus important que pour la barre rectangulaire. Il apparaît ainsi que la résistance rotorique dépend énormément de la fréquence du courant rotorique.

La variation des inductances est liée à l'état magnétique de la machine mais il n'est pas aisé d'exprimer ces variations en fonction des grandeurs électriques d'entrée. Nous allons essayer dans ce qui suit de tenir compte de ces variations en prenant un modèle plus complet (fig.V.14). Nous supposons que dans le cas des machines à moyenne puissance alimentées par une source sinusoïdale l'effet de la température est négligeable par rapport à celui dans le cas où on a une alimentation par un convertisseur électronique.

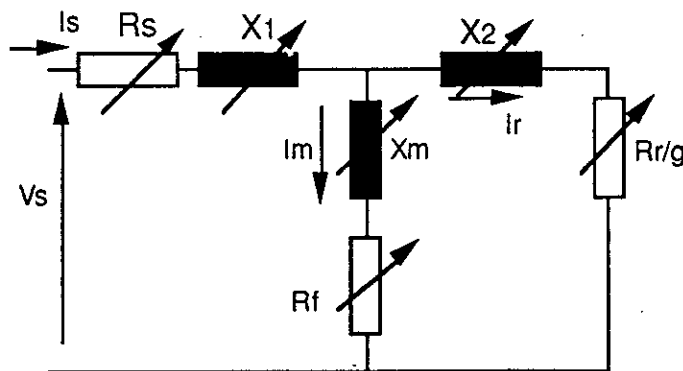


Figure V.14 Schéma équivalent complet avec paramètres variables

V.5.1 Variation des paramètres statoriques en fonction de la tension V_s

La machine étant alimentée par une tension variable à fréquence fixe, est entraînée au synchronisme. La puissance nécessaire pour compenser les pertes dans l'enroulement statorique et dans le fer du stator est fournie par le réseau et la puissance nécessaire pour compenser les pertes mécaniques (p_{mec}) et les pertes supplémentaires (p_{sup}) est fournie par le moteur qui entraîne la machine asynchrone. La figure (V.15) obtenue pour différentes valeurs de la tension statorique pour une même fréquence d'alimentation ($f=50$ Hz), représente la variation de l'inductance statorique L_s d'une machine asynchrone à cage. On remarque une

diminution de L_S pour les faibles valeurs de la tension due à la diminution de la perméabilité μ du fer aux très faibles valeurs de l'induction magnétique, phénomène qui est souvent négligé. Nous notons également une diminution de ce paramètre pour les valeurs élevées de la tension, cette diminution est due à la saturation magnétique du fer. Pour la résistance R_f elle a la même allure que celle de L_S fig.V.16.

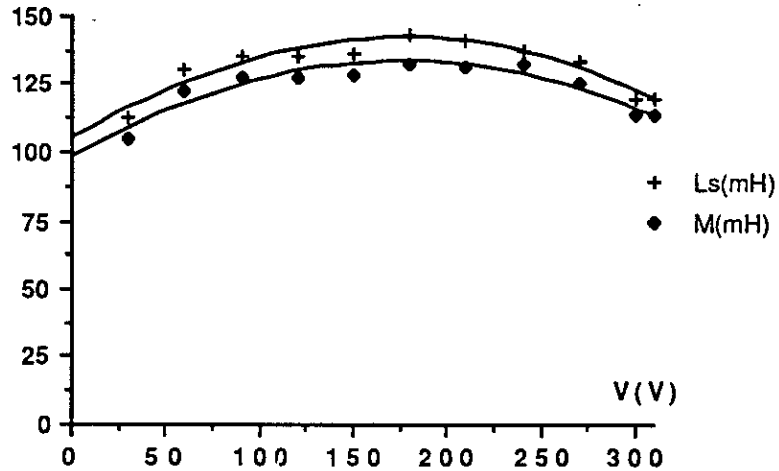


Fig.V.15 Variation de l'inductance cyclique du stator et de la mutuelle en fonction de la tension statorique

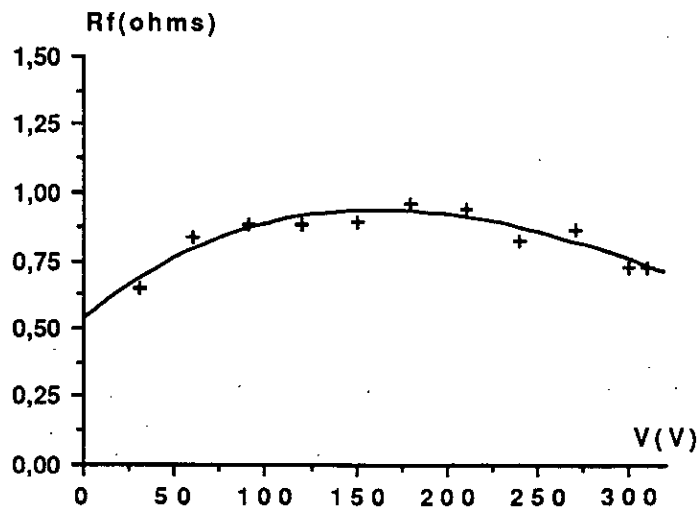


Fig.V.16 Variation de la résistance R_f (pertes fer) en fonction de la tension statorique

V.5.2 Variation des paramètres rotoriques R_r et L_r

D'après les essais précédents on ne peut obtenir séparément les paramètres rotoriques sans connaître l'un des trois paramètres M , R_r et L_r . Pour séparer les fuites statoriques et rotoriques et déterminer l'inductance cyclique M nous avons exploité l'essai cité au paragraphe (V.1.2). En effet lorsque la machine tourne au synchronisme le courant rotorique est nul et le courant statorique correspond au courant de magnétisation I_0 (fig V.17.a).

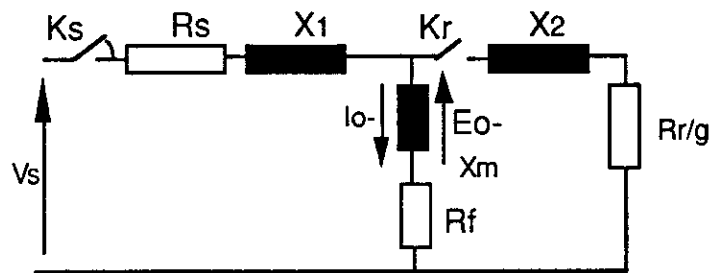


Figure V.17.a Schéma équivalent à l'ouverture de l'interrupteur K

A l'ouverture de l'interrupteur K_s , il y a conservation des flux totaux, la f.e.m. E_0 peut être obtenue par identification de l'expression analytique de la courbe de décroissance à l'instant t_0 (fig. V.17.b).

Nous aurons:

$$I_0 = I_0 \quad \text{et} \quad X_m^2 = (E_0 / I_0)^2 - R_f^2$$

Pour la tension d'alimentation nominale nous avons trouvé:

$$M = 113,4 \text{ mH}$$

En prenant par exemple pour σ , L_s , T_r les valeurs trouvées par la méthode améliorée, il nous a donc été possible de trouver séparément les paramètres rotoriques:

$$L_r = 117 \text{ mH} \quad R_r = 0,43 \text{ ohms.}$$

Pour une fréquence donnée la valeur de M va dépendre de la tension d'alimentation V_s avant la coupure Fig. V.15.

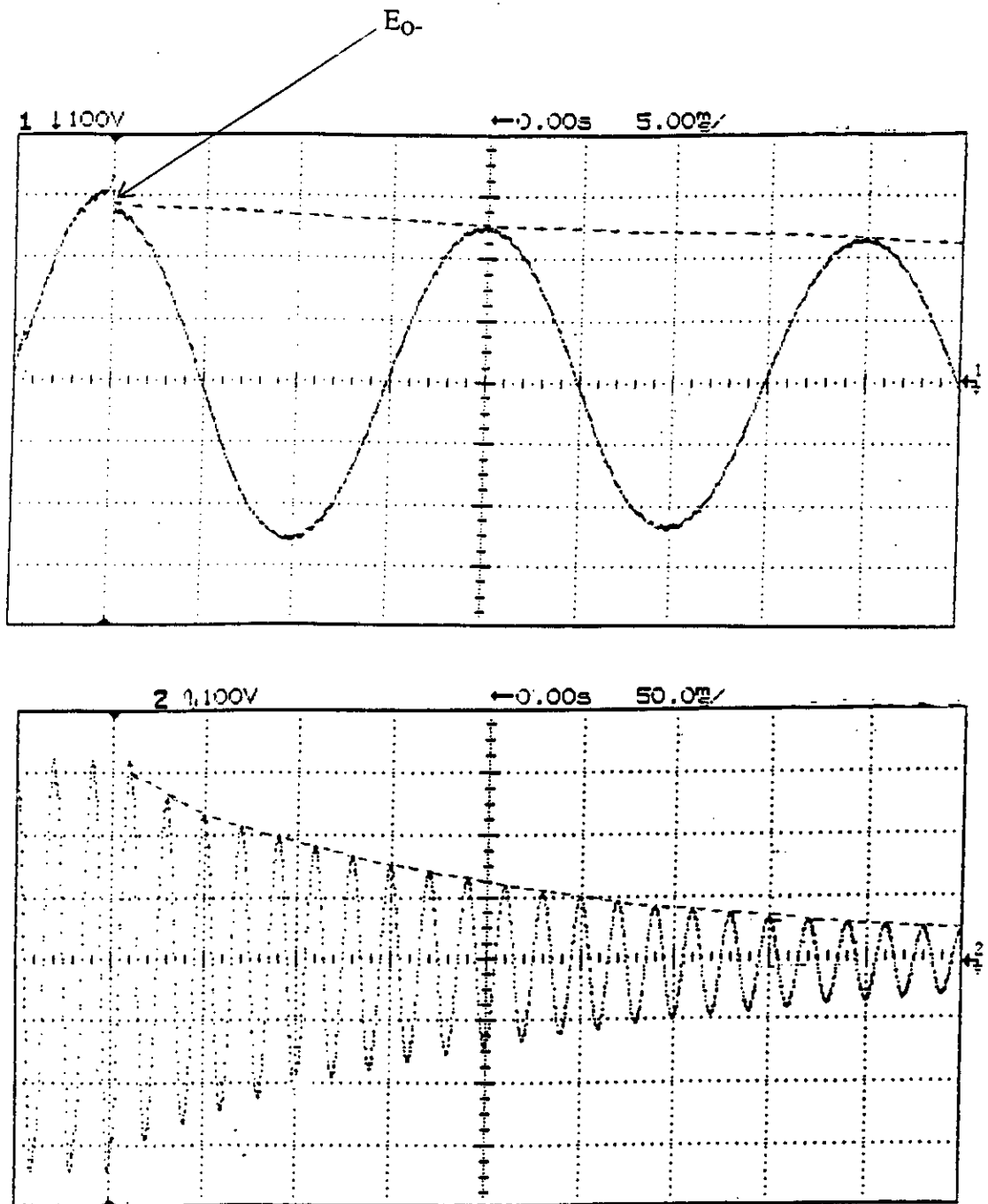


Figure V.17.b Courbe de décroissance permettant de déduire E_0 à $t=t_0$.

Si l'on suppose que les paramètres R_f , L_s et M dépendent uniquement de la fréquence ω_s et de la tension d'alimentation V_s , et que la résistance R_s dépend de la température, on peut déduire les paramètres rotorique X_r et R_r pour différentes valeurs de ω_r .

A partir du schéma équivalent de la figure (V.14) on peut écrire:

$$(R_e - R_s).(R_f + R_2) - (X_e - X_s + X_m).X_r - R_f.R_2 + X_m.(X_r - X_m) = 0 \quad (V.11)$$

$$(X_e - X_s + X_m).(R_f + R_2) + (R_e - R_s).X_r - R_2.X_m - R_f.(X_r - X_m) = 0 \quad (V.12)$$

avec:

$$R_2 = R_r/g$$

L'essai au synchronisme nous permet donc de déterminer L_s et R_f . Pour un glissement donné on peut déterminer X_e et R_e . Les équations (V.11) et (V.12) forment ainsi un système linéaire à deux inconnues L_r et X_r . Pour chaque valeur de g on peut donc déduire L_r et X_r . La figure (V.18) représente la variation de L_r pour différentes valeurs du glissement. Nous remarquons que l'inductance L_r est pratiquement constante.

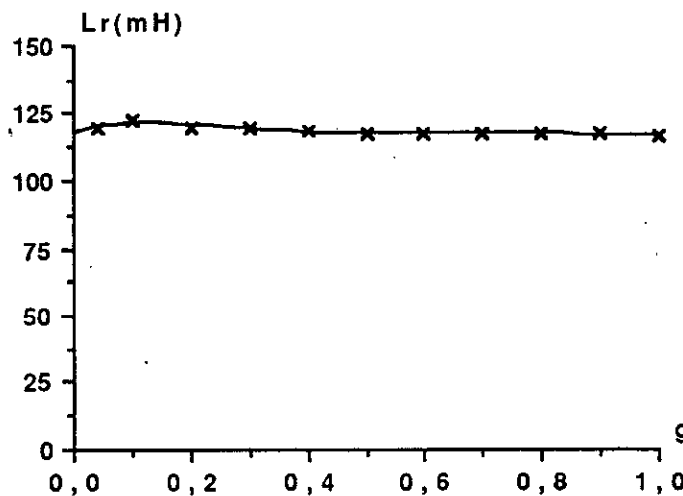


Fig.V.18 Variation de l'inductance rotorique en fonction du glissement

La figure (V.19) montre une croissance de la résistance rotorique R_r avec le glissement. Cette résistance permet de prendre en compte l'ensemble des pertes rotoriques. Sa valeur varie avec les pertes fer et l'effet pelliculaire .

Les pertes fer rotoriques, sont pratiquement nulles à $g=0$ et augmentent avec la valeur de g . De même l'effet pelliculaire qui est lié à la fréquence des courants rotoriques diminue avec le glissement et disparaît pour $g=0$ ($f_r=0$ Hz).

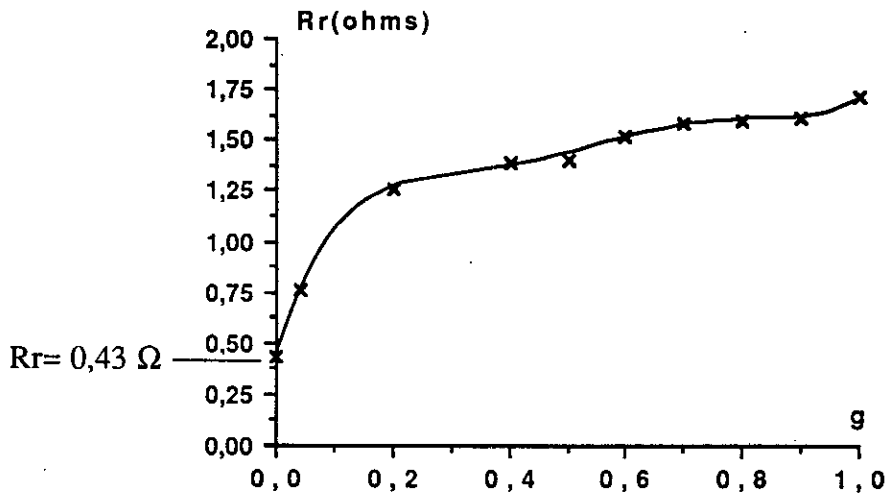


Fig.V.19 Variation de la résistance rotorique en fonction du glissement

De ces résultats on peut donc déduire la variation de la constante de temps T_r pour chaque valeur du glissement. On constate que T_r est pratiquement constante sur une large plage aux glissements élevés, mais augmente très fortement (4 à 5 fois) dans la zone de fonctionnement normal correspondant aux faibles valeurs du glissement (fig.V.20).

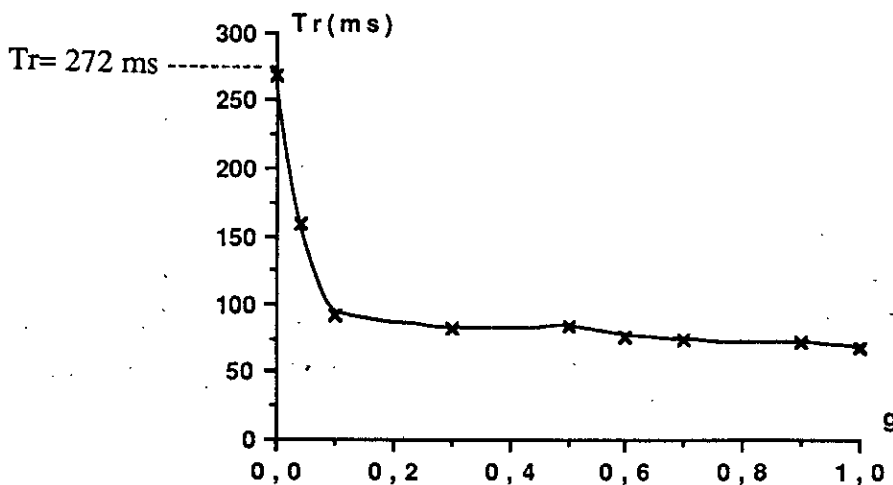


Fig.V.20. Variation de la constante T_r en fonction du glissement

V.5.3 Etude de la variation des pertes fer en fonction de la fréquence rotorique

Afin de séparer les phénomènes liés aux pertes fer et à l'effet pelliculaire nous avons utilisé un essai permettant d'obtenir la constante de temps T_r sans l'effet pelliculaire. L'essai effectué selon le schéma de la figure (V.21) consiste à entraîner la machine à une vitesse constante et à l'alimenter avec une tension continue fixe et à déterminer la constante de temps de décroissance de la machine à l'ouverture de l'interrupteur K_s pour chaque valeur de la vitesse d'entraînement. Le maintien du courant I_s à une valeur constante I_0 permet de garder le même flux dans la machine et donc le même niveau de saturation et toute variation de T_r ne sera attribuée qu'à la variation de R_r .

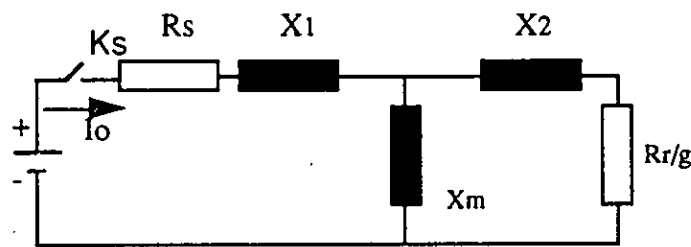


Figure V.21 Schéma d'essai pour la détermination de T_r
(I_0 constant et g variable)

On constate donc que les valeurs de T_r pour un glissement donné, sont supérieures à celles obtenues au paragraphe V.5.2. Ceci s'explique par le fait qu'à l'ouverture de l'interrupteur K_s le courant circulant dans le rotor étant continu on n'a plus d'effet pelliculaire ($f_r=0$) d'où une résistance rotorique plus faible dont la valeur dépend essentiellement des pertes fer (fig.V.22).

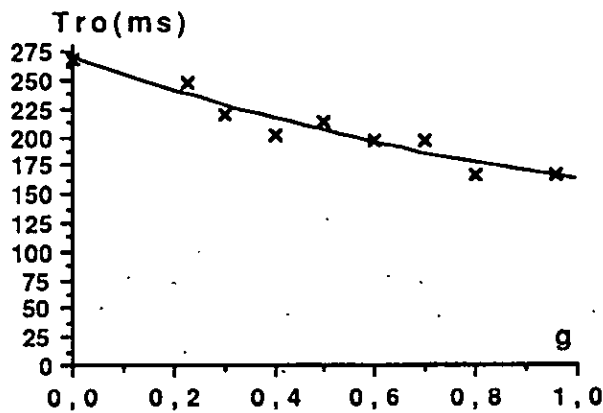


Fig.V.22 Variation de la constante de temps T_{r0} rotorique en fonction du glissement

V.6 Identification par calcul de champ

Nous allons faire un rappel concernant la méthode de calcul des paramètres de la machine à induction à base des éléments de construction. Dans ce cas les réactances de fuites magnétiques pour chacune des armatures sont séparées. De plus l'utilisateur fait appel aux réactances plutôt qu'aux inductances. [4], [46],[47] [48].

Notations:

D : diamètre d'alésage

L : longueur de fer

f : fréquence d'alimentation

p₁ : nombre de paires de pôles

e : dimension d'entrefer

k_s : facteur de saturation

k_c : facteur de Carter

k_b : facteur de bobinage

N_s : nombre de spires en série par phase

N_{es}: Nombre d'encoche au stator

N_c : nombre de conducteurs en série par bobine

d : inclinaison de la barre

ρ_a : résistivité de la barre

ρ_b : résistivité de l'anneau de court-circuit

V.6.1 Détermination de la réactance de magnétisation

La réactance de magnétisation X_m s'écrit [48]:

$$X_m = 6 \cdot \mu \cdot (k_b^2 N_s^2 f \cdot D \cdot L) / (p_1^2 \cdot e \cdot h_e \cdot k_s)$$

La réactance de magnétisation X_m est une grandeur variable, par l'intermédiaire de k_s. Elle dépend aussi bien de la tension d'alimentation du stator que du courant.

V.6.2 Détermination des réactances de fuites (X_s et X_r)

Tout les champs magnétiques de l'enroulement considéré (le champ dans les encoches, dans les parties frontales et les harmoniques supérieurs du champ) qui ne traversent pas un autre enroulement et n'y induisent pas de F.E.M. d'induction mutuelle ou le traversent très faiblement constituent le champ de fuite de l'enroulement. Le rôle de ces champs est d'induire dans l'enroulement même une F.E.M. d'auto-induction ou une F.E.M. dite de fuite dont on

tient compte au moyen d'une réactance de fuite. Ces champs rencontrent dans leur chemin surtout les réluctances des entrefers.

La réactance des enroulements statorique et rotorique de la machine est déterminée par la somme de plusieurs types de réactances de fuites:

$$X_s = X_{es} + X_{zs} + X_{tb};$$

$$X_r = X_{er} + X_{zr} + X_i + X_a$$

X_{es}, X_{er} : réactance de fuite d'encoches stator et rotor;

X_{zs}, X_{zr} : réactance de fuite de dispersion différentielle stator et rotor;

X_{tb} : réactance de fuite des têtes de bobine stator;

X_i : réactance d'inclinaison du rotor

X_a : réactance de fuite des anneaux de court-circuit.

Certaines de ces réactances correspondent à des phénomènes tridimensionnels; par conséquent, souvent elles ne sont pas prise en considération.

a) Calcul des réactances de fuite d'encoches X_{es} et X_{er}

Ces réactances correspondent aux lignes de flux qui traversent l'encoche, sous l'effet des courants qui y circulent, et qui se referment sur elles mêmes par les dents adjacentes et la partie de culasse correspondante.

Le calcul de X_{es} dépend de la forme des encoches.

$$X_{es} = X \cdot \mathcal{P}_{es}$$

avec

$$X = 2\pi\mu_0 \cdot f \cdot N_s^2 / N_{es}$$

Dans le cas du rotor, on prend $N_c = 1$ (une seule barre par encoche)

$$X_r = (N_{es}/N_{er}) X \cdot k_b^2$$

\mathcal{P}_{es} : facteur de perméance dépendant de la géométrie des encoches;

X : facteur de réactance dépendant du bobinage, que l'on retrouve généralement dans toutes les expressions des réactances.

b) Calcul de la réactance de fuite de dispersion différentielle

Ces fuites sont associées aux perturbations qui existent de part et d'autre de l'entrefer, en raison de la géométrie des ouvertures d'encoches stator et rotor, mais aussi de la distribution du bobinage dans ces encoches.

Au démarrage du moteur elles sont très importantes du fait que les courants dans les encoches des deux armatures sont très intenses et en opposition de phase, favorisant ainsi la création d'un flux tangentiel dans l'entrefer.

$$X_{zs} = p_1^2/3 \cdot K_s \cdot (p_1^2/N_{es}^2) \cdot X_m$$

$$X_{zr} = p^2/3 \cdot K_s \cdot (p_1^2/N_{er}^2) \cdot (N_{ec}/N_{er}) \cdot K_b^2 \cdot X_m$$

c) Réactance de fuite des têtes de bobines stator

Ces fuites se développent essentiellement dans l'air autour des connexions frontales du stator. Leur calcul dépend de la géométrie des têtes de bobines et du type de bobinage. La formule la plus utilisée s'écrit:

$$X_{tb} = 0,05 \cdot L_{tb} \cdot (N_{es}/p_1) \cdot X$$

L_{tb} étant la longueur des têtes de bobine.

d) Réactance des anneaux de court-circuit

Elle est déterminée par des formules empiriques basées sur le calcul de l'inductance d'une spire rectangulaire [12], [46].

e) Réactance d'inclinaison

Dans une machine à cage les barres du rotor sont inclinées pour éviter les effets vibratoires et sonores de couples harmoniques. Ce qui modifie la force électromotrice induite et diminue donc la réactance X_m (on aura une réactance de fuite λX_m avec $\lambda < 1$).

$$\text{on aura } X_i = d^2 \cdot p_1^2 / (3 \cdot D^2) \cdot X_m$$

V.6.3 Détermination des résistances du stator et du rotor**a) Résistance statorique:**

La résistance R_s d'une phase stator se calcule à partir de la connaissance de la géométrie du type de bobinage :

$$R_s = \rho_{cu} \cdot N_s \cdot L_{spm} / (S_c \cdot C)$$

b) Résistance rotorique:

La résistance rotorique est définie à partir de la résistance d'une barre du rotor et de ces deux portions d'anneau associés.

La résistance de barre est définie par:

$$R_b = \rho_b \cdot L_b / S_b$$

La résistance des deux portions d'anneau s'obtient à partir de la relation:

$$R_a = 2\pi\rho_a \cdot D_a / S_a \cdot N_{er}$$

La résistance équivalente de la barre et de ces portions d'anneaux correspondantes est déduite de la distribution des courants au rotor et leur déphasage:

$$R_{eq} = R_b + R_a / (4 \cdot \sin^2(p_1 \pi / N_{er}))$$

V.6.4 Résultats du calcul par éléments finis

Le calcul des paramètres de la machine a été effectué en utilisant une méthode développée par J.C. MERCIER au GREEN. Cette méthode est basée sur le calcul par éléments finis en séparant les structures en deux domaines: le rotor et le stator et en couplant les deux par le premier harmonique d'espace du champ tangentiel dans l'entrefer. Les réactances X1 et X2 sont obtenues en faisant la somme des différentes réactances citées avant.

Les résultats obtenus sont groupés dans le tableau suivant:

X1= 1,3 ohms X2= 1,4 ohms Xm= 25,38 ohms Rs= 0,48 (0,66 à 80°) ohms Rr= 1,05 ohms
soit :

Calcul de champ

$$L_s = 85 \text{ mH}$$

$$L_r = 85,28 \text{ mH}$$

$$M = 80,57 \text{ mH}$$

$$R_s = 0,48 \text{ ohms}$$

$$R_r = 1,05 \text{ ohms}$$

$$T_r = 81,2 \text{ ms}$$

$$\sigma = 0,1$$

Essais dynamiques

$$L_s = 123,4 \text{ mH}$$

$$L_r = 117 \text{ mH}$$

$$M = 113,4 \text{ mH}$$

$$R_s = 0,45 \text{ ohms (mesure en continu)}$$

$$R_r = 0,43 \text{ ohms}$$

$$R_s + R_r = 1,64 \text{ ohms (alternatif)}$$

$$T_r = 272 \text{ ms}$$

$$\sigma = 0,086$$

La comparaison de ces résultats montre une différence de l'ordre de 30% pour l'inductance et de 100% pour la résistance rotorique. Parmi les facteurs qui peuvent être à l'origine de cette différence nous pouvons citer:

- la géométrie des encoches utilisée dans le programme de calcul qui n'est qu'une approximation de la forme réelle.
- les effets tridimensionnels qui ne sont pas pris en compte
- les méthodes de calcul.

Une étude plus approfondie de cette partie permet de mieux justifier les différences par rapport à la méthode proposée.

Conclusion:

La méthode proposée est très facile à mettre en oeuvre par tout électrotechnicien et automaticien cherchant à commander la machine à induction. Les moyens mis en oeuvre peuvent exister dans tout laboratoire. La précision des résultats obtenus est conditionnée par celle des mesures et de leur traitement. Les paramètres obtenus peuvent servir à l'initialisation d'une identification en ligne utilisant une méthode du modèle. Les paramètres rotoriques L_r et R_r ne peuvent être obtenus séparément sans une mesure directe sur le rotor ou une hypothèse supplémentaire. Dans le cas où les variables d'état du modèle sont celles vues du stator il n'est pas nécessaire de déterminer ces paramètres séparément et la méthode proposée donne des résultats très satisfaisants. La dépendance de X_s vis-à-vis de la tension d'alimentation nécessite sa détermination pour toute valeur de la tension dans le cas où cette dernière est variable. Pour que cette identification soit complète il est nécessaire de faire une étude tenant compte des pertes fer et de la variation des paramètres. Pour connaître l'allure du courant rotorique nous avons proposé une méthode de mesure de la mutuelle stator rotor qui nous a permis d'obtenir séparément les autres paramètres. De plus nous avons mis en évidence l'influence de la fréquence du courant rotorique sur la valeur de la résistance rotorique et donc la constante de temps T_r . Cette dernière va diminuer quand g augmente.

CHAPITRE VI

Machine asynchrone alimentée par Gradateur.

MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE PAR GRADATEUR

Introduction

Dans ce chapitre nous allons étudier la validation de nos méthodes d'identification lorsque la machine est alimentée par une source non sinusoïdale. Nous avons choisi l'alimentation par gradateur qui offre l'avantage d'être simple à réaliser et qui permet à partir d'une source de tension alternative constante du réseau, de faire varier de façon continue la tension appliquée à un récepteur et de plus la tension est assez perturbée pour que l'on puisse considérer que le test est sévère.

Avec le gradateur à thyristors, les tensions d'alimentation du moteur ne sont pas sinusoïdales, mais elles sont déphasées entre elles d'un tiers de période.

Les courants circulant dans les enroulement statoriques du moteur asynchrone et résultant de ces tensions sont aussi déphasés d'un tiers de période et produisent un champ tournant [49], [50], [51].

Une étude de l'association gradateur-machine asynchrone par simulation puis par des essais pratiques nous permettra de conclure quant à la généralisation des méthodes d'identification étudiées dans le cas de sources non sinusoïdales [52], [53], [55], [55].

VI.1 Etude du comportement harmonique du moteur à induction alimenté par Gradateur

L'impédance d'entrée d'une machine asynchrone alimentée par gradateur varie avec le rang (n) de l'harmonique. L'analyse des harmoniques réalisée dans l'étude des gradateurs triphasés à semi-conducteurs, permet de les classer en trois groupes ayant pour rang:

$$n = 3k + 1$$

$$n = 3k - 1$$

$$n = 3k$$

avec k nombre entier positif.

- Effets produits par les harmoniques de rang $n = 3k + 1$

Le système de tensions sinusoïdales, triphasées de rang $n = 3k + 1$ (1, 4, 7, 10, 13, etc...) est un système triphasé équilibré direct dont la vitesse du champ tournant est:

$$\Omega_{1n} = \omega(3k + 1) / p_1$$

Sachant que la vitesse du rotor dépend avant tout du terme fondamental ($k = 0$), il vient:

$$g_n = \frac{\Omega_1(3k+1) - \Omega_1(1-g)}{\Omega_1(3k+1)} = \frac{3k+g}{3k+1}$$

Pour des vitesses du rotor comprises entre 0 et Ω_1 le glissement g_n devient :

$$\frac{3k+g}{3k+1} \leq g_n \leq 1$$

Le glissement étant positif, on obtient dans le moteur un champ tournant de même sens que celui créé par le terme fondamental ; ce champ tend à renforcer le couple moteur électromagnétique.

-Effets produits par les harmoniques de rang $n=3k-1$

Dans ce cas on obtient un système inverse de tensions sinusoïdales triphasées équilibrées correspondant aux harmoniques de rang $n=3k-1$ (2, 5, 8, 11, etc...). Pour chacun des rangs la vitesse du champ tournant est:

$$\Omega_{1n} = -(3k-1)\omega/p$$

Le glissement g_n pour des vitesses comprises entre 0 et Ω_1 devient:

$$1 < g_n < \frac{3k}{3k-1}$$

g_n étant supérieur à 1, on obtient dans le moteur un champ tournant de sens inverse de celui créé par le terme fondamental ; ce champ tend à affaiblir le couple moteur électromagnétique.

-Effets produits par les harmoniques de rang $n=3k$ (3, 6, 9, etc...)

Le système de tensions correspondant aux harmoniques de rang $n=3k$ est un système homopolaire.

Dans le cas où le stator est couplé en étoile avec neutre relié, il y a circulation d'un courant homopolaire, mais le flux résultant dans l'entrefer est nul. Un tel système ne produit que des pertes Joule au stator, il faudra donc éviter ce couplage moteur.

Dans le cas où le stator est couplé en triangle ou en étoile sans conducteur neutre, il ne peut pas y avoir circulation du courant homopolaire, ces couplages éliminent les harmoniques de rang $n=3k$ (3,6,9, etc...)

VI.2 Choix du couplage du récepteur

L'utilisation d'un gradateur lors d'un couplage sans neutre permet donc l'élimination des harmoniques de rang pair. Ainsi dans un ensemble associant un gradateur triphasé à un moteur asynchrone couplé en étoile, on ne retiendra que les harmoniques de rang 5, 7, 11, 13 etc...

Compte tenu de la diminution des amplitudes avec les rangs d'harmonique on ne retiendra que les harmoniques de rangs faibles (5, 7).

VI.2.1 Couplage en étoile avec neutre isolé

Le schéma de principe est donné par la figure VI.1.

Le gradateur est formé de trois groupes de deux thyristors montés en antiparallèle sur chaque phase entre le réseau et la charge.

L'ensemble gradateur-charge est alimenté à partir du réseau par des tensions simples de la forme:

$$V_a = V_m \cdot \sin \theta$$

$$V_b = V_m \cdot \sin(\theta - 2\pi/3)$$

$$V_c = V_m \cdot \sin(\theta - 4\pi/3)$$

Pour le couplage avec neutre il suffit de relier celui de la source à celui de la charge.

Le fonctionnement d'un tel système se déduit de celui du gradateur monophasé.

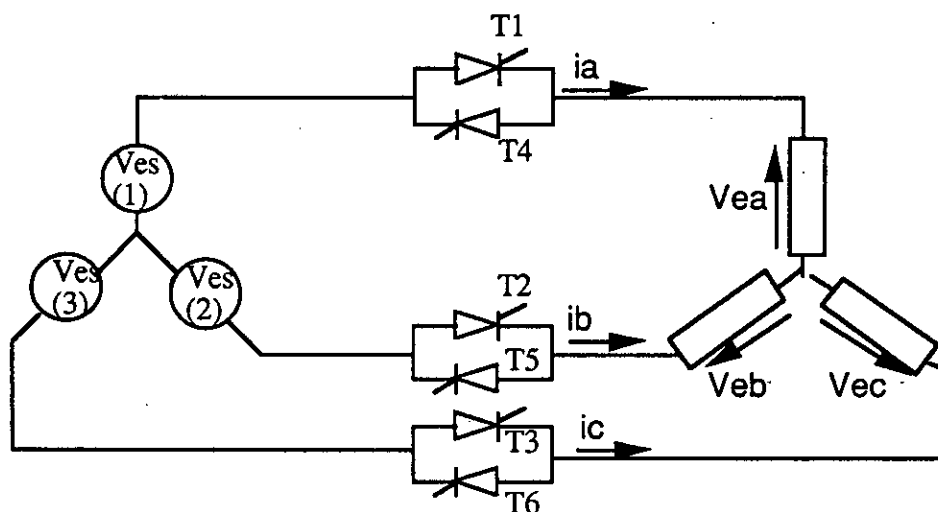


Figure VI.1 Couplage en étoile neutre isolé

VI.2.2 Couplage en triangle

On peut, sans modifier le fonctionnement du gradateur triphasé, remplacer le récepteur en étoile sur lequel il débite par un récepteur en triangle équivalent (figure V.2)

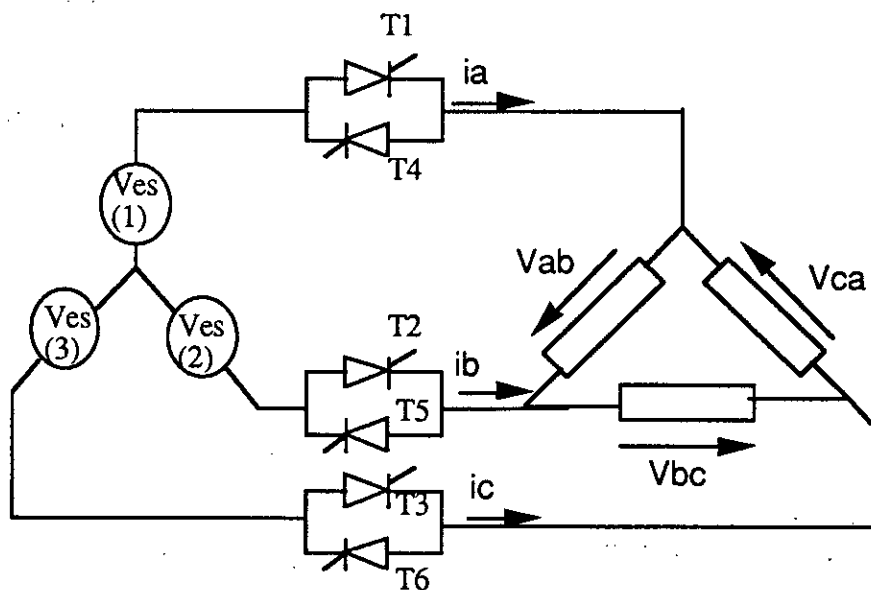


Figure VI.2 Récepteur en triangle

VI.3 Etude du fonctionnement du gradateur sur charge R-L

Cette étude a été faite au Laboratoire du G.R.E.EN de Nancy [56] nous en rappelons ici les principales étapes en ne perdant pas en vue que l'étude doit servir à la validation des méthodes d'identification de la machine .

VI.3.1 Cas d'une charge monophasé R-L (résistive et inductive)

Le gradateur est formé de deux thyristors Th1 et Th2 (Fig.VI.3) montés en parallèle inverse entre la source de tension v et le récepteur résistant et inductif de constantes R et L . On désigne par u la tension aux bornes de celui-ci.

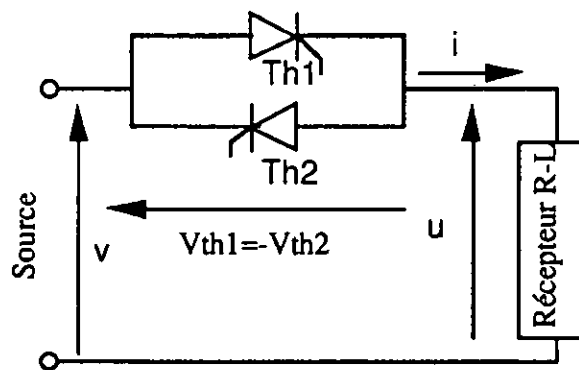


Figure VI.3 Gradateur monophasé à deux thyristors

On déclenche le thyristor Th1 pour ωt ou θ égal à ψ (Fig.VI.4). La tension devient alors égale à v jusqu'à ce que le courant i positif s'annule.

Pour $\psi < \theta < \theta_1$, $u=v$,

Entre $\theta = \theta_1$ et $\theta = \pi + \psi$, aucun redresseur ne conduit, u et i sont nuls.

L'impulsion envoyée, pour $\theta = \pi + \psi$, sur la gachette de Th2 le rend conducteur. La tension u est égale à nouveau à v ; une onde de courant i négatif, identique au signe près à celle due à la conduction de Th1, traverse le récepteur.

Pour $\pi + \theta < 2\pi + \psi$, u et i sont nuls. Lorsque $\theta = 2\pi + \psi$, une nouvelle période commence.

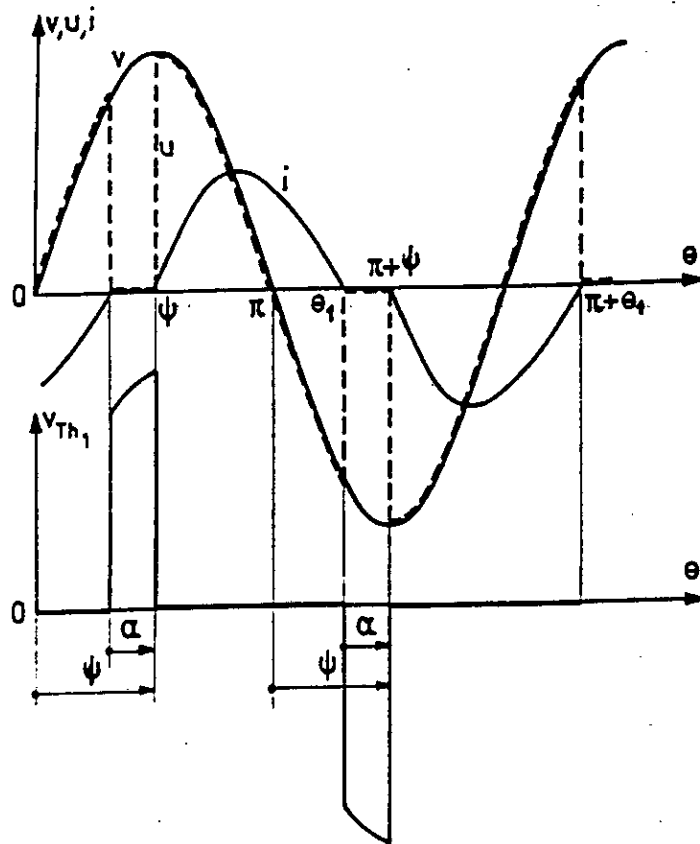


Figure VI.4 Forme d'onde des tensions u, V_{th1} et du courant i lors du débit sur charge R-L

Angle de commande pratique

Pour que le fonctionnement soit normal, il faut que l'angle de retard au débloccage ψ soit supérieur à l'argument ϕ du récepteur.

Aussi lorsqu'on travaille sur un récepteur d'argument variable, est-il préférable de compter le retard, non pas à partir des passages par zéro de la tension, mais à partir de l'instant où les redresseurs ont tendance à conduire car la tension à leurs bornes devient positive.

A l'angle ψ , commode pour effectuer les calculs et établir les caractéristiques théoriques, il est préférable de substituer l'angle α , compté à partir de l'arrêt de la conduction du redresseur précédemment conducteur.

La commande par α :

- évite l'envoi d'impulsions prématurées,
- rend les caractéristiques moins tributaires de l'argument du récepteur,
- facilite la réalisation du générateur de signaux de déblocage.

VI.3.2 Cas d'une charge constituée par le moteur asynchrone

Le moteur asynchrone, malgré sa non-linéarité due à la saturation, est toujours un récepteur résistant et inductif. Son étude se ramène ainsi à celle d'une charge R-L triphasée.

Avec

$$0 \leq \phi \leq \pi/2$$

$$\operatorname{tg}\phi = L\omega/R$$

Dans cette étude on va axer notre effort sur le cas d'une charge R-L montée en étoile avec neutre isolé.

Dans le débit sur charge résistive et inductive, il ne peut y avoir un fonctionnement contrôlé du gradateur que si l'angle de retard à l'amorçage α est supérieur ou égal à ϕ .

La réactance du récepteur, en empêchant la discontinuité des courants, entraîne la suppression d'un mode de conduction et on ne distingue que deux modes de fonctionnement au lieu de trois, lors du débit sur charge résistive.

Premier mode de fonctionnement ($0 < \alpha < \pi/3$, $\pi/2 < \psi < 2\pi/3$) (figure V.5-a)

Conduction de 3 ou 2 redresseurs

Si l'angle θ_1 d'extinction du thyristor T_3 est supérieur à ϕ , à l'enclenchement de T_1 , les deux thyristors T_3 et T_5 écoulaient un courant $i_a = -i_b$

- pendant l'intervalle $\psi < \theta < \theta_1$, T_1 , T_5 et T_3 conduisent. La conduction de T_3 prend fin quand i_a s'annule pour $\theta = \theta_1$

- pendant l'intervalle $\theta_1 < \theta < \psi + \pi/3$, T_1 et T_5 conduisent.

Pour ce premier mode de fonctionnement: $\alpha = \pi/3 + \psi - \theta_1$.

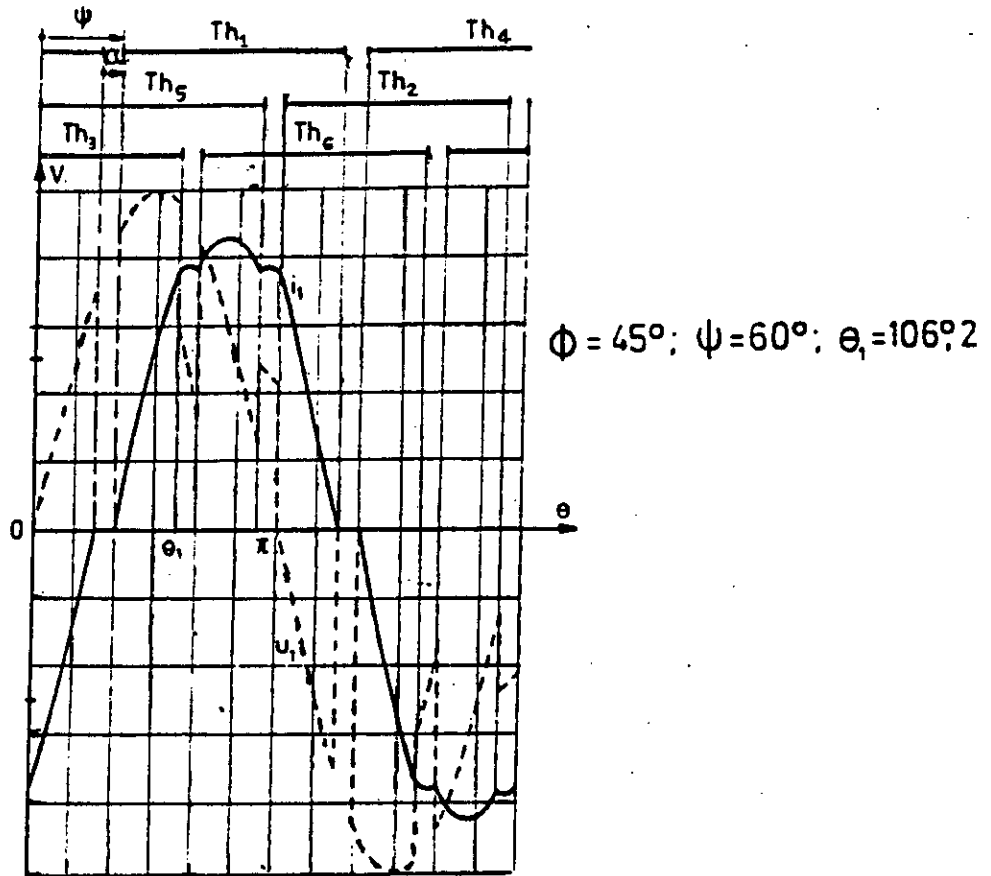


Figure VI.5-a Forme d'ondes lors du débit sur un récepteur R-L (3 ou 2 redresseurs conducteurs)

Deuxième mode de fonctionnement ($\pi/3 < \alpha < 5\pi/6$, $2\pi/2 < \psi < 5\pi/6$) (figure V.5-b)
 Conduction de 2 ou 0 redresseurs

Dès que α devient supérieur à 60° , il faut débloquent simultanément deux thyristors à la fin de chaque intervalle où les trois courants sont nuls.

Ces deux redresseurs se bloquent pour $\theta = \theta_2$. L'angle θ_2 désignant la fin du deuxième intervalle de conduction du thyristor T_5 , on a:

- pendant l'intervalle $\psi < \theta < \theta_2$, T_1 et T_5 conduisent.
- pendant l'intervalle $\theta_1 < \theta < \psi + \pi/3$, tous les thyristors sont bloqués. T_1 et T_6 sont prêts à être débloquent pour $\theta = \psi + \pi/3$.

Lors de ce deuxième type de fonctionnement: $\alpha = 2\pi/3 + \psi - \theta_2$

Les tensions s'annulent lorsque ψ atteint $5\pi/6$ car alors la tension aux bornes de l'ensemble des deux thyristors Th_1 et Th_5 qu'il faut débloquer simultanément cesse d'être positive.

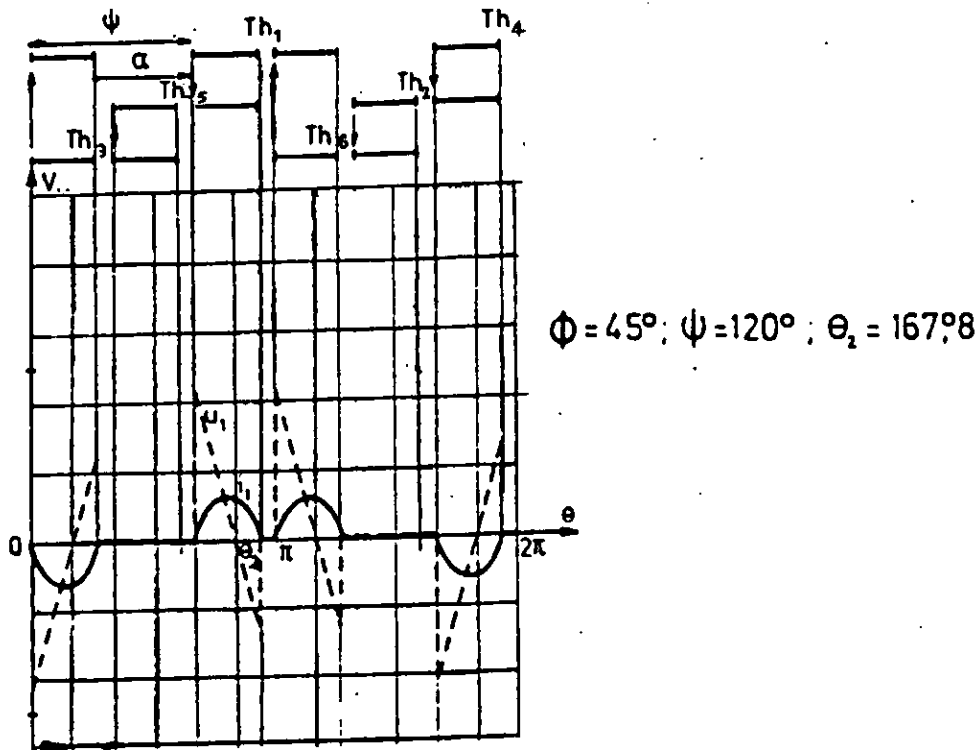


Figure VI.5-b Forme d'ondes lors du débit sur un récepteur R-L
(2 ou 0 redresseurs conducteurs)

VI.4 Simulation de l'ensemble Machine asynchrone-Gradateur

Cette simulation est faite à partir de travaux effectués au GREEN. Elle est fondée sur la décomposition du système global en deux sous ensemble, l'un régit par des équations différentielles, intégrales ou algébriques et l'autre par des équations logiques. Elle débouche sur une procédure systématique des changements de modèles.

VI.4.1 Hypothèses de travail

- Les thyristors sont assimilables à des interrupteurs parfaits,
- La saturation, les pertes dans le fer sont supposées négligeables,
- La machine asynchrone sera supposée symétrique et les harmoniques d'espace seront négligés

VI.4.2 Modèle des générateurs d'impulsion

Le montage gradateur étudiés est constitué de six thyristors avec générateurs d'impulsions synchronisés sur le réseau. Ces générateurs sont dits à "coïncidence" c'est à dire qu'une impulsion est générée quand la fonction de commande FCR coupe les courbes d'allumage ALM(J) synchronisées sur le réseau.

Les courbes d'allumages de deux thyristors d'une même phase étant décalées de π peuvent être représentées par deux fonctions ALM1 et ALM2 respectivement pour les thyristors tête et bêche.

$$ALM1 = -A.(X - JX.2\pi/3 - \pi)$$

$$ALM2 = -A.(X - JX.2\pi/3 - 2\pi)$$

$$A = V_A/\pi \quad (V_A \text{ tension maximale de commande } 5 \text{ volts}).$$

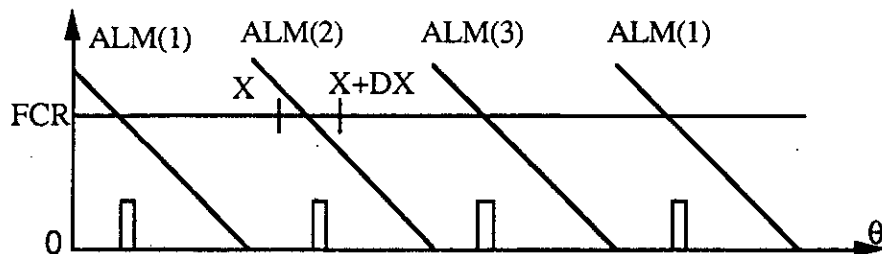


Figure VI.6 Courbes d'allumage ALM(J) et fonction de commande

VI.4.3 Modèle du gradateur

La source triphasée montée en étoile est reliée à la charge, elle-même montée en étoile par six thyristors connectés deux à deux en anti-parallèle, donc assimilable à trois liaisons bidirectionnelles. Dans ce cas il y'a identité entre le vecteur de courants de source, celui des courants dans la charge et celui des courants dans les redresseurs. L'emploi de ces matrices de connection [55] ne nécessite donc aucune hypothèse simplificatrice et l'on aura immédiatement:

$$[C] = [C]^T = \begin{bmatrix} C_1 & 0 & 0 \\ 0 & C_2 & 0 \\ 0 & 0 & C_3 \end{bmatrix}$$

où les variables C_i ont la valeur 1 quand l'un ou l'autre des thyristors reliés à la phase i de la charge est conducteur..

On aura donc:

$$[I_s] = [C][I_c]$$

et

$$[V_c] = [C]^T [V_s]$$

$[V_c]$, $[V_s]$: tensions aux bornes de la charge et de la source.

$[I_c]$, $[I_s]$: courants de la charge et de source.

VI.5 Mise en équation des différents modèles de la machine asynchrone alimentée par gradateur

Les montages gradateurs étudiés étant ceux à neutre relié et isolé, nous pourrions rencontrer les différents modèles ci dessous:

- trois phases alimentées modèle 3
- deux phases alimentées modèle 2
- une phase alimentée modèle 1
- aucune phase alimentée modèle 0

Il est clair que pour le montage à neutre isolé le modèle 1 n'existe pas.

Le modèle 3 est traité par les composantes h , α , β ; les modèles 1 et 2 par les composants 1 , γ , β et le modèle 0 directement en grandeurs de phases rotoriques.

Notons:

$$\sigma_3 = 1 - M_2^2 / L_3 L_T$$

$$\sigma_1 = 1 - M_1^2 / L_S L_T$$

$$M_1 = M \sqrt{2/3}$$

$$M_2 = M / \sqrt{3}$$

$$M_3 = \sqrt{2} M_s$$

$$L_S = L_S - M_S$$

$$L_T = L_T - M_T$$

$$L_3 = L_S + M_S$$

M : mutuelle cyclique entre stator et rotor

M_s : inductance mutuelle entre deux phases du stator

M_r : inductance mutuelle entre deux phases du rotor

L_S : inductance propre d'une phase statorique

L_T : inductance propre d'une phase rotorique

VI.5.1 Equations du modèle 3

Ce régime correspond à la présence de termes égaux à 1 dans la matrice de connexion. Dans ce cas on utilise les composantes h, α et β de Concordia pour les phases statoriques et les composantes d et q ramenées au stator pour les phases rotoriques.

Les équations sont alors:

- pour le montage avec neutre relié à celui de la source:

$$V_h = R_s i_h + L_h \frac{d}{dt} i_h \quad (a)$$

$$\frac{d}{dt} [I] = [K_3] \{ [V] - [R][I] \} \quad (b)$$

$$\text{avec } [I] = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad [V] = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$[K_3] = 1/\sigma \begin{bmatrix} 1/L_s & 0 & -M/L_s L_r & 0 \\ 0 & 1/L_s & 0 & -M/L_s L_r \\ -M/L_s L_r & 0 & 1/L_r & 0 \\ 0 & -M/L_s L_r & 0 & 1/L_r \end{bmatrix} \quad [R_3] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & M\dot{\theta} & R_r & L_r\dot{\theta} \\ M\dot{\theta} & 0 & L_r\dot{\theta} & R_r \end{bmatrix}$$

Le couple moteur étant donné par la relation classique

$$C_{\text{mot}} = p_1 \cdot M (i_d \cdot i_\beta - i_q \cdot i_\alpha)$$

Lorsque la machine est alimentée en étoile sans connexion du neutre à celui de la source, l'équation (a) disparaît et la système est régi par l'équation (b) uniquement.

VI.5.2 Equation du modèle 2

Ce régime correspond à la présence de deux termes égaux à 1 dans la matrice de connexion.

Dans ce cas l'utilisation des composantes $(1, \gamma, \beta)$ conduit à une matrice inductance constante et décomposable en sous matrices diagonales. L'inversion de cette matrice est donc immédiate et conduit à:

$$d/dt [I] = [K_2] \{ [V] - [R][I] \}$$

avec

$$[I] = \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\beta \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad [V] = \begin{bmatrix} V_\gamma \\ V_\beta \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$[K_2] = \begin{bmatrix} 1/\sigma L_3 & 0 & -\mathcal{M}_2/\sigma L_s L_3 & 0 \\ 0 & 1/\sigma L_s & 0 & -\mathcal{M}/\sigma L_s L_r \\ -\mathcal{M}_2/\sigma L_s L_3 & 0 & 1/\sigma L_r & 0 \\ 0 & -\mathcal{M}/\sigma L_s L_r & 0 & 1/\sigma L_r \end{bmatrix}$$

$$[R_2] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & \mathcal{M}\dot{\theta} & R_r & L_r\dot{\theta} \\ \mathcal{M}_2\dot{\theta} & 0 & L_r\dot{\theta} & R_r \end{bmatrix}$$

Quand à la tension aux bornes de la phase non alimentée elle se calcule par

$$V_1 = (\mathcal{M}_3, \mathcal{M}_1) \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_y \\ i_d \end{bmatrix}$$

Quand au couple moteur il devient alors, puisque $i_1 = 0$,

$$C_{\text{mot}} = p_1 \cdot (M_1 i_d \cdot i_\beta - M_2 i_q \cdot i_\gamma)$$

Pour le montage à neutre isolé on aura $i_\gamma = 0$ et les matrices $[K_2]$ et $[R_2]$ deviennent:

$$[K_2] = \begin{bmatrix} 1/\sigma L_s & 0 & -\mathcal{M}/\sigma L_s L_r \\ 0 & 1/\sigma L_r & 0 \\ -\mathcal{M}/\sigma L_s L_r & 0 & 1/\sigma L_r \end{bmatrix}$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ \mathcal{M}\dot{\theta} & R_r & L_r\dot{\theta} \\ 0 & L_r\dot{\theta} & R_r \end{bmatrix}$$

L'expression du couple devient : $C_{mot} = n.M(i_d.i_\beta)$

Les tensions sont données par:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_\gamma \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} \mathcal{M}\dot{\theta} / L_r & R_r / \sigma_1 L_r & \dot{\theta} / \sigma_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\beta \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} -\mathcal{M}_1 \\ \mathcal{M}_2 \end{bmatrix}$$

VI.5.3 Equations du modèle 1

Dans ce cas seul une phase est alimentée et la matrice de connection ne contient alors qu'un seul 1. Seules interviennent les équations du montage avec neutre relié. On doit donc résoudre l'équation:

$$d/dt [I] = [K_1] \{ [V] - [R][I] \}$$

avec:

$$[I] = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad [V] = \begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$[K_1] = \begin{bmatrix} 1/\sigma_3 L_s & -\mathcal{M}_1 / \sigma_3 L_s L_r & 0 \\ -\mathcal{M}_1 / \sigma_3 L_s L_r & 1/\sigma_3 L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

$$[R_1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_r & L_r \dot{\theta} \\ -M_1 \dot{\theta} & -L_r \dot{\theta} & R_r \end{bmatrix}$$

Quand aux tensions aux bornes des phases non alimentées elles sont données par:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = [A] \left\{ \begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - [R_1] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} \right\}$$

avec:

$$[A] = \begin{bmatrix} (M_3 L_r + M_2 M_1) / \sigma_3 L_1 L_r & (-M_2 L_1 - M_1 M_3) / \sigma_3 L_1 L_r & 0 \\ 0 & 0 & M / L_r \end{bmatrix}$$

Le couple se réduit dans ce cas à :

$$C_{\text{mot}} = -n \cdot \sqrt{2/3} M \cdot i_1 \cdot i_q$$

VI.5.4 Equations du modèle 0

Ce régime correspond à aucune phase du stator n'est alimentée donc une matrice de connection nulle. Les équations se réduisent à :

$$d/dt \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R_2 / L_r & \dot{\theta} \\ \dot{\theta} & R_2 / L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = -\sqrt{2/3} \frac{M}{L_2} \begin{bmatrix} R_2 & L_r \dot{\theta} \\ -R_2/2 + \sqrt{3}/2 L_r \dot{\theta} & -L_2/2 \dot{\theta} + \sqrt{3}/2 R_2 \\ -R_2/2 - \sqrt{3}/2 L_r \dot{\theta} & -L_2/2 \dot{\theta} - \sqrt{3}/2 R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

Le couple de la machine est alors nul.

VI.6. Equations de l'automate

L'automate est l'ensemble des variables et équations logiques (liées à des événements physique): existence ou non d'un courant, apparition ou non d'une impulsion,...) qui caractérisent le passage d'un modèle à l'autre.

L'élément C_k aura la valeur 1 lorsque l'un ou l'autre thyristor joignant la phase k de la source à la phase k de la charge sera conducteur.

$$C_k = T_k + T_{k+3}$$

T_k a la valeur 1 lorsque le thyristor k est conducteur.

Un thyristor ne pourra être conducteur que s'il est autorisé à le faire, s'il était déjà conducteur, il le reste tant que le courant dans la phase correspondante de la charge ne s'annule pas; il deviendra conducteur si une impulsion est envoyée sur la gachette.

L'automate du système aura donc les variables logiques suivantes comme entrées:

$I_{AL}(J) = 1$ quand une impulsion est générée par le thyristor J ($J = 1, 6$)
 $= 0$ sinon

$I_{COUR}(J) = 1$ quand il y'a du courant dans le thyristor J
 $= 0$ sinon

$\Pi(K) = 1$ quand il y'a du courant dans la phase K
 $= 0$ sinon

Ces variables nous permettent d'écrire les équations logiques:

$$IGAM^+(K) = IGAM(K).KEPS(K) + IGAM(K).KEPS(K).ICOUR(K+3)$$

$$T^+(J) = T(J).COUR(J) + T(J).IGAM(J).IAL(J)$$

$IGAM^+$ et T^+ sont les nouvelles valeurs des variables; avec

$$IGAM(K)=IGAM(K+3)$$

Les variables de l'automate seront alors

$IGAM(J) = 1$ quand le thyristor J est autorisé à conduire
 $= 0$ sinon

$T(J) = 1$ quand le thyristor j est conducteur...
 $= 0$ sinon

La figure VI.7 représente l'articulation du système analogique et l'automate

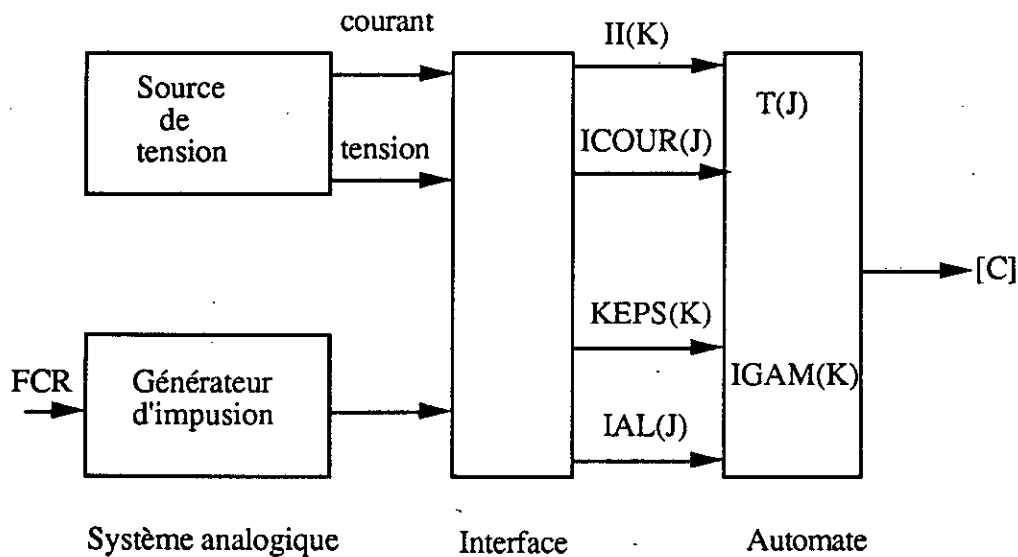


Figure VI.7 Structure du système analogique et l'automate

VI.7 Organisation du programme général de simulation Machine-Gradateur

Le programme générale de simulation est structuré à partir d'une méthode générale mise au point au laboratoire G.R.E.E.N [53], [56].

Dans la machine à induction, le programme est constitué par deux sous programme principaux (ASMOT et GRAD). Chacun de ces sous programme est constitué de soubrotines. L'organigramme général est représenté par la figure VI.8.

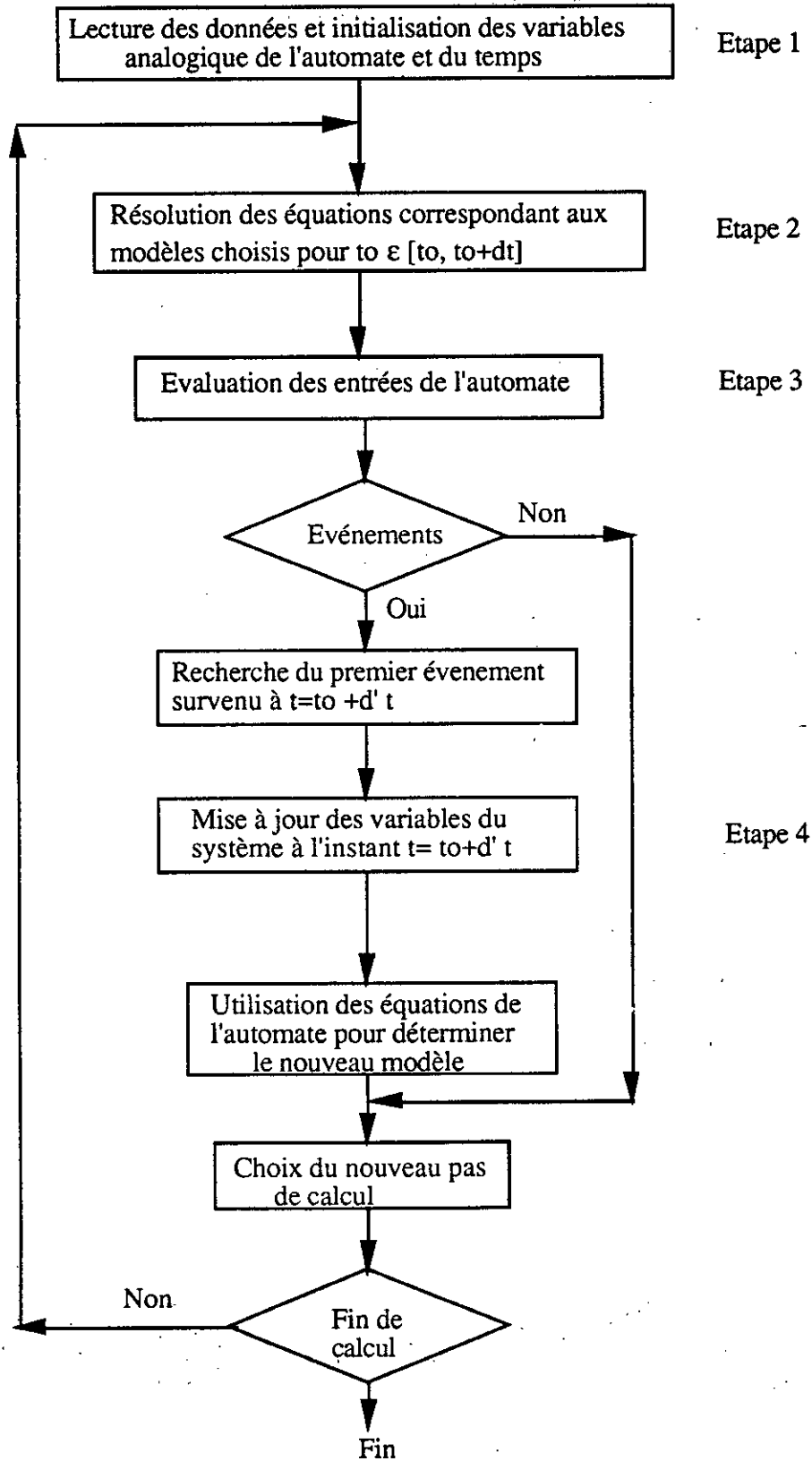


Figure VI.8 Organigramme générale de simulation

VI.7.1 Structure du sous programme ASMOT

Le sous programme ASMOT commence par un choix de régime de conduction du moteur asynchrone, fondé sur l'examen de la matrice de connexion et continue par l'appel d'un des sous programme suivants:

- trois phases sont alimentées PARK1 ou PARK2
- aucune phase n'est alimentée RIEN

PhAN ou PhA

- deux phases alimentées : PhBN ou PhB
PhCN ou PhC

PhAB

- une phase alimentée : PhBC
PhCA

L'indice N est relative aux montages avec neutre relié.

Les sous programmes PhA, PhB, PhC, PhBC et PhCA permettent de faire les changements de variables pour introduire les composantes 1 , γ , β et font appel aux sous programmes KUTR1N ou(KUTR1) et KUTR2 qui résolvent les équations respectives aux modèles 2 et 3.

Le sous programme ASMOT se termine par la résolution de l'équation mécanique du système figure VI.9. Les sous programme PARK et KUTR font appel à un sous programme Volt qui calcul les tensions secondaires du gradateur en fonction des tensions de la source et de la matrice de connexion [C].

Les entrées de ASMOT sont les suivantes:

- les paramètres de la machines asynchrone,
- X, DX instant (en radian) au début de l'intégration et pas d'intégration
- C: matrice de connexion
- SENX : tableau de sortie à l'instant X, regroupant les trois courants et trois tensions aux bornes de la machine et les trois tensions de la source.
- PROX : vecteur regroupant les trois courants de source et les dérivées , les dérivées des courants de charge, le couple, la vitesse et l'angle de rotation.

Les sorties de ASMOT sont regroupées dans le tableau SENDX : sortie en X+DX

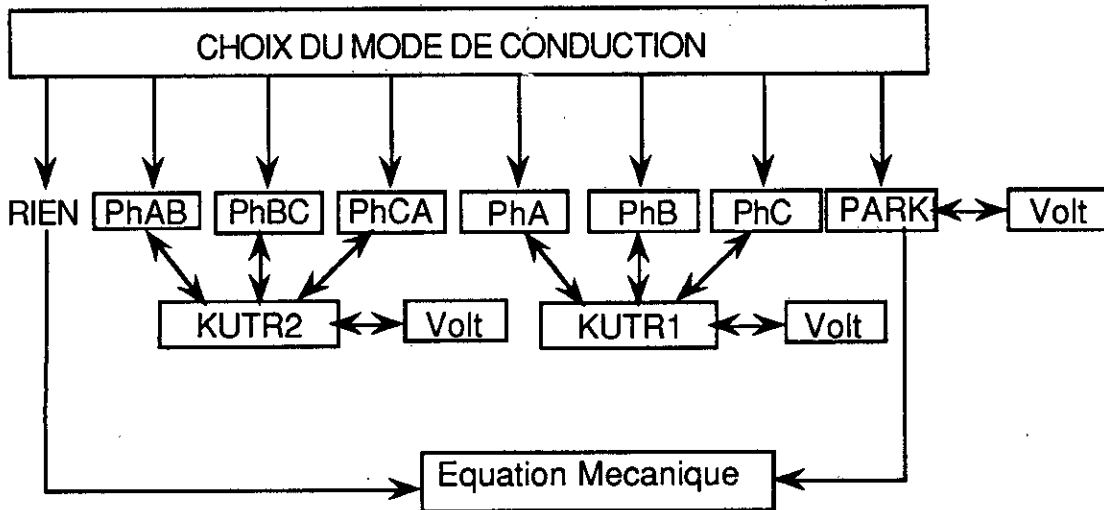


Figure VI.9 Structure du sous programme ASMOT

VI.7.2 Structure du sous programme GRAD

Le sous programme est composé de trois blocs principaux: RECHEV, AUTO et MATCON qui ont chacun un rôle bien défini figure V.10.

- RECHEV : assure la recherche d'événements survenus au cours du pas de calcul.
- AUTO: gère le processus assurant le changement de l'état de conduction des thyristors.
- MATCON: assure le passage de X à DX, calcul la matrice de connexion et le nouveau pas de calcul.

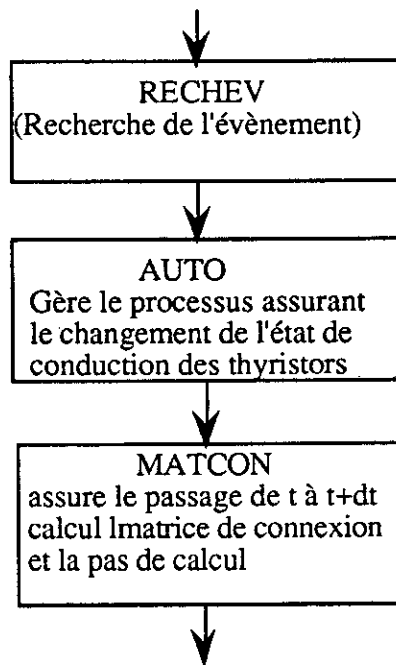


Figure VI.10 Structure générale du sous programme GRAD

VI.8 Etude par simulation du fonctionnement d'une machine asynchrone alimentée par gradateur

La simulation que nous venons de présenter est considérée comme un outil puissant de comparaison à une expérimentation effectuées dans des conditions similaires. Elle permet l'analyse des systèmes dont l'étude par les méthodes analytiques classiques est difficilement réalisable particulièrement en régime dynamique. Notre but étant bien sûr de valider notre identification lorsque la machine est alimentée par une source de tension non sinusoïdale. Notre travail étant axé sur l'identification des paramètres de la machine asynchrone à cage (rotor non accessible), l'étude des différents modèles de conduction possibles montre que lorsque le neutre est relié à la source, le nombre de paramètres à identifier est plus important (R_s , L_s , L_r , \mathcal{M} , \mathcal{M}_s , \mathcal{M}_r). Le rotor étant toujours en court circuit il est difficile de déterminer \mathcal{M}_s et \mathcal{M}_r . Par contre le montage sans neutre nécessite un nombre moins important de paramètres et donc plus facile à déterminer. C'est pour cela que nous avons opté pour la montage sans neutre dont le modèle mathématique ne nécessite que la connaissance des inductances cycliques et des résistances statorique et rotorique.

Les paramètres de la machine trouvés par une méthode d'identification sont utilisées dans le modèle mathématique afin de reproduire par simulation les variables d'état du système. Il est clair que l'intérêt de cette simulation peut s'étendre à d'autres phénomènes tel qu'une analyse harmonique ou les caractéristiques externes couple vitesse etc....

VI.9 Comparaison des résultats simulés et expérimentaux

Les résultats présentés ici montrent que la simulation numérique donne accès aux différentes grandeurs utiles rencontrées dans un système complexe, fortement non linéaire. Dans notre cas on s'intéressera surtout aux formes et aux amplitudes du courant et de la tension dans la machine.

Les paramètres identifiés par la méthode du modèle sont introduits dans le programme de simulation pour comparer les résultats pratiques et ceux obtenus par calcul. Nous considérons ici la transition lors du démarrage du moteur après une mise sous tension brutale avec différentes valeurs de l'angle de commande α .

A partir des essais pratiques on remarque que pour des valeurs faibles de l'angle α l'allure du courant et de la tension est presque sinusoïdale. La valeur efficace du courant

fondamental est grande devant celles des courants harmoniques et le schéma électrique utilisé est toujours valable. Pour des valeurs élevées de α , la forme de la tension et du courant est dégradée. Les valeurs des courants harmoniques ne seront plus négligeables devant celle du fondamental. Dans ce cas les pertes deviennent plus importantes et le modèle choisi n'est plus suffisant.

Une étude comparative des différents signaux relevés expérimentalement et ceux obtenus par simulation lorsque la machine est alimentée par gradateur nous permet de conclure quant à la généralisation de notre méthode Fig.VI.11 , VI.12.

On constate effectivement que les résultats pratiques sont très proches de ceux calculés tant que l'angle de commande n'est pas très grand. Pour des valeurs élevées de α on constate que l'amplitude du courant calculé atteint parfois le double de celui mesuré.

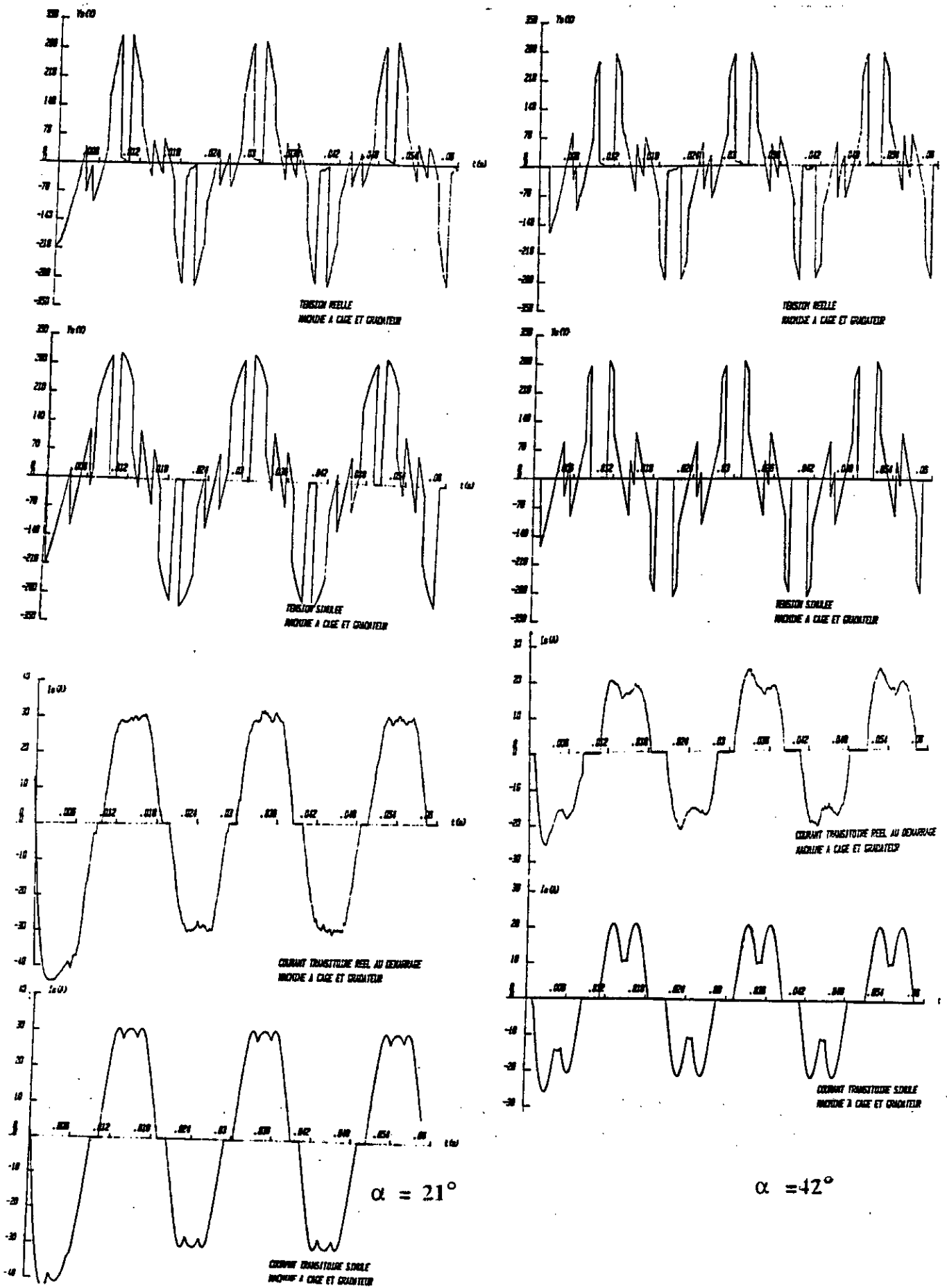
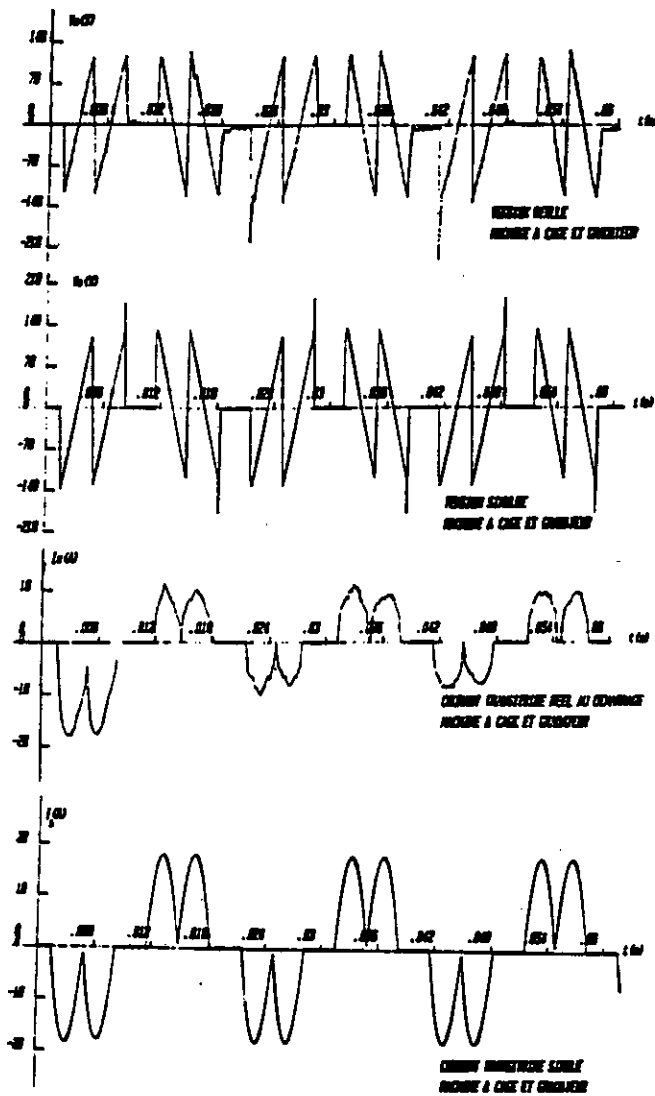


Fig.VI.II Comparaison des relevés simulés et expérimentaux pour différentes valeurs de α



$\alpha = 56^\circ$

Fig.VI.12 Comparaison des relevés simulés et expérimentaux pour différentes valeurs de α

Conclusion:

L'alimentation du moteur asynchrone à fréquence fixe et à tension variable non sinusoïdale permet de valider les méthodes d'identification proposées. Notre choix s'est porté sur le gradateur dont les performances du point de vue énergétique et comportement harmonique sont les moins satisfaisantes. La simulation de l'ensemble machine-gradateur a permis d'obtenir la forme des tensions et des courants afin de les comparer aux résultats expérimentaux. Pour des valeurs faibles de l'angle de commande α , les résultats obtenus sont très satisfaisants. Pour des valeurs élevées il existe une différence au niveau de l'amplitude du courant par contre les formes sont identiques. Cette différence s'explique par le fait que pour des angles de commandes élevés, la tension d'alimentation est très déformée et sa valeur est réduite. L'influence des harmoniques par rapport à au fondamental ne sera plus négligeable et le schéma équivalent monophasé proposé n'est plus suffisant. Il est nécessaire dans ce cas de tenir compte des harmoniques importantes par superposition des effets.

Les résultats seront nettement plus satisfaisants dans le cas des alimentations dont la forme de la tension est très proche de celle du réseau tels que les onduleurs.

CHAPITRE VII

**VII Etude d'une commande simple en vue de sa
réalisation**

ETUDE D'UNE COMMANDE SIMPLE EN VUE DE SA REALISATION

Introduction

Les commandes des machines asynchrones deviennent aussi performantes que celles des machines à courant continu . Les avantages économiques et l'évolution des convertisseurs de fréquence permet au moteur asynchrone de devenir plus souple et de prendre peu à peu le pas sur le moteur à courant continu.

Cette souplesse est étroitement liée à la manière dont est alimenté le moteur ainsi que la connaissance précise du modèle de la machine (identification). L'association d'un variateur particulier lui confère des propriétés mécaniques similaires à celles du moteur à courant continu avec de meilleures performances. Avec le contrôle vectoriel de flux, le moteur asynchrone est capable d'offrir un surcouple deux à trois fois plus grand que son couple nominal. Ceci, même lorsqu'il est à l'arrêt. Et le temps pour passer du couple nul au couple maximal, correspondant au temps de réponse au niveau du courant, est de l'ordre de la milliseconde. Côté régulation de vitesse, l'erreur peut être de l'ordre de jusqu'à 0,01% de la vitesse nominale.

Le transfert de l'expérience du contrôle de la machine à courant continu vers les machines à courant alternatif a posé de nombreuses difficultés. Dans la machine à courant alternatif le découplage naturel entre flux et le couple n'existe plus. En régime transitoire, le comportement de la machine à courant alternatif est le résultat de la combinaison de nombreuses grandeurs qui varient à des vitesses différentes. Nous allons dans ce qui suit rappeler les différents types de commandes et faire l'étude complète d'une commande directe simple en vue de sa réalisation.

VII.1 Principe de commande

L'expression du couple en régime permanent en faisant intervenir le flux magnétique, s'écrit:

$$C_{em} = k\phi_s^2 \frac{\omega_r}{1 + (\sigma\tau_r\omega_r)^2}$$

avec

$$k = (3/2)p_1 \frac{M^2}{L_s^2 R_r}$$

Dans certains cas le terme $\sigma\tau_r\omega_r$ est négligeable devant 1 et l'expression devient plus simple:

$$C_{em} = k\phi_s^2 \omega_r$$

Nous pouvons en déduire que, le contrôle du couple C_{em} peut s'effectuer, par variation de la pulsation des courants rotoriques ω_r et par variation du flux électromagnétique ϕ_s .

Le flux ϕ_s intervient au carré dans l'expression du couple et il est difficile d'imaginer un contrôle à partir de cette variable. C'est une des raisons pour laquelle on préfère le maintenir constant afin d'obtenir une loi linéaire entre le couple électromagnétique C_{em} et la pulsation des courants rotoriques ω_r . Le maintien de ce flux à sa valeur nominale permet au moteur d'évoluer dans de bonnes conditions magnétique (pas de saturation) et minimiser les pertes.

VII.2 Contrôle Vectoriel de la machine asynchrone

Le contrôle vectoriel (champ orienté) des moteurs asynchrones est aujourd'hui reconnu comme une technique qui permet d'obtenir une meilleure performance dynamique par amélioration de la précision d'asservissement par rapport aux convertisseurs classiques. Cette technique consiste à choisir un système d'axes et un type de commande qui permettent de découpler le couple et le flux comme dans la machine à courant continu.

Choix des axes:

Trois référentiels particuliers permettent d'obtenir une expression intéressante du couple:

- référentiel lié au flux stator;
- référentiel lié au flux rotor;
- référentiel lié au flux magnétisant;

Découplage des variables:

Le découplage du flux et du couple nécessite l'utilisation d'un microprocesseur qui prend en charge les calculs, en temps réel. Grâce au développement de la micro-informatique, les difficultés rencontrées lors des premières applications au début des années 70, sont maintenant surmontées.

VII.2.1 Types de commandes

La variation de vitesse ou de position de la machine asynchrone nécessite le contrôle de son couple électromagnétique. Or ce dernier dépend du flux magnétique ϕ_s et de la pulsation ω_r des courants rotoriques. L'obtention de ces variables est souvent difficile par la mesure directe et on a recourt souvent à des estimateurs ou à des observateurs de ces variables [57], [58], [59], [60] [61]. On distingue ainsi deux types de contrôle du flux :

a) Contrôle direct:

Le flux considéré est directement mesuré ou estimé à l'aide d'un observateur. La régulation de ce flux revient à imposer la tension ou le courant dans le stator. Les méthodes de reconstitution du flux sont variées. La méthode la plus simple qui vient à l'esprit, consiste à utiliser un capteur de flux placé dans l'entrefer de la machine lors de la fabrication. Certains méthodes relativement simples utilisent les modèles de Park en régime permanent présentant ainsi une dégradation de la valeur reconstituée en régime transitoire. D'autres tiennent compte de toute la dynamique du système mais nécessitent plusieurs capteurs, par conséquent deviennent coûteuses. Des méthodes récentes pallient ces deux inconvénients mais avec en contrepartie une grande complexité et un grand temps de calcul.

-contrôle direct avec reconstitution de flux

Cette méthode consiste à reconstituer le flux statorique par intégration des forces contre électromotrices induites par les composantes du flux ϕ_s ($\phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}$) du modèle diphasé équivalent obtenues en retranchant les chutes de tension résistives au niveau du stator.

Le schéma fonctionnel est représenté sur la figure (VII.1).

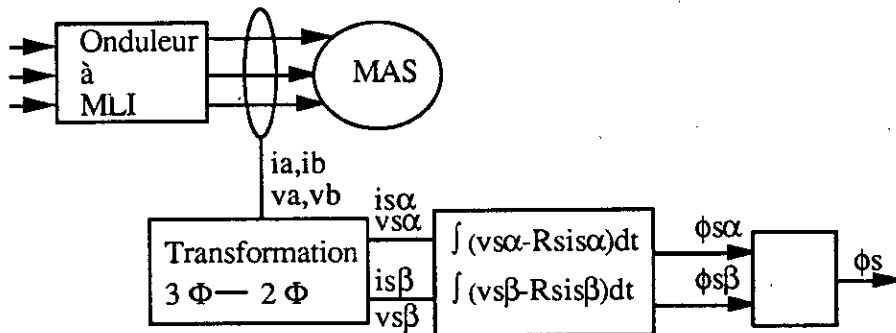


Figure VII.1 Schéma de reconstitution du flux statorique à partir des tensions et des courants d'alimentation

Sa réalisation en circuit analogique peut se faire suivant le schéma de la figure (VII.2).

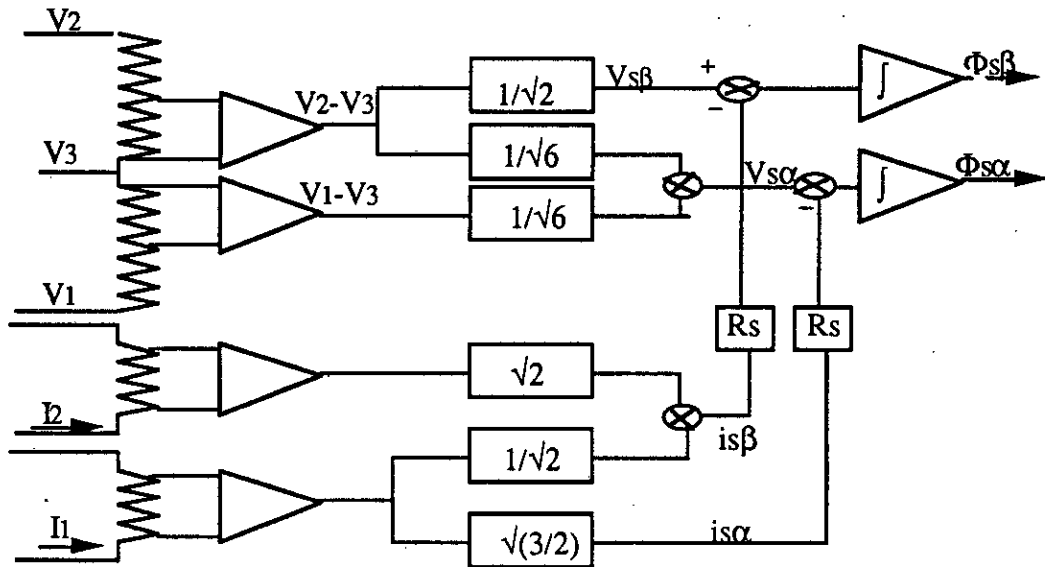


Figure VII.2 Schéma de réalisation analogique

L'avantage de cette méthode, est que les composants $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$ du flux ϕ_s dépendent uniquement de la résistance R_s du stator. Si cette résistance est mesurable facilement avec une bonne précision, nous avons une bonne reconstitution du flux ϕ_s , tant en régime permanent qu'en régime transitoire. L'absence de capteur de vitesse permet de réduire, de manière appréciable, le coût de l'installation.

L'inconvénient de cette méthode est qu'elle nécessite quatre capteurs amplificateurs de courants et de tensions et une imprécision aux très basses fréquences d'alimentation due à l'influence importante de la résistance stator lorsque les forces électromotrices sont faibles.

-Contrôle direct avec observateur de flux:

Un observateur de flux utilise le modèle complet de la machine asynchrone. Cet observateur nécessite, une modélisation de la machine sous forme d'équation d'état linéaires, ce qui implique soit une linéarisation des équations réelles, soit une décomposition du système en sous-systèmes définies par des constantes de temps très différentes (méthode des perturbations singulières). Au regard des différentes constantes de temps qui caractérisent l'évolution des différentes grandeurs électromécaniques, on peut dissocier le système en sous systèmes caractérisés par des variables très lentes (vitesse) des variables lentes (flux) et des variables rapides (courants) [62]. Cet observateur est influencé par tous les paramètres, mais il est beaucoup moins sensible à l'action individuelle de chacun d'eux. Le filtre de Kalman est une forme particulière d'observateur. Il est moins sensible aux erreurs de modélisation que ne le

sont les estimateurs en boucle ouverte, en contrepartie le volume des calculs est nettement plus important.

b) Méthode indirecte:

Elle consiste à régler la tension ou le courant dans la machine suivant des lois déduites des équations de la machine. Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux rotor mais seulement sa position. Cette position du flux est calculée à partir de la mesure de la vitesse du rotor et d'autres grandeurs accessibles comme les tensions ou les courants statoriques. Elle élimine le besoin d'un capteur de flux (capteur physique ou modèle dynamique) mais nécessite l'utilisation d'un capteur de position du rotor. La précision sur la mesure de ω_r est étroitement liée à celle de la vitesse. Ce qui impose l'utilisation de codeurs numériques de très grande précision (plusieurs centaines d'informations par tour).

Cette technique de commande dépend fortement des paramètres internes de la machine. Particulièrement la constante de temps du rotor qui intervient dans le calcul de la position du flux dans le rotor et des références de courant à appliquer au moteur. Toute erreur sur la détermination de ce paramètre a une influence directe sur le découplage et donc sur la réponse dynamique qui sera mauvaise.

VII.3 Etude et réalisation d'une commande simple par orientation du flux rotorique

Le contrôle de flux par la méthode indirecte a deux inconvénients techniques majeurs. Il nécessite un capteur de position offrant une grande résolution (notons que la moindre perturbation sur l'arbre du moteur perturbe la mesure). Pour les applications qui ne demandent pas une très grande précision au niveau de la vitesse, une nouvelle technique vectorielle a vu le jour. Il s'agit d'un contrôle de l'amplitude et de la phase de l'alimentation du moteur en s'appuyant sur le modèle du moteur. La vitesse est estimée à partir des équations du modèle de la machine sans utilisation de capteur.

Nous allons faire l'étude d'une commande simple utilisant des capteurs de flux placés au niveau de l'entrefer qui permettent d'éviter les problèmes posés par la résistance statorique et améliorer la méthode de commande directe par reconstitution du flux ϕ_s .

VII.3.1 équations de la machine dans le repère du flux statorique

La modélisation la plus adaptée pour l'étude des régimes transitoires des machines à courant alternatif est la modélisation de Park. Les équations obtenues dans un référentiel lié au champ tournant s'écrivent:

$$V_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s \phi_{sq} + p \phi_{sd} \quad (1)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \phi_{sd} + p \phi_{sq} \quad (2)$$

$$0 = R_r i_{rd} - \omega_r \phi_{rq} + p \phi_{rd} \quad (3)$$

$$0 = R_r i_{rq} + \omega_r \phi_{rd} + p \phi_{rq} \quad (4)$$

$$C_{em} = k \cdot \frac{M}{L_r} (i_{sq} \phi_{rd} - i_{sd} \phi_{rq}) \quad (5)$$

VII.3.2 Orientation du flux rotorique

En choisissant un référentiel de Park lié au flux rotorique tel que la composante ϕ_{rq} du flux s'annule, on obtient le système d'axe de la figure (VII.3).

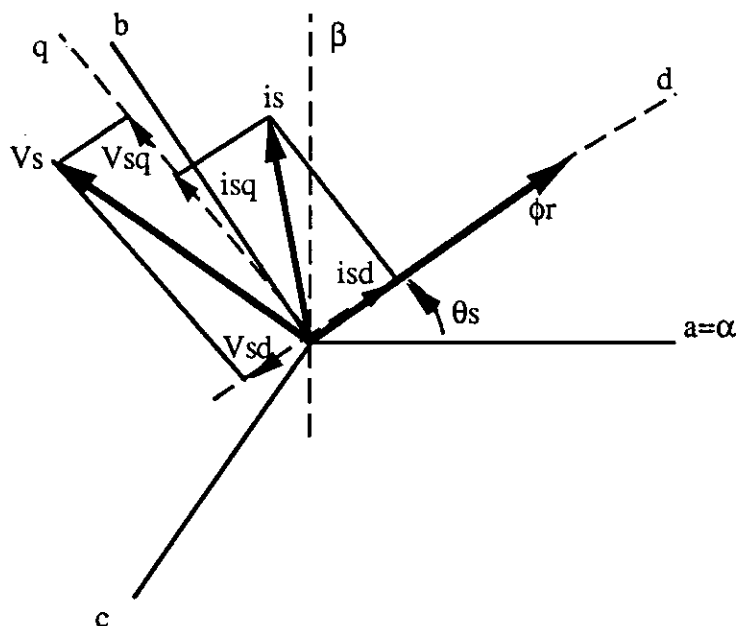


Figure VII.3 Système d'axes (flux rotorique orienté)

a, b, c axes physiques des phases du stator (fixe)

α, β axes biphasés liés au stator (fixe)

d, q axes biphasés liés au flux rotorique ϕ_r (tournant faisant un angle θ par rapport au stator).

Expressions du couple:

L'expression (5) devient

$$C_{em} = k \cdot \frac{M}{L_r} (i_{sq} \phi_{dr}) \quad (6)$$

La relation entre composante ϕ_{rd} du flux rotorique et la composant i_{sq} du courant statorique peut s'écrire:

$$p \phi_{dr} + (1/\tau_r) \cdot \phi_{dr} = \phi_{rd} (M/\tau_r) \cdot i_{ds} \quad (7)$$

L'expression (7) montre que le flux rotorique peut être contrôlé en utilisant la composante i_{ds} . D'après l'expression (6), le maintien de i_{ds} constant permet de maintenir ϕ_{rd} constant et le couple peut être contrôler en utilisant la composante i_{sq} .

Si on exprime le courant en fonction des composantes du flux rotorique et statorique nous aurons:

$$i_{ds} = (1/L_s \sigma) \phi_{ds} - (M/L_s L_r \sigma) \cdot \phi_{dr} \quad (8)$$

A partir des équations (7) et (8) ont obtient une relation liant le flux statorique et le flux rotorique

$$\phi_{ds} = [(L_s \sigma \tau_r / M) \cdot p + (L_s / M)] \phi_{dr}$$

soit

$$\phi_{ds} = (k_2 + k_1 p) \cdot \phi_{dr} \quad (9)$$

avec

$$k_1 = L_s \sigma \tau_r / M \quad \text{et} \quad k_2 = L_s / M$$

L'expression du flux s'écrit:

$$\phi_{qs} = L_s \sigma i_{qs}$$

soit

$$\phi_{qs} = k_3 \cdot i_{qs} \quad (10)$$

avec $k_3 = L_s \sigma$

Ainsi, l'expression du couple électromagnétique devient:

$$C_{em} = K \cdot \phi_r \cdot \phi_{qs} \quad (11)$$

Cette équation montre que le couple électromagnétique peut être contrôlé avec la composante ϕ_{qs} du flux statorique.

A partir des équations 2, 3,4 et 5 et la condition $\phi_{qr}=0$, on peut obtenir la pulsation des courants rotoriques (appelée souvent variable d'autopilotage):

$$\omega_r = \frac{M}{\tau_r \phi_{dr}} i_{qs} \quad (12)$$

Connaissant les valeurs de ϕ_s , $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$ on peut obtenir celles du flux rotorique à partir des l'expressions:

$$\begin{aligned} \phi_r &= L_r/M \cdot (\phi_s - L_s \sigma i_s) \\ \phi_{r\alpha} &= L_r/M \cdot (\phi_{s\alpha} - L_s \sigma i_{s\alpha}) \\ \phi_{r\beta} &= L_r/M \cdot (\phi_{s\beta} - L_s \sigma i_{s\beta}) \end{aligned} \quad (13)$$

$$\phi_r = (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2)^{1/2}$$

$$\theta_s = \arctg(\phi_{r\beta}/\phi_{r\alpha})$$

VII.3.3 Schéma bloc de la commande

Dans la commande vectorielle directe, le flux rotorique et le couple électromagnétique sont contrôlés par contre-réaction. La mesure de ce flux est possible grâce à deux enroulements supplémentaires placés en quadrature l'un par rapport à l'autre suivant les axes α et β de la machine permettant ainsi d'obtenir directement les tensions E_α et E_β sans passer par la transformation biphasée (α, β). Par intégration de ces deux forces électromotrices il est possible d'obtenir le flux et de déduire l'angle de commande θ_s . La précision de la définition du flux dépend ici des paramètres L_s , M et σ qui peuvent être affectés par la saturation du circuit magnétique. La figure VII.4 montre le schéma bloc d'un contrôle direct du flux dans l'entrefer. La mesure directe permet de connaître exactement la position angulaire du flux rotorique. Ce schéma de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement. Son insensibilité vis-à-vis des paramètres fait qu'il est jugé comme un contrôle robuste.

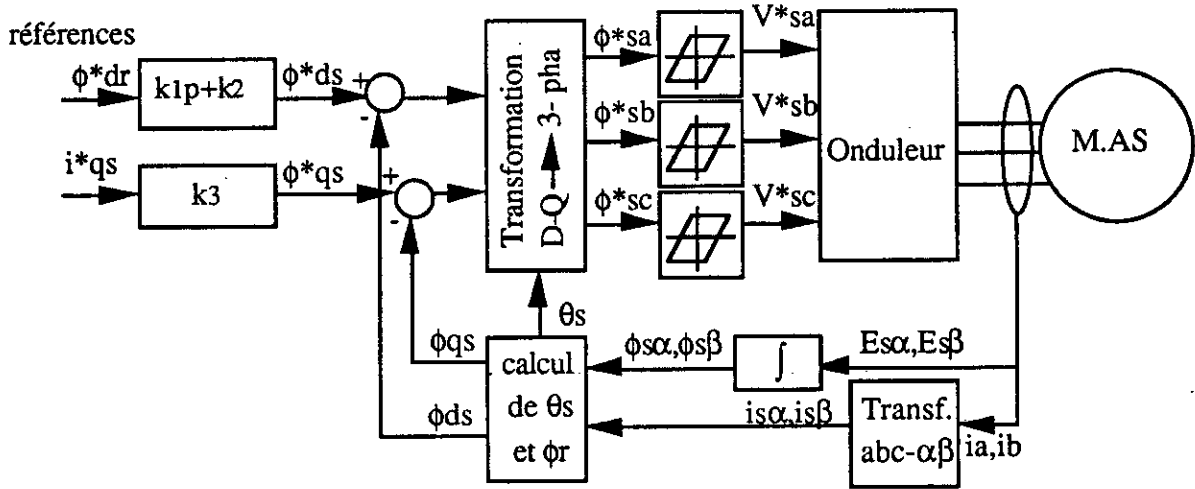


Figure VII.4 Schéma du contrôle avec flux orienté utilisant des capteurs de flux statorique

VII.3.4 Etude et réalisation des capteurs de flux

Nous avons réaliser deux capteurs à l'aide de deux bobines disposées au niveau de l'entrefer de manière à obtenir les deux composantes E_α et E_β du flux statorique. Par intégration de ces forces électromotrices nous aurons les deux composantes du flux au niveau de l'entrefer. La première bobine est en phase avec le bobinage de la phase "a" du stator et la deuxième est disposée de façon à obtenir un angle électrique de 90° avec la première (figure VII.5). Chaque bobine est constituée de 10 spires ce qui nous a permis d'obtenir un rapport de 2,5 entre la tension de phase et celle du capteur.

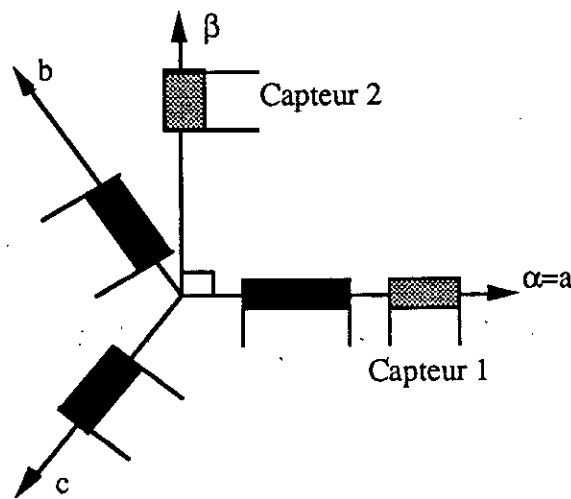


Figure VII.5 Schéma de réalisation des capteurs

a) Essai des capteurs à vide:

1) Essai en régime sinusoïdal

L'enregistrement des tensions au niveau des capteurs α et β lorsque la machine est alimentée par le réseau (tension sinusoïdale) nous a permis de constater que les tensions obtenues sont bien en quadrature de phase et la forme ainsi que l'amplitude du signal sont correctes même pour une tension V_s faible Fig(VII.6).

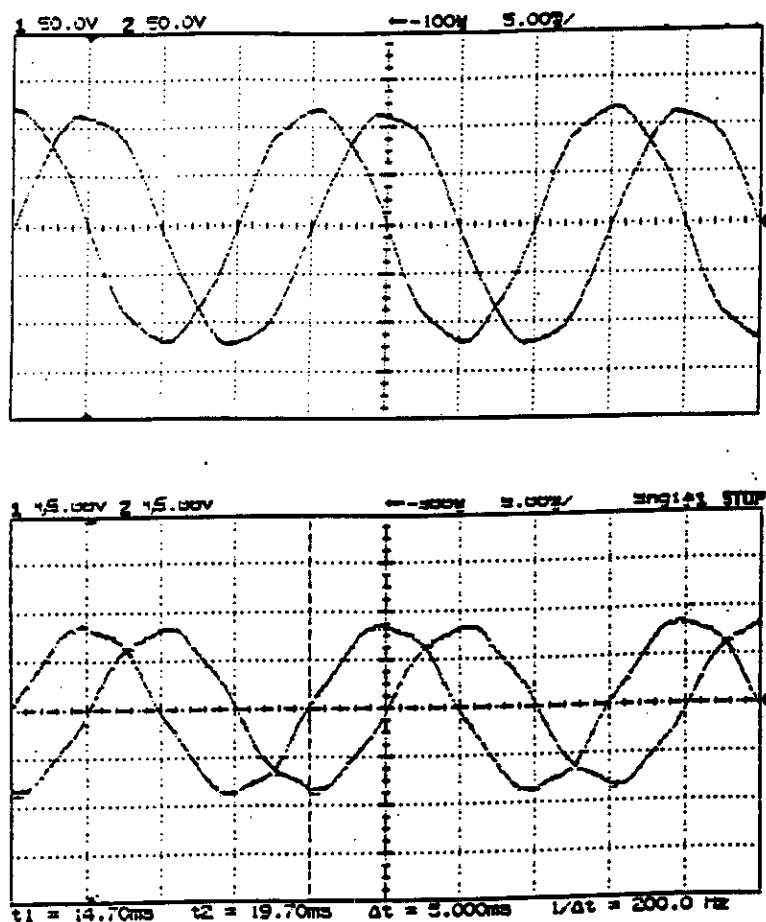


Figure VII.6 Allure des tensions aux bornes des capteurs pour deux niveaux de tension d'alimentation V_s ($V_s=V_n$ et $V_s= 20 V$)

2) Alimentation par gradateur

L'utilisation d'une source non sinusoïdale (Gradateur) pour différentes valeurs de la tension et l'intégration de la force électromotrice au niveau du capteur confirme les résultats trouvés en régime sinusoïdal fig(VII.7).

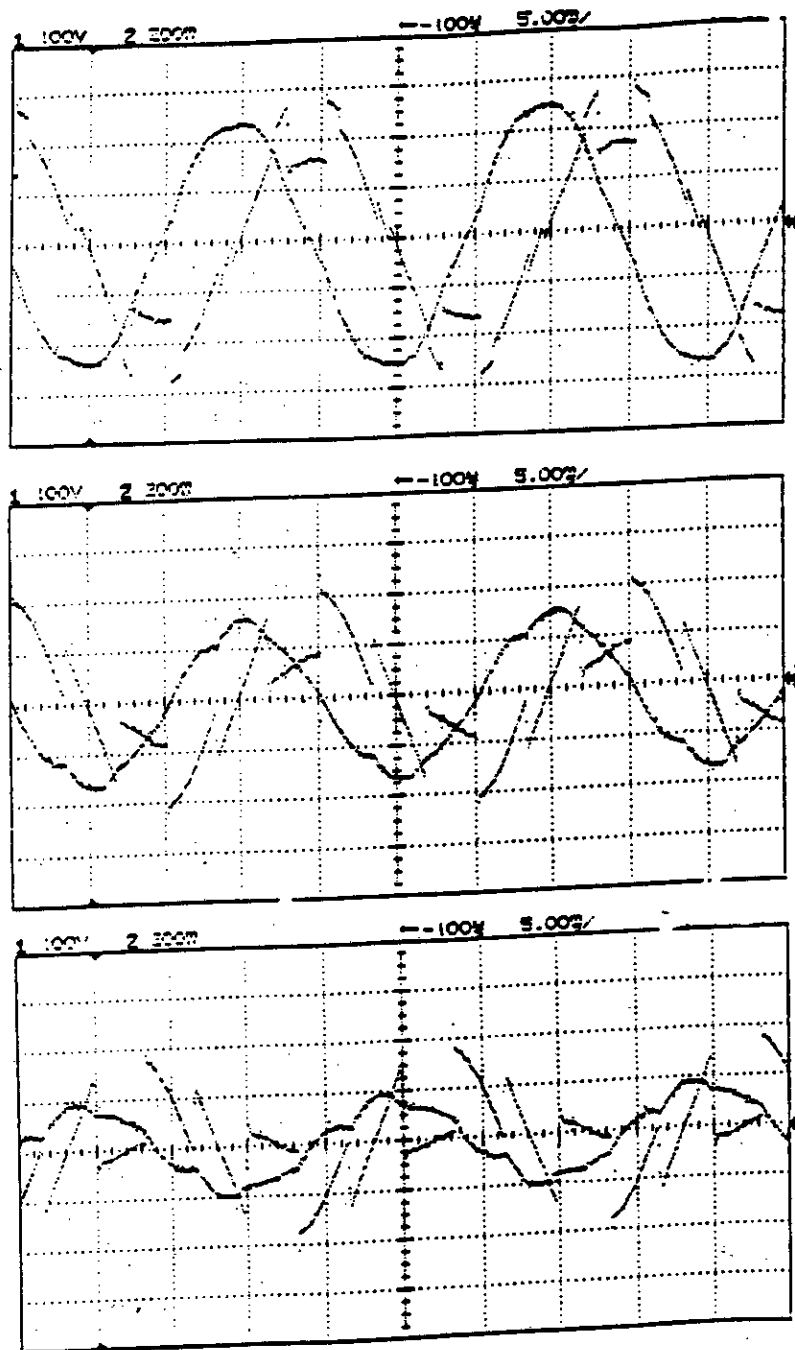


Figure VII.7 Allure des composantes V_α ou ϕ_α au niveau du capteur suivant l'axe α (machine alimentée par Gradateur)

b) Essai en charge:

La machine étant alimentée avec une tension sinusoïdale constante, nous l'avons chargée progressivement et à chaque fois on relève la tension au niveau des capteurs. Nous avons constaté une chute de tension qui augmente avec pour les valeurs élevées du glissement (charge) fig(VII.9). Ce qui confirme que les forces électromotrices relevées au niveau des capteurs correspondent bien à une image du flux résultant dans l'entrefer ($\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$).

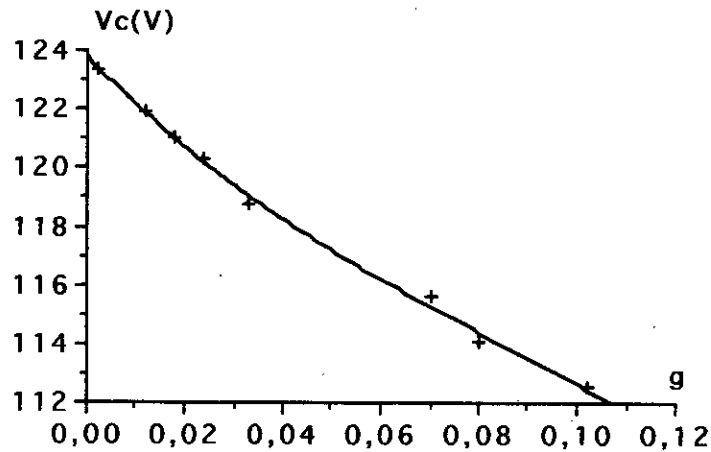


Figure VII. 9 Allure de la variation de la tension au niveau d'un capteur pour une charge variable (la tension d'alimentation $V_s = Cte$)

Conclusion:

Cette méthode simple ne nécessite pas de capteur de vitesse et évite les problèmes posés par la variation de la résistance statorique. La mise en oeuvre des capteurs montre que l'on obtient de façon simple une image des flux (α et β) d'entrefer, cela permet un gain en temps de calcul et une facilité de réalisation pratique de la commande.

Conclusion Générale

Lors de ce travail nous avons fait l'étude des différentes méthodes d'identification paramétrique de la machine à induction à partir des mesures entrée-sortie.

Le but initial étant de revoir les méthodes classiques avec leurs avantages et inconvénients. L'insuffisance des informations et le nombre important des paramètres électromécaniques à identifier font que souvent de nombreux auteurs utilisent des schémas simplifiés où rajoutent des hypothèses supplémentaires. Une étude de la sensibilité du modèle à la variation des paramètres a mis en évidence l'importance des inductances puis la résistance rotorique et en dernier la résistance statorique. Le moment d'inertie agit surtout sur la durée des transitoire tandis que le coefficient de frottement conditionne la valeur du couple résistant lors du fonctionnement à vide.

Pour ne pas particulariser notre étude et rester le plus proche du schéma réel de la machine asynchrone avons choisi un modèle classique en T. Ce modèle de la machine à induction nécessite l'identification de 7 paramètres dont 2 sont mécaniques. Ces paramètres permettent d'aborder la simulation du comportement dynamique de la machine et de s'assurer de la validité des résultats par comparaison avec les relevés expérimentaux.

Dans le chapitre III nous avons présenté une étude théorique et expérimentale du comportement de la machine lorsqu'on l'alimente avec un échelon de tension continue à l'arrêt. Cette méthode statique, souvent appliquée à la machine asynchrone, présente l'avantage d'être facile à mettre en oeuvre. Les constantes de temps électriques statorique et rotorique obtenues sont très éloignées de celles obtenues par des essais en alternative. Ceci confirme la dépendance des paramètres électriques de la fréquence de la source de tension.

Dans le chapitre IV on propose une méthode d'identification basée sur la minimisation de l'erreur entre les sorties calculées et celle obtenues expérimentalement. La recherche du minimum du critère est obtenue grâce à un algorithme utilisant la méthode de Marquardt. Cette méthode possède l'avantage de ne pas dépendre de la solution initiale et de converger plus vite à l'approche de l'optimum. L'essai expérimental choisi pour tester cette méthode est un démarrage à vide sous la tension du réseau et les sorties du modèle à acquérir sont le courant statorique dans une phase et la vitesse rotorique ω . Nous avons obtenus de bons résultats en comparant les courbes identifiées et expérimentales. Il faut noter que la solution obtenue n'est pas nécessairement unique et reste valable tant que la machine est vue du stator.

Une troisième méthode basée sur l'amélioration des méthodes classiques et la mesure de la constante de temps rotorique a été développée au chapitre V. Cette méthode

montre la dépendance des paramètres des conditions de mesure et a permis d'obtenir des résultats satisfaisants en régime dynamique et permanent. Lorsque les variables d'états de la machine sont le courant statorique, la vitesse et le couple électromagnétique, le nombre de paramètres électriques à déterminer se réduit à 4 ($R_s, L_s, T_r, M^2/L_r$). Grâce à des essais appropriés, il est possible de les déterminer avec une précision suffisante. La valeur trouvée pour R_s est différente de celle obtenue en continu et permet de tenir compte des pertes fer. Pour compléter cette méthode nous avons fait une comparaison avec les résultats obtenus par calcul de champ et nous avons constaté une différence aux niveau des réactances trouvées.

Dans le chapitre VI nous avons procédé à une association machine asynchrone-gradateur. L'utilisation de cette source non sinusoïdale a montré que les méthodes proposées restent valables tant que la forme de la tension d'alimentation n'est pas très différente de celle du réseau.

La combinaison des méthodes citées aux chapitres IV et V permettra d'aboutir à des résultats meilleurs. En effet la première permet d'obtenir un vecteur initial très proche de la solution qui servira comme vecteur initial pour la deuxième méthode afin d'affiner les résultats et d'éviter le problème de l'unicité de la solution.

Pour compléter ce travail, il est nécessaire à la base de ce qui a été fait de procéder à une étude de la variation des paramètres identifiés en fonction de la fréquence d'alimentation.

Au chapitre VII nous avons proposé une méthode de commande par mesure du flux à l'aide de capteurs installés au niveau de l'entrefer. Les mesures faites montrent que les capteurs utilisés donnent de bons résultats et peuvent alléger la commande au niveau du calcul et des composants.

Il ressort de cette étude que le problème de l'identification de la machine asynchrone n'est pas simple à résoudre. Mais il est possible d'arriver à de bons résultats en procédant de la manière suivante:

- Choisir le modèle complet proposé au paragraphe V.5.
- Faire la mesure des paramètres statoriques (R_f, L_s, M) en utilisant les essais améliorés (chapitre V) pour une alimentation et un point de fonctionnement donnés.
- Déterminer les paramètres rotoriques en utilisant les équations V.11 et V.12
- Utiliser les paramètres trouvés comme vecteur initial dans une méthode numérique basée sur la minimisation d'un critère de convergence. Dans notre cas nous avons utilisé la méthode Marquardt.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] M. KANT, "Machine asynchrone actionneur d'avenir", RGE, n°6, Juin 1990.
- [2] D. KLEIN, "Le moteur asynchrone en tant qu'actionneur d'asservissement", RGE, n°6, Juin 1990.
- [3] C. G. HONG, G. J. HWANG, "Nonlinear Complex Finite-Element Analysis of squirrel cage induction motor performance", IEE Proc. B, Vol. 138, n°5, September 1991.
- [4] E. VASSENT, "Contribution à la modélisation des moteurs asynchrones par les méthodes des éléments finis, Thèse de Doctorat, ENSIEG, Grenoble, Nov. 1990.
- [5] M. POULOUJADOFF, M. IVANES, "Comparaison des schémas équivalents au moteur asynchrone polyphasé", RGE, Tome 76, n°1, Janvier 1967.
- [6] M. MIHALACHE, "Paramètres de la machine synchrone définition et méthodes de détermination", Rev. Roum. Sci. Tech.-Electrotechn. et Energ., Bucarest 1978, pp. 381-391, 1988
- [7] D. PETROVIC, "Détermination des paramètres des machines tournantes: identification d'une grandeur comportant une somme d'exponentielle", Bull. Direc. Etudes et Recherches, EDE, Serie B, Réseaux Electriques, Matériels Electricité n°1, 1975.
- [8] L. SALVATORE, M. SAVINO "Experimental determination of synchronous machine parameters", IEE Proc., Vol. 128, Pt. B, n°1, July 1981, pp. 212-218.
- [9] B. ADKINS, "The general Theory of Alternating Current Machines", Chapman And Hall, Londres, 1975.
- [10] V. GOURISHANKAR, "Electrotechnical Energy Conversion", International Textbook Company, Pennsylvania, 1965.
- [11] M. KOSTENKO, L. PIOTROVSKI, "Machines électriques", Tome 1, Edition MIR, Moscou 1969.
- [12] A. MAUDUIT, "Machines électriques", Tome 2, Dunod, 1931.
- [13] A. IVANOV-SMOLINSKI, "Machines électriques", Editons MIR, Moscou, 1980.
- [14] J. CHATELAIN, "Machines électriques", Presses polytechniques romandes, 1983.
- [15] G. SEGUIER, F. NOTELET, "Electrotechnique industrielle", Technique et Documentation, 1980.
- [16] R.H. PARK, "Two reaction theory of synchronous machines", Trans AIEE, vol. 8, Juillet 1929, p. 716-727.
- [17] A. REZZOUG, "Contribution à l'Etude de Cryoalternateur à Trois Enroulements", Thèse de Docteur Ingenieur, I.N.P.L. ENSEM, 2Juillet 1979.

- [18] K.P. KOVACS, "On the Theory of Cross-Coupling Experiments In 2 Phase Cylindrical rotor Machines", ICEM 84, pp. 235-238, Lausanne.
- [19] P.VAS, K.E. HALLENIUS, J.E. BROWN, " Cross- Saturation of Smooth Air-Gap Electrical Machines", IEEE Trans., Vol. EC. 1, n° 1, March 1986, pp. 103-109.
- [20] M. POLOUJADOFF, "Influence de la Saturation sur les performances d'un moteur monophasé à bobines ecrans", R.G.E. Tome 86, n° 5, Mai 1977, pp. 399-405.
- [21] D. PIERRE, "Mesures de Puissances", Essais des Machines tournantes, Technique de l'ingénieur, D3.III.
- [22] Ph. Barret, "Détermination des paramètres des machines synchrones par la méthode d'analyse fréquentielle", RGE, Tome 76, n°12, Déc. 67.
- [23] M. KRZYSTYN PAWLUK, "Méthode statistique de mesure des constantes de temps et de réactances d'une machine synchrone", RGE, Tome 71, n°6, Juin 1962.
- [24] S.C. HO, C. C. HONG, G. J. HWANG, "Transient and steady-state performance of a squirrel-cage induction motor", IEE Proc., Vol. 136, Pt. B, n°3, May 1989.
- [25] I. KAMWA, "Contribution à la modélisation des machines synchrones et à leur identification optimale par des techniques de traitement de signal", Thèse Ph. D., Uni. Laval Quebec, Juin 88.
- [26] M. BOUSSAK, " Identification des paramètres d'une machine asynchrone pour le dimensionnement du convertisseur statique associé", Thèse, Univ. Paris 6, Juin 1989.
- [27] S. BELKHODJA, "Identification des paramètres d'une machine asynchrone pour le dimensionnement du convertisseur statique associé", Thèse de Doctorat, INPT, Toulouse, Nov.85.
- [28] B. HOU, L.QU, "Identification of parameters for a synchronous machine using weighted-least squares method", ICEM 1988.
- [29] J.C.TRIGEASSOUN, "Recherche de modèles expérimentaux assistée par ordinateur", Technique et Documentation Lavoisier, 1988.
- [30] A. GOURDIN, M. BOUMAH RAT, "Méthodes numériques appliquées", Technique et Documentation Lavoisier, 1988.
- [31] W.H. PRESS, B.P. FLANNERY, S.A. TEUKOLSKY, W.T. VETTERING, "Numerical recipes, the art of scientific computing", Cambridge University Prew, CAMBRIDGE.
- [32] J. LEGRAS, "Algorithmes et programmes d'optimisation non linéaire avec contraintes", Edition Masson., Paris, 1980.
- [33] M.J.D. POWELL, "A method for Minimizing a sum of squares of Non-Linear Functions Without Calculating Derivatives", Computer J., 7, 303-307, 1965.
- [34] R. FLETCHER, M.J.D. POWELL, "A Rapidly Convergent Descent Method for Minimisation", Computer J.,6, 1963-1968, 1963.

[35] D.M. MARQUARDT, "An algorithm for least-squares estimation of non-linear parameters", *J.soc. Indust. Appl. Math.*, 11, pp431-441, 1963.

[36] A.P. Xhuvani, "Modélisation et identification des paramètres d'une machine synchrone destinée à être alimentée par un convertisseur", Thèse de Doctorat, INPT, Toulouse, Sep.1989.

[37] N.KHENFER, A. FAIDALLAH, A. REZZOUG, " La méthode de Marquardt appliquée à l'identification des paramètres de la machine à induction", IASTED, Innsbruck, Austria, Fev. 1992.

[38] B. SZABODOS, J.H. DABLEH, R.D. FINDLY, "Measurement of the torque-speed characteristics of induction motors", *IEEE on Power Engineering*, pp 47-48 Vol. 10, Sept. 90.

[39] C.WANG, W.DONALD, "An automated rotor time constant measurement system for indirect field-oriented drives", *IEEE Trans. on industry application*, Vol. 24, n°1, January/February 1988.

[40] M. BOUSSAK, C.A. CAPOLINO, "Recursive least squares rotor time constant identification for vector controled induction machine".

[41] R. SCHMIDT, "On-line identification of the secondary resistance of an induction motor in the low-frequency rang using a test vector", ICEM 1988.

[42] N. KHENFER, A. REZZOUG, E.J. GUDEFIN, F. MEIBODY-TABAR, "Identification of asynchronous machines experimental methods and results", ICEM 92, Sept.92, MANCHESTER.

[43] F. NOTELET, "Régimes transitoires des courants et du couple du moteur asynchrone triphasé", Thèse de Docteur es-Sciences Physiques, Lille 1, 24 Juin, 1975.

[44] P.L. ALGER "The nature of induction machines", Gordon and Breach Sciences Publishers New York, 1965.

[45] R. IBTIOUENE, N. KHENFER "Etude thermique expérimentale d'un moteur asynchrone à rotor massif", JTEA 89 Hammamet, Dec 1989.

[46] S. WILLIAMSON, M.J. ROBINSON, "Calculation of cage induction motor equivalent circuit parameters using finite elements", *IEE Proc. B*, Vol. 138, n°5, Sep 1991, pp. 264-276.

[47] P. SEQUEIRA, "Calcul des éléments du schéma équivalent du moteur asynchrone par des éléments finis", Rapport de stage, ENSEM, 1991.

[48] P. MANFE, J. SAINT-MICHEL, " Elements de calcul des machines asynchrones", LEROY SOMER 1991.

[49] B.J Chalmers, S.A. HAMED, "Analysis of variable-voltage controlled induction motors", *IEE Proc.*, Vol. 137, Pt. B, n°3, May 1990.

[50] H.R. FUDEH, C.M. ONG, "Modeling and analysis of induction machines containing space harmonics", Part I, *IEEE Vol. Pas-102*, n°8, August 1983.

- [51] J.F. GIERRAS, "Analysis of multilayer rotor induction motor with higher space harmonics taken into account", IEE Proc.-B, Vol. 138, n°2, March 1991.
- [52] K. ASISH, J. BERG, " Digital simulation of three-phase induction motors", IEE Transactions On Power Apparatus and systems", vol. PAS-89, n°6, July/August 1970.
- [53] R. LE DOEUFF, E. GUDEFIN, " Modélisation en vue de leur simulation des machines asynchrones alimentées par des convertisseurs statiques", C.R.A.S 18 Février 1989.
- [54] N. KHENFER, R.IBTIOUENE, A.REZZOUG, "Steady-state performance of SCR-Controlled solid rotor induction motors", IASTED, ZURICH, July 1991.
- [55] R. Le DOEUFF, " La simulation numérique des ensembles convertisseur-machines-commande", RGE-n°6, Juin 1992.
- [56] M.D. SIDIBE, "Contribution à l'étude de l'association gradateur triphasé-machine asynchrone", Thèse de Docteur-Ingénieur, ENSEM-INPL, NANCY, MARS 1983.
- [57] U. BAADER, M. DEPENBROCK, " Direct self control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine: A basis for speed control without speed measurement", IEEE Transactions On industry Applications, Vol-28, N°3. May/June 1992.
- [58] E. AKIN, H. BÜlent, M. Yildirim, " Vector Control of Induction Motor Through Rotor Flux Orientation With Stator Flux Components as Reference" , ICEM 92, Manchester.
- [59] D. ZINGER, F. Thomas A. LIPO, " A Direct Field Oriented Controlled For Induction Motor Drives Tapped Stator Windings", IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 5 n° 4, October 1990.
- [60] L. GARCES, "Parameter Adaptation for the Speed-Controlled Static AC drive With a Squirrel-Cage Induction Motor", IEEE Trans. IA, Vol. IA-16, n° 2, March/April 1980, pp. 173-178.
- [61] D.S. WIJESUNDERA, R.D. JACKSON, " Observers for Field-Oriented Control of Induction Motor Drives", IEE Proceeding-B, Vol. 139, n° 4, July 1992.
- [62] C. IUNG, J. FAUCHER, R. REZZOUG, O. TOUHAMI, N. KHENFER, "Identification paramétrique: Application aux Machines Electriques", G.D.R, Toulouse, 8 juin 1993.

Résumé:

Le contrôle de toute machine électrique est basé sur un modèle caractérisé par un ensemble de paramètres. Dans ce travail on propose et on compare différentes méthodes d'identification des modèles de la machine asynchrone. Le problème principal consiste à choisir un modèle et à en identifier les paramètres pour traduire au mieux les comportements de la machine durant les différents régimes de fonctionnement. Compte tenu du comportement non linéaire des matériaux magnétiques les méthodes classiques ne donnent pas de résultats satisfaisants et tout particulièrement en régimes dynamiques. Une amélioration de ces tests est obtenue grâce à l'exploitation des régimes permanents et des régimes transitoires. Une attention particulière est accordée à la constante de temps rotorique qui occupe une place importante lors du contrôle des machines. Nous proposons un essai en transitoire qui permet de l'obtenir avec une bonne précision. La détermination des paramètres mécaniques est faite séparément.

Abstract:

In order to control an induction motor, one has to set an adequate model and to determine the values of its parameters. We propose and compare different methods of identification. The main problem is to identify a sufficient number of parameters, with a sufficient accuracy, to be able to foresee the behaviour of the machine whatever its mode of operation is. The first step consists in choosing an equivalent electrical scheme and determining the values of the parameters thanks to experimental studies. Taking into account the non linearity of the ferromagnetic parts, the classical tests give bad results, specially for dynamical behaviours. The specific tests, that we have developed, are then more convenient. In the model of the machine used in a control system, the time constant of the rotor appears as a main parameter. We propose transient voltage tests which give good results for the determination of this time constant. The mechanical parameters are found separately.
