République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université de Batna



Faculté de Technologie Département d'Électrotechnique

<u>Thèse de</u>

Doctorat en Sciences en Électrotechnique Option : *Commande Electrique*

Présentée par :

Mme BENLARBI Keltoum Magister en Electrotechnique de l'Université de Batna

Maître Assistant A, Université de Laghouat

<u>Thème</u>

Développement d'Algorithmes Intelligents pour l'Identification, et

la Poursuite en Temps Réel, des Paramètres Electromécaniques des

Machines Asynchrones Triphasées

Soutenue publiquement le, 25/10/2015, devant le Jury composé de :

AZOUI	Boubaker	Pr.	Université de Batna	Président
MOKRANI	Lakhdar	Pr.	Université de Laghouat	Rapporteur
MOKHNACHE	Leila	Pr.	Université de Batna	Co-Rapporteur
ABDESSEMED	Rachid	Pr.	Université de Batna	Examinateur
BENALLA	Houcine	Pr.	Université de Constantine	Examinateur
GOLEA	Ammar	Pr.	Université de Biskra	Examinateur

Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Analyse, et Commande des Systèmes d'Energie et Réseaux Electriques, Université de Laghouat.

Abstract: The work presented in this thesis aims to the identification and the on-line tuning of threephase squirrel-cage Induction Machine (*IM*) parameters. It is intended to investigate two research topics:

The first concerns the use of a recent and advanced optimization method, based on the Harmony Search (*HS*) algorithm, to identify the whole electromechanical parameters of the machine dynamic model, taking into account the supply imperfections, the magnetic saturation and the iron losses. The performance of this algorithm in terms of rapidity and accuracy has been shown via simulation results obtained on the basis of some experimental data, and a comparison with some usual meta-heuristic methods (*GA*, *SA* and *PSO*). The results showed that the *HS* algorithm converges asymptotically towards the global optimal solution, while being simpler of concept, lower in terms of setting parameters set, easier to implement and more efficient in terms of accuracy.

The second research way is dedicated to the on-line tuning of two key parameters of the induction machine, namely, the stator resistance which influences considerably the drive conducted by the Direct Torque Control (*DTC*) and the rotor time constant that affects the decoupling and the performance of the rotor Field Oriented Control (*FOC*) of the *IM*. Some versions of estimators (new and/or improved) were proposed to overcome these problems caused by the effect of the mentioned parametric variations on the performance of the two control techniques (*DTC* and *FOC* respectively) applied to the *IM*. The effectiveness and superiority of these estimators (proposed and/or improved) was shown via simulation results and a comparison with the existing estimators.

Keywords: Squirrel-cage *IM*, Advanced Modeling, Advanced identification, *HS* algorithm, Experimental data, Vector control, *DTC*, *FOC*, Parametric variation sensitivity, Stator resistance, Rotor time constant, On-line tuning, New fuzzy estimator, Control robustness.

Résumé : Le travail présenté dans cette thèse a pour objectif l'identification et la poursuite en temps réel des paramètres d'une Machine Asynchrone (*MAS*) triphasée à cage d'écureuil. Pour ce faire, deux voies de recherche ont été investiguées :

L'une concerne l'application d'une méthode d'optimisation avancée récente, basée sur l'algorithme de la recherche d'harmonie (*HS*), afin d'identifier l'ensemble des paramètres électromécaniques du modèle dynamique de cette machine tout en tenant compte des imperfections de la source d'alimentation, de la saturation magnétique et des pertes fer. Les performances de cet algorithme, en termes de rapidité et de précision, ont été montrées via des résultats de simulation obtenus en se basant sur des relevés expérimentaux, et comparés avec quelques méthodes métaheuristiques usuelles (*GA*, *SA* et *PSO*). Ces résultats ont montrés que l'algorithme *HS* converge asymptotiquement vers la solution optimale globale tout en étant plus simple en concept, faible en paramètres, facile à implémenter et plus performant en termes de précision.

L'autre voie est dédiée à la poursuite en temps réel de deux paramètres clés de la machine, à savoir, la résistance statorique qui influence considérablement l'entrainement piloté par la commande directe de couple (*DTC*) et la constante de temps rotorique qui affecte le découplage et les performances de la commande vectorielle à flux rotorique orienté (*FOC*). Quelques versions d'estimateurs (nouvelles et/ou améliorées) ont été proposées pour pallier ces problèmes provoqués par l'effet de ces variations paramétriques sur les performances des deux techniques de commande vectorielle (*DTC* et *FOC* respectivement) appliquées à la machine asynchrone. L'efficacité et la supériorité de ces estimateurs proposés et/ou améliorés ont été montrées via des résultats de simulation et par une comparaison aux estimateurs existants.

Mots-clés : *MAS* à cage d'écureuil, Modélisations avancée, Identification avancée, Algorithme *HS*, Relevés expérimentaux, Commande vectorielle, *DTC*, *FOC*, Sensibilité à la variation paramétrique, Résistance statorique, Constante de temps rotorique, Poursuite en temps réel, Nouvel estimateur flou, Robustesse de la commande.

i

ملخص : تهدف الدراسة المدرجة في هذه الأطروحة إلى مطابقة و تتبع الوسائط الكهروميكانيكية للمحرك اللاتزامني ثلاثي الطور ذي القفص. لهذا الغرض تم إجراء البحث في اتجاهين متمايزين:

الاتجاه الأول يتعلق باستعمال طريقة حديثة للتحسين الأمثل ترتكز على خوارزمية البحث عن التناغم (HS)، من أجل مطابقة مجموع الوسائط الكهروميكانيكية للنموذج الديناميكي للمحرك باحتساب تشوهات جهد التغذية و تأثير التشبع و الضياعات المغناطيسية. تم إثبات أداء هذه الخوارزمية من حيث السرعة و الدقة من خلال نتائج محاكاتية ترتكز على نتائج تجريبية، ومن خلال مقارنتها مع بعض الطرق المعتادة (GA, SA, PSO). النتائج توضح أن هذه الخوارزمية تتقارب تدريجيا و لكن سريعا و الحراط مقار نتائج محاكاتية من خلال مقارنتها مع بعض الطرق المعتادة (GA, SA, PSO). النتائج توضح أن هذه الخوارزمية تتقارب تدريجيا و لكن سريعا خلال مقارنتها مع بعض الطرق المعتادة (

الاتجاه الثاني مخصص لتتبع تغيرات وسيطين هامين للآلة، مقاومة تلفيف الساكن التي تؤثر بقوة على النظام المقاد بطريقة التحكم المباشر في العزم، والثابت الزمني للعضو الدوار الذي يؤثر على أداء التحكم الشعاعي الموجه لتدفق العضو الدوار. بعض النسخ لمقدرات (جديدة أو محسنة) أقترحت لحل هذه المسألة المترتبة عن تأثير تغير هذه الوسائط على أداء التقنيتين الشعاعيتين (التحكم المباشر في العزم والتحكم الموجه للتدفق على التوالي) المطبقتين على الآلة اللاتزامنية. فعالية وعلو كعب هذه المقدرات المقترحة أو المحسنة أثبتت من خلال نتائج محاكاتية مقارنة مع المقدرات المتواجدة عمليا.

كلمات مفتاحية : محرك لا تزامني ثلاثي الطور ذو قفص، نمذجة معمقة، مطابقة معمقة، خوارزمية البحث عن التناغم، خصائص تجريبية، التحكم الشعاعي، التحكم المباشر في العزم، التحكم الموجه للتدفق، حساسية التحكم إزاء تغير الوسائط، مقاومة تلفيف الساكن، الثابت الزمني للعضو الدوار، التتبع، مقدر ذو المنطق الغامض، متانة التحكم. Mes remerciements sont adressés très sincèrement à mon directeur de thèse, Monsieur **MOKRANI Lakhdar**, Professeur à l'Université de Laghouat, qui n'a ménagé aucun effort tant pour ses conseils, son encadrement, sa rigueur dans la qualité du travail effectué, que pour son sens d'écoute, de dialogue et de sa disponibilité.

Mes remerciements sincères sont adressés aussi à ma co-directrice de thèse **MOKHNACHE Leila**, Professeur à l'Université de Batna.

Mes remerciements vont bien entendu à Monsieur **AZOUI Boubaker**, Professeur à l'Université de Batna, pour avoir accepté de me faire l'honneur de présider le jury de ma soutenance, pour son égard et l'importance qu'il a montré à ce travail.

Mes remerciements vont également à Messieurs **ABDESSEMED Rachid**, Professeur à l'Université de Batna, **BENALLA Houcine**, Professeur à l'Université de Constantine et **GOLEA Ammar**, Professeur à l'Université de Biskra, d'avoir accepté d'être membres de jury, pour l'intérêt manifesté à l'égard de ce travail et pour leurs enrichissantes observations.

À tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail : **MERCI**.

NOMENCLATURE

Indice	Signification	
0 M	Indians du stator rotor	
5, 1	Indices du rapàra arbitraira concernant l'ava direct en quadratura	
d, v	Indices du repère de Park concernant l'ave direct, en quadrature	
a, q a, B	Indices du repère de l'ark concernant l'ave direct, en quadrature	
α, ρ 0	Indice des arandeurs du fonctionnement à vide (sauf contre indication)	
CC	Indice des grandeurs du fonctionnement de court-circuit (à rotor bloqué)	
exp	Indice des grandeurs expérimentales	
n	Indice des grandeurs nominales	
fer	Indice des grandeurs correspondant aux pertes fer	
тес	Indice des grandeurs correspondant aux pertes mécaniques	
Symbole	Signification	Unité
_		
G	Grandeur (tension, courant ou flux)	
G —	Grandeur complexe associée à G	
G^{c}	Grandeur complexe conjuguée associée à G	
G	Grandeur estimée associée à G	
Im	Partie imaginaire associée à la grandeur complexe	
	Matrice	
$ heta_s$	Position du repère de Park par rapport au stator	rad
ω	Pulsation	rad/s
ω_{rep}	Pulsation du repère arbitraire (u, v)	rad/s
ω_{gl}	Pulsation de glissement	rad/s
Ω	Vitesse de rotation	rad/s
V	Tension instantanée	V
Ĭ	Courant instantané	A
φ	Flux instantané	Wb
Ce	Couple électromagnétique	N.m
Cr	Couple de charge	N.m
R	Résistance par phase	Ω
R _{fer}	Résistance représentant les pertes fer	Ω
L	Inductance propre cyclique	Н
l_{σ}	Inductance de fuites	Н

Inductance mutuelle cyclique stator-rotor	Н
Réactance de fuites, de magnétisation	Н
Moment d'inertie	kg.m ²
Coefficient des frottements visqueux	N.m.s
Fréquence de l'alimentation statorique	Hz
Temps	S
Puissance active	W
Puissance réactive	VAR
Puissance apparente	VA
Glissement	
Nombre de paires de pôles	
Coefficient de dispersion de Blondel	
Signification	
Artificial Neuronal Network	
Direct Torque Control	
Extended Kalman Filter	
Fuzzy Logic Controller	
Fuzzy Logic Controller Field Oriented Control	
Fuzzy Logic Controller Field Oriented Control Genetic Algorithm	
Fuzzy Logic Controller Field Oriented Control Genetic Algorithm Harmony Search	
Fuzzy Logic Controller Field Oriented Control Genetic Algorithm Harmony Search Modulation de Largeur d'Impulsions	
Fuzzy Logic Controller Field Oriented Control Genetic Algorithm Harmony Search Modulation de Largeur d'Impulsions Model Reference Adaptive System	
Fuzzy Logic Controller Field Oriented Control Genetic Algorithm Harmony Search Modulation de Largeur d'Impulsions Model Reference Adaptive System Proportionnel Intégral	
Fuzzy Logic Controller Field Oriented Control Genetic Algorithm Harmony Search Modulation de Largeur d'Impulsions Model Reference Adaptive System Proportionnel Intégral Particle Swarm Optimization	
Fuzzy Logic Controller Field Oriented Control Genetic Algorithm Harmony Search Modulation de Largeur d'Impulsions Model Reference Adaptive System Proportionnel Intégral Particle Swarm Optimization Recursive Least Square	
 Fuzzy Logic Controller Field Oriented Control Genetic Algorithm Harmony Search Modulation de Largeur d'Impulsions Model Reference Adaptive System Proportionnel Intégral Particle Swarm Optimization Recursive Least Square Simulated Annealing 	
 Fuzzy Logic Controller Field Oriented Control Genetic Algorithm Harmony Search Modulation de Largeur d'Impulsions Model Reference Adaptive System Proportionnel Intégral Particle Swarm Optimization Recursive Least Square Simulated Annealing Sequential Quadratic Programming 	
	Inductance mutuelle cyclique stator-rotor Réactance de fuites, de magnétisation Moment d'inertie Coefficient des frottements visqueux Fréquence de l'alimentation statorique Temps Puissance active Puissance active Puissance apparente Glissement Nombre de paires de pôles Coefficient de dispersion de Blondel Signification Artificial Neuronal Network Direct Torque Control Extended Kalman Filter

LISTE DES FIGURES ET DES TABLEAUX

I. Liste des figures

Figure	Titre	Page
Fig. 2.1	Schéma équivalent de la machine asynchrone tenant compte des pertes fer	- 29
Fig. 2.2	Circuits équivalents au modèle biphasé de la machine asynchrone tenant compte des pertes fer	_ 33
Fig. 3.1	Structure générale de l'identification paramétrique du modèle dynamique d'un système	- 40
Fig. 3.2	Analogie entre l'improvisation musicale et l'optimisation	- 44
Fig. 3.3	Organigramme de l'algorithme de recherche d'harmonie	- 45
Fig. 3.4	Relevés expérimentaux de quelques caractéristiques dynamiques de la <i>MAS</i> alimentée par un système de tensions triphasées	- 51
Fig. 3.5	Evolution de la fonction objectif <i>f_{obj1}</i> au fil des itérations de l'algorithme <i>HS</i>	- 52
Fig. 3.6	Evolution des paramètres électromécaniques de la MAS au fil des itérations	- 53
Fig. 3.7	Comparaison des relevés expérimentaux aux caractéristiques dynamiques simulées de la <i>MAS</i> alimentée par des tensions sinusoïdales (cas d'une identification par <i>HS</i> en minimisant	
	fobj1)	_ 54
Fig. 3.8	Comparaison des relevés expérimentaux aux caractéristiques dynamiques simulées de la <i>MAS</i> alimentée par des tensions sinusoïdales (cas d'une identification par <i>HS+SQP</i> en	
Fig. 3.9	 minimisant f_{obj1}) Comparaison des relevés expérimentaux aux caractéristiques dynamiques simulées de la MAS alimentée par des tensions sinusoïdales (cas d'une identification par HS+SQP en minimisant f_{obj}) 	_ 56 57
Fig. 3.10	Comparaison des relevés expérimentaux aux caractéristiques dynamiques de la <i>MAS</i> alimentée par des tensions sinusoïdales (cas d'une identification par $HS+SQP$ en minimisant f_{abi3})	59
Fig. 3.11	Résultats de l'identification par l'algorithme (<i>HS+SQP</i>) des paramètres de la <i>MAS</i> alimentée par les tensions relevées expérimentalement (cas de la fonction objectif <i>fobj</i> ₃)	62
Fig. 3.12	Résultats de l'identification par l'algorithme (<i>HS+SQP</i>) des paramètres de la <i>MAS</i> alimentée par les tensions relevées expérimentalement en tenant compte de la saturation et des pertes	
	fer (cas de la fonction objectif f_{obj3})	64
Fig. 3.13	Evolution du courant et allure de l'inductance, de magnétisation de la machine asynchrone	- 65
Fig. 3.14	Evolution de la fonction objectif dans le cas de l'algorithme <i>HS</i> au fil des itérations	- 67
Fig. 3.15	Evolution de la fonction objectif dans le cas de l'algorithme <i>GA</i> au fil des générations	- 68
Fig. 3.16	Evolution de la fonction objectif dans le cas de l'algorithme SA au fil des itérations	- 70
Fig. 3.17	Evolution de la fonction objectif dans le cas de l'algorithme <i>PSO</i> au fil des itérations	- 72
Fig. 4.1	Schéma d'une commande scalaire en tension d'une machine asynchrone	- 78
Fig. 4.2	Schéma d'une commande vectorielle directe d'une machine asynchrone	- 81
Fig. 4.3	Résultats de simulation d'une commande vectorielle directe de la machine asynchrone	82

Fig. 4.4	Effet d'une variation de T_r (due à une variation de ±50% de R_r) sur la commande vectorielle directe de la machine asynchrone	84
Fig. 4.5	Effet d'une variation de T_r (due à une variation de ±20% de M) sur la commande vectorielle directe de la machine asynchrone	85
Fig. 4.6	Schéma d'une commande vectorielle indirecte d'une machine asynchrone	87
Fig. 4.7	Résultats de simulation d'une commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone	88
Fig. 4.8	Effet d'une variation de <i>T_r</i> (due à une variation de ±50% de <i>R_r</i>) sur la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone	90
Fig. 4.9	Effet d'une variation de T_r (due à une variation de ±20% de M) sur la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone	91
Fig. 4.10	Schéma d'une commande directe de couple d'une machine asynchrone	92
Fig. 4.11	Vecteurs des tensions et délimitation des 6 secteurs du plan (α , β)	93
Fig. 4.12	Résultats de simulation de la machine asynchrone commandée par la DTC	96
Fig. 4.13	Effet d'une variation (de +75% puis de -50%) de R_s sur la commande par la <i>DTC</i> de la machine asynchrone	98
Fig. 5.1	Module de courant statorique réel, filtré et estimé	106
Fig. 5.2	Offset du courant statorique estimé	107
Fig. 5.3	Schéma synoptique d'un nouvel estimateur flou de la résistance statorique	107
Fig. 5.4	Fonctions d'appartenance de Δi_{sn} et ΔR_{sn}	108
Fig. 5.5	Résultats de simulation de la <i>DTC</i> d'une <i>MAS</i> munie d'un estimateur flou proposé pour la	
	poursuite de la résistance statorique	112
Fig. 5.6	Effet de l'offset sur l'estimation de la résistance statorique	113
Fig. 5.7	Effet de l'offset sur les performances de la <i>DTC</i> pour Ω_{ref} =100 rad/s et C_r =12.5 N.m	114
Fig. 5.8	Version améliorée de l'estimateur <i>PI</i> flou de la résistance statorique	115
Fig. 5.9	Résultats de simulation de la poursuite de <i>R</i> _s par un estimateur <i>PI</i> flou	116
Fig. 5.10	Version améliorée de l'estimateur <i>PI</i> de la résistance statorique	117
Fig. 5.11	Résultats de simulation de la poursuite de <i>R</i> _s par un estimateur <i>PI</i>	117
Fig. 5.12	Schéma synoptique d'un nouvel estimateur flou de la constante de temps rotorique	122
Fig. 5.1 <mark>3</mark>	Résultats de simulation de la poursuite de T_r par l'estimateur flou proposé correspondant à une variation de R_r de ±50%	124
Fig. 5.1 <mark>4</mark>	Résultats de simulation de la poursuite de T_r par l'estimateur flou proposé correspondant à une variation de M de ±20%	126
Fig. 5.15	Schéma synoptique de l'estimateur flou de T_r dont les entrées sont les erreurs sur les composantes d , q du flux rotorique	127
Fig. 5.16	Résultats de simulation de la poursuite de T_r par l'estimateur flou dont les entrées sont les erreurs sur les composantes d, q du flux rotorique	128
Fig. 5.17	Résultats de simulation de la poursuite de T_r par l'estimateur <i>PI</i> flou	129
Fig. 5.18	Résultats de simulation de la poursuite de <i>T_r</i> par l'estimateur <i>PI</i>	131
- 		145
Fig. A.1 Fig. B.1	Puissance à vide en fonction du carré de la tension d'alimentation et extrapolation des	145
	pertes mecaniques	148
F1g. B.2	Essai de raientissement de la vitesse	149
F1g. B.3	vitesse de rotation et courant de phase statorique de la <i>MAS</i> au démarrage à vide (les résultats de simulation concernent une identification paramétrique basée sur les essais classiques)	150
		100

II. Liste des tableaux

Tableau	Titre	Page
Tab. 3.1	Paramètres de l'algorithme HS utilisé pour identifier les paramètres du MAS	_ 50
Tab. 3.2	Paramètres de la MAS identifiés par l'algorithme HS avant et après hybridation	_ 55
Tab. 3.3	Paramètres de la <i>MAS</i> , alimentée par des tensions sinusoïdales, identifiés par l'algorithme <i>HS+SQP</i>	60
Tab. 3.4	Comparaison des résultats des trois fonctions objectifs	60
Tab. 3.5	Paramètres de l'algorithme génétique	68
Tab. 3.6	Paramètres de l'algorithme du recuit simulé	70
Tab. 3.7	Paramètres de l'algorithme d'optimisation à essaims de particules	71
Tab. 3.8	Comparaison des performances (précision et/ou rapidité) des algorithmes d'identification étudiés	73
Tab. 4.1	Table de commutation de la DTC	_ 94
Tab. 5.1	Matrice d'inférence floue proposée pour l'estimation de R _s	109
Tab. 5.2	Matrice d'inférence du <i>PI</i> flou assurant l'estimation de <i>R</i> _s	116
Tab. 5.3	Comparaison des estimateurs de R _s	118
Tab. 5.4	Matrice d'inférence floue assurant l'estimation de <i>T_r</i>	127
Tab. 5.5	Comparaison des estimateurs de T _r	131
Tab. A.1	Caractéristiques de la machine asynchrone identifiée	_ 145
Tab. B.1	Résultats de l'essai à rotor bloqué de la machine asynchrone étudiée	_ 146
Tab. B.2	Résultats de l'essai à vide de la machine asynchrone étudiée	_ 147
Tab. B.3	Paramètres électromécaniques identifiés par les essais classiques	_ 149
Tab. C.1	Paramètres de la machine asynchrone étudiée dans la deuxième partie	151

TABLE DES MATIERES

Abstract-Résumé-ملخص	i
Remerciements	iii
Nomenclature	iv
Liste des figures et des tableaux	vi
Table des matières	ix

Introduction générale	01
-----------------------	----

Chapitre I Etat de l'Art sur l'Identification et la Poursuite	
Paramétrique de la Machine Asynchrone	04
I.1 Introduction	05
I.2 Identification paramétrique de la machine asynchrone	05
I.2.1 Identification classique	07
I.2.2 Identification avancée	08
I.2.2.1 Identification déterministe	09
I.2.2.2 Identification stochastique	11
I.2.3 Identification paramétrique de la MAS dans le cas d'une modélisation	
approfondie	13
I.3 Poursuite en temps réel des paramètres de la machine asynchrone	14
I.3.1 Sensibilité des commandes <i>FOC</i> et <i>DTC</i> aux variations paramétriques de la MAS	15
I.3.1.1 Sensibilité de la commande FOC	15
I.3.1.2 Sensibilité de la commande DTC	16
I.3.2 Estimateurs et observateurs dédiés à la poursuite paramétrique de la machine	
asynchrone	16
I.3.2.1 Estimateurs et observateurs dédiés à la poursuite de la résistance statorique	17
I.3.2.2Estimateurs et observateurs dédiés à la poursuite de la constante de temps	
rotorique	20
I.4 Conclusion	23

Partie I

Identification Paramétrique de la Machine Asynchrone

Chapitre II Modélisation et Identification de la Machine Asynchrone 24

II.1 Introduction	25
II.2 Modélisation de la machine asynchrone	
II.2.1 Modèle biphasé de la machine asynchrone	26
II.2.2 Modèle de la machine asynchrone en régime harmonique permanent	28
II.3 Modélisation avancée de la machine asynchrone dans le repère biphasé	30
II.3.1 Prise en compte de la saturation dans le modèle biphasé de la MAS	30
II.3.2 Prise en compte des pertes fer dans le modèle biphasé de la MAS	31
II.4 Identification des paramètres électromécaniques d'une machine asynchrone par la méthode classique	33
II.4.1 Mesure à courant continu et à chaud de la résistance statorique	34
II.4.2 Essai à rotor bloqué	34
II.4.3 Essai à vide	35
II.4.4 Essai à vitesse ralentie	35
II.5 Conclusion	36

Chapitre III Identification Avancée des Paramètres Electromécaniques d'une Machine Asynchrone

37

III.1 Introduction	38
III.2 Principe et formulation du problème d'identification	
III.3 Considérations pratiques	42
III.4 Algorithme de recherche d'harmonie	43
III.4.1 Principe de l'algorithme de recherche d'harmonie	43
III.4.2 Description des étapes de l'algorithme de recherche d'harmonie	46
III.4.3 Paramétrage de l'algorithme de recherche d'harmonie	48
III.5 Application de l'algorithme de recherche d'harmonie à l'identification des paramètres du <i>MAS</i>	49
III.6 Résultats obtenus et discussion	50
III.6.1 Identification du modèle de la MAS alimentée par des tensions sinusoïdales	52

III.6.1.1 Cas d'une fonction objectif basée sur la mesure de la vitesse de rotation	52
III.6.1.2 Cas d'une fonction objectif basée sur la mesure du courant de phase	57
III.6.1.3 Cas d'une fonction objectif basée sur la mesure de la vitesse et du courant à	
la fois	58
III.6.1.4 Comparaison des résultats	60
III.6.2 Identification du modèle de la MAS alimentée par des tensions relevées	61
III.6.3 Identification du modèle de la MAS alimentée par des tensions relevées en tenant	
compte de la saturation et des pertes fer	63
III.7 Comparaison des résultats de l'algorithme de recherche d'harmonie à ceux de	
quelques méthodes méta-heuristiques usuelles	
queiques memores mem neuristiques usuenes	66
III.7.1 Identification des paramètres du MAS par l'algorithme génétique	67
III.7.2 Identification des paramètres du MAS par l'algorithme du recuit simulé	69
III.7.3 Identification des paramètres du MAS par l'algorithme à essaims de particules	70
III.7.4 Comparaison des résultats et performances des différentes méthodes	
d'identification	72
III.9 Conclusion	74
111.8 CONClusion	, 1

Partie II Poursuite en Temps Réel des Paramètres Clés de la Machine Asynchrone

Chapitre IV Sensibilité des Techniques de Commande de la MachineAsynchrone aux Variations Paramétriques75

IV.1 Introduction	76
IV.2 Commande scalaire	77
IV.3 Commande vectorielle par orientation de flux rotorique	78
IV.3.1 Commande vectorielle directe	80
IV.3.1.1 Performances de la commande vectorielle directe	81
IV.3.1.2 Sensibilité de la commande vectorielle directe face aux variations de T _r	83
IV.3.2 Commande vectorielle indirecte	86
IV.3.2.1 Performances de la commande vectorielle indirecte	87
<i>IV.3.2.2 Sensibilité de la commande vectorielle indirecte face aux variations de Tr</i>	88
IV.4 Commande directe du couple	
	92
IV.4.1 Performances de la commande directe du couple	95
IV.4.2 Sensibilité de la commande directe du couple face aux variations de <i>R</i> _s	96
IV.5 Conclusion	

Chapitre V Poursuite de la Résistance Statorique et de la Constante de Temps Rotorique de la Machine Asynchrone_____

1	00	

V.1 Introduction	101
V.2 Poursuite de la résistance statorique de la machine asynchrone pilotée par la <i>DTC</i> _	102
V.2.1 Effet de la variation de résistance statorique sur la <i>DTC</i>	102
V.2.2 Modèle de base pour l'estimation de la résistance statorique	104
V.2.3 Correction du modèle de base du courant statorique estimé	106
V.2.4 Nouvel estimateur flou de la résistance statorique	107
V.2.4.1 Fuzzification	108
V.2.4.2 Inférence floue	109
V.2.4.3 Défuzzification	109
V.2.4.4 Résultats de simulation	110
V.2.5 Version améliorée de l'estimateur <i>PI</i> flou de la résistance statorique	115
V.2.6 Version améliorée de l'estimateur <i>PI</i> de la résistance statorique	116
V.2.7 Comparaison des résultats de simulation	118
V 3 Poursuite de la constante de temps rotorique de la machine asynchrone à flux	
orienté	118
V.3.1 Effet de la variation de la constante de temps rotorique sur la commande vectorielle _	118
V.3.2 Modèle de base pour l'estimation de la constante de temps rotorique	120
V.3.3 Nouvel estimateur flou de la constante de temps rotorique	122
V.3.4 Comparaison avec quelques estimateurs existants	126
V.3.4.1 Estimateur flou à erreur sur les composantes de flux rotorique comme entrées	126
V.3.4.2 Estimateur PI flou de la constante de temps rotorique	129
V.3.4.3 Estimateur PI de la constante de temps rotorique	130
V.3.4.4 Comparaison des différents estimateurs étudiés de T _r	131
V.4 Conclusion	132
onclusion générale	. 133
ibliographie	. 137
nnexes	. 145

Les machines asynchrones, de par leur robustesse, leur simplicité de construction et leur bas coût, sont largement utilisées en milieu industriel, notamment pour les applications à vitesse constante comme la ventilation et le pompage. Depuis quelques décades, la recherche dans le domaine des entraînements électromécaniques à vitesse variable, continue à viser la machine asynchrone de manière assidue. Ce phénomène a été la conséquence des évolutions que l'électronique de puissance et les techniques de commande ont connues pendant ces années. Ainsi, les progrès réalisés en stratégies de commande et les avancées technologiques considérables, tant dans le domaine de l'électronique de puissance que dans celui de la microélectronique, ont rendu possible l'implantation de commandes performantes de cette machine faisant d'elle un concurrent redoutable dans le secteur de la vitesse variable et du contrôle rapide de couple.

Au moment où les problèmes principaux, dans le domaine de la commande des machines électriques, semblaient être résolus, le moteur asynchrone est apparu comme un système intéressant pour de nombreuses applications de l'automatique. Néanmoins, les modèles que l'on peut envisager, sont caractérisés par leur nature multi-variable, non stationnaire et non linéaire.

Ces modèles de la machine asynchrone font traditionnellement partie de deux familles :

- ✓ Des modèles de régime permanent, tenant compte éventuellement de la saturation magnétique, des pertes fer, des fuites au stator et au rotor, qui ont étés développés par les concepteurs pour optimiser la structure de la machine asynchrone et améliorer ses caractéristiques et performances ;
- ✓ Des modèles dynamiques simples qui ont été développés pour la commande de la machine. Ils ont permis la mise au point du contrôle par flux orienté (*FOC*) et du contrôle direct de couple (*DTC*).

Le choix du type de commande contraint la structure du modèle à identifier. Pour apporter des réponses satisfaisantes aux problèmes de commande dans un contexte expérimental où les modèles ne sont pas connus a priori, il est nécessaire de maîtriser à la fois les aspects modélisation, identification et commande.

La technique de commande la plus utilisée pour piloter la machine asynchrone triphasée, est connue sous le nom de contrôle vectoriel. Elle est l'évolution du contrôle scalaire mais elle maintient ses performances aussi en régime transitoire. De plus, les techniques de régulation de la vitesse mécanique se voient simplifiées (dans le contrôle scalaire le régulateur de vitesse doit être adaptatif à cause des phénomènes électromagnétiques transitoires qui sont négligés). Cette simplification de réglage et l'augmentation des performances en dynamique, se payent chères. En effet, la grande différence entre ces deux stratégies de commande, réside dans le fait que pour un contrôle vectoriel les performances présentent une nette dégradation due à la variation des paramètres et des grandeurs mises en jeux avec la température en particulier. Ainsi, une identification précise des paramètres et/ou une poursuite en ligne de leurs variations s'impose si on veut garder les bonnes performances de ces techniques de commande. Il convient donc de concevoir des méthodes d'identification avancées et/ou de poursuite en temps réel pour pallier ce problème. De nombreux travaux de plusieurs chercheurs ont été initiés et ont donnés des solutions plus au moins compliquées et des résultats plus au moins satisfaisants.

Les travaux de cette thèse s'inscrivent dans ce cadre et traitent des problématiques de l'identification et de la poursuite en temps réel des paramètres de la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil.

Elle (thèse) s'articule principalement autour de deux parties :

- La première partie concerne une identification avancée des paramètres électromécaniques du modèle dynamique de la machine ;
- La deuxième partie est consacrée à une poursuite en temps réel des paramètres clés de la machine qui affectent les deux techniques de commande vectorielle (la *DTC* et la *FOC*).

Avant d'entamer ces deux parties, nous allons tout d'abord présenter, dans un premier chapitre, l'état de l'art des différentes approches d'identification paramétriques de la machine asynchrone, ainsi que les différentes méthodes dédiées à la poursuite en temps réel de la résistance statorique et de la constante de temps rotorique, ce qui nous permet de dégager les différents axes de cette étude. La problématique principale consiste à réformer et/ou élaborer des stratégies innovantes (identification et poursuite) qui permettent d'améliorer les résultats existants dans la littérature.

Première partie – Dans cette partie, constituée de deux chapitres, nous commençons par la modélisation de la machine asynchrone au deuxième chapitre. C'est là où nous exprimerons les équations mathématiques, électromagnétiques et mécaniques, nécessaires pour établir les modèles, dynamique et en régime harmonique permanent de la machine asynchrone sans et avec

2

saturation et pertes fer. Par la suite, on va présenter une méthode d'identification classique et approximative ayant pour but de localiser les paramètres électromécaniques du modèle dynamique de la machine asynchrone en vue d'une identification avancée de ces mêmes paramètres avec plus de précision.

Le troisième chapitre sera consacré à une identification avancée des paramètres électromécaniques de la machine asynchrone en utilisant une méthode basée sur l'algorithme de recherche d'harmonie (*Harmony Search* : *HS*). En premier lieu, la formulation de l'identification paramétrique du modèle dynamique de la machine asynchrone va être établie sous forme d'un problème d'optimisation sous contraintes. Ensuite, une description détaillée de cette récente méthode d'identification stochastique sera présentée tout en mettant l'accent sur ses aspects algorithmiques.

Pour montrer l'efficacité de cet algorithme *HS*, une superposition des relevés expérimentaux de la vitesse de rotation et/ou du courant de phase statorique à ceux obtenus par simulation sera effectuée. De plus, une comparaison globale des résultats en termes de précision et de rapidité sera effectuée avec ceux de quelques méthodes stochastiques usuelles (*GA*, *SA* et *PSO*) afin de montrer davantage la performance de l'algorithme *HS*.

Deuxième partie – Cette partie se divise en deux chapitres : le chapitre quatre dans lequel nous présenterons l'application de la commande vectorielle directe, indirecte et la commande directe du couple à la machine asynchrone. Il comprend aussi une étude, par simulation, rappelant l'influence des changements des paramètres clés de la machine (résistance statorique et constante de temps rotorique) sur la robustesse des deux techniques de commande (*DTC* et *FOC* respectivement).

A cause des effets négatifs avérés des variations de ces deux paramètres sur les performances des deux techniques de commande utilisées pour piloter la machine asynchrone à vitesse variable, une adaptation de ceux-ci (paramètres) sera nécessaire pour rétablir la stabilité de l'entrainement et/ou maintenir ses performances dynamiques et/ou statiques. Ceci fera le but du cinquième chapitre où nous allons améliorer et/ou proposer quelques approches d'estimation de la résistance statorique (et de la constante de temps rotorique) d'un moteur asynchrone piloté par la *DTC* (la *FOC*). L'apport de ces solutions proposées et/ou améliorées sera montré et discuté via des résultats de simulation et une comparaison aux solutions déjà existant.

Nous terminons par une conclusion générale qui résume l'ensemble des résultats obtenus dans le cadre de cette thèse et avance quelques perspectives concernant une éventuelle continuation de ces travaux de recherche.

3

Chapitre

Ι

Etat de l'Art sur l'Identification et la Poursuite des Paramètres de la Machine Asynchrone

	Contenu		
I.1	Introduction	05	
I.2	Identification paramétrique de la machine asynchrone	05	
I.3	Poursuite paramétrique de la machine asynchrone	14	
I.4	Conclusion	23	

I.1 Introduction

Les machines électriques tournantes occupent une place prépondérante dans tous les secteurs industriels. Les machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil sont les plus fréquemment utilisées grâce à leur robustesse, leur simplicité de construction et leur bas coût.

Pour caractériser, commander, surveiller et diagnostiquer une machine asynchrone, l'élaboration d'un modèle mathématique et son identification s'avèrent indispensables.

L'établissement d'un modèle représentatif qui régit convenablement la dynamique de la *MAS* n'est pas une tâche facile en présence de phénomènes interactifs et non linéaires tels que la saturation magnétique, les pertes dans le fer et l'influence de la température. De plus, le rotor de la machine asynchrone à cage est inaccessible ce qui complique la procédure de l'identification des paramètres de la machine notamment ceux du rotor. En effet, ces paramètres ne sont pas constants et varient continuellement en fonction de l'amplitude des courants, des flux, de la fréquence et de la température. Il en résulte que les performances dynamiques et statiques du modèle utilisé de la machine sont plus au moins affectées.

Une multitude de recherches ont été menées dans ce domaine pour contrecarrer ces problèmes liés à la modélisation, l'identification et la poursuite paramétriques des machines asynchrones.

Ce chapitre dresse un état de l'art concernant les méthodes d'identification et de poursuite paramétrique, afin de cerner les problèmes d'actualité dans ce domaine et de dégager des voies de recherche en relation étroite avec notre thématique de recherche.

I.2 Identification paramétrique de la machine asynchrone

De point de vue commande, le moteur asynchrone à cage n'est pas, réellement, un objet trivial à commander. En effet, il possède des propriétés qui violent toutes les suppositions des théories de la commande classique, parce que son modèle est non linéaire et à paramètres variables (chose qui est due principalement à la variation de la température et au changement du niveau de la saturation magnétique).

Les différentes techniques de commande du moteur asynchrone sont basées sur le modèle mathématique de la machine. Etant donné que ce modèle dépend des différents paramètres du moteur, la connaissance précise de tous ces derniers (au moins ceux les plus influençant) parait indispensable. Malheureusement, ces mêmes paramètres du moteur asynchrone varient avec les conditions de fonctionnement.

Les problèmes de la commande non linéaire peuvent être résolus, dans la plupart des cas, si les variables d'état sont toutes connues. Pour le cas du moteur asynchrone à cage, les variables rotoriques sont non mesurables et, souvent, l'utilisation des capteurs de vitesse est une solution très coûteuse. Pour les raisons suscitées, le moteur à induction est devenu un objet préféré pour les nouvelles disciplines de commande et pour les méthodes d'identification depuis les années soixante-dix du dernier siècle.

L'identification paramétrique de la machine asynchrone à cage d'écureuil consiste à estimer les paramètres du modèle mathématique représentant le comportement dynamique de la machine. Le modèle obtenu peut être utilisé dans un but de surveillance et de diagnostic ou alors pour un meilleur contrôle du système. En effet, les paramètres des lois de commande et des régulateurs utilisés pour le contrôle des systèmes sont basés sur une connaissance des paramètres du système à asservir. En fonction du but affecté, la précision et la qualité du modèle peuvent différer.

Pour identifier le modèle, à partir des données expérimentales, il faut mettre au point au préalable, un banc d'essai muni d'un système de mesure de précision donnant le maximum d'informations. Vient ensuite le choix d'un modèle qui peut se faire à partir des lois physiques régissant le fonctionnement du système. Suivant le but recherché, le modèle peut être de plusieurs natures. Il existe d'une part des modèles fréquentiels, utilisés principalement pour la détection et la localisation de défauts. D'autre part, on trouve des modèles paramétriques basés sur deux formalismes d'identification : l'utilisation du temps discret et l'utilisation du temps continu. Finalement le choix d'un algorithme d'identification permet, à partir des données, de préciser les paramètres du modèle.

Parmi les méthodes utilisées pour identifier les paramètres électromécaniques de la machine asynchrone, deux grandes familles apparaissent. La première, issue de la traduction des lois de l'électrotechnique, s'appuie sur des essais expérimentaux en régime permanent, sachant que ce régime donne aussi accès aux paramètres des modèles dynamiques classiques. La seconde famille, utilise des essais dynamiques et une formulation du problème d'identification sous forme d'une optimisation sous contraintes. Dans cette dernière, deux grandes catégories de méthodes d'identification avancée peuvent être distinguées suivant qu'elles permettent ou non de donner la précision d'estimation et/ou le taux de convergence

des paramètres obtenus. Il s'agit des méthodes déterministes et stochastiques. Les méthodes déterministes sont basées sur le calcul différentiel des dérivées et garantissant une recherche précise mais locale de l'ensemble des paramètres. De leur part, les méthodes stochastiques (appelées aussi méthodes heuristiques ou même méta-heuristiques) utilisent des concepts d'exploration aléatoire mais intelligents et permettent une recherche globale du jeu de paramètres sans recourir aux calculs de dérivées. Ce qui aboutit à des solutions globalement meilleures que celles des méthodes déterministes en général.

I.2.1 Identification classique

Dans la littérature, plusieurs procédures de tests en vue de l'identification des paramètres électromécaniques de la *MAS* sont présentées [1]-[6]. Mais traditionnellement, les paramètres du circuit équivalent et ceux mécaniques d'une machine asynchrone sont indirectement mesurés en réalisant principalement trois essais bien connus.

Ces essais sont la mesure de la résistance statorique, l'essai à rotor bloqué, l'essai à vide et l'essai à vitesse ralentie. Ces méthodes sont très simples mais extrêmement approximatives. Cependant, dans beaucoup de domaines industriels, il est très difficile de réaliser ces essais parce que la machine est habituellement couplée à la charge mécanique. Le service de la machine doit être interrompu tandis que ces tests sont exécutés (C'est en plus de la difficulté pour réaliser l'essai à rotor bloqué sur des machines de grande puissance). D'ailleurs, pour l'essai à rotor bloqué, l'effet de peau peut fortement influencer l'exactitude de la résistance du circuit de rotor. Ceci peut mener à une évaluation inexacte des paramètres et des conditions de fonctionnement inappropriées.

Ces méthodes expérimentales classiques (si elles sont réalisables) sont de bonnes alternatives aux méthodes utilisant des données de la plaque signalétique [7]. Dans le cas échéant, celles-ci peuvent être utilisées pour estimer ces paramètres de la *MAS*.

Rappelons que pour ce qui concerne l'essai à vide, la machine n'entraîne que son inertie et tourne quasiment à sa vitesse synchrone et sous sa tension nominale. Dans ce cas, la résistance statorique est supposée négligeable devant la résistance relative aux pertes fer et la réactance des fuites statoriques est largement petite devant la réactance de magnétisation. Les puissances actives et réactives mesurées à vide permettent ainsi la détermination de l'impédance de magnétisation formée par l'association parallèle de la résistance (symbolisant les pertes fer) et de la réactance de magnétisation [8]-[10].

7

La résistance statorique peut être mesurée indirectement en se basant sur la loi d'Ohm en continu ou directement à l'aide d'un ohmmètre. Le rotor de la machine à cage étant inaccessible, alors il n'est pas possible de déterminer les valeurs exactes des inductances propres statorique et rotorique. Cependant, on prend en général l'hypothèse de l'égalité des pertes par fuites du flux d'où l'égalité des inductances rotoriques et statoriques [8], [11].

Par ailleurs, l'essai de ralentissement nous permet de déterminer les paramètres mécaniques (inertie et coefficient de frottement visqueux) en se basant aussi sur les pertes mécaniques habituellement extrapolées des pertes de l'essai à vide.

De leur part, les méthodes expérimentales modernes incluent des méthodes utilisant des tests différents des essais classiques (essais à vide et à rotor bloqués). De telles méthodes sont basées sur des essais transitoires sur le circuit équivalent du moteur alimenté par la tension et/ou du courant continu [12].

La référence [13] propose une méthode expérimentale moderne et efficace. Elle détermine les paramètres du circuit équivalent de la machine asynchrone sur la base des relevés de la tension, du courant, de la puissance et de la vitesse au démarrage à vide.

Ces méthodes classiques de détermination des paramètres de la *MAS* sont parfois impraticables pour initialiser une commande du moteur. Pour simplifier le processus d'initialisation, les paramètres du moteur peuvent être estimés à partir des données du fabricant par le processeur d'entraînement. Dans l'une de ces méthodes, les paramètres du moteur sont estimés à partir de la plaque signalétique par une méthode empirique [14], [15]. Cette méthode exige un programme pour effectuer convenablement ces calculs.

En résumé, malgré leur simplicité, ces méthodes classiques d'identification ne peuvent pas être utilisées pour une caractérisation précise ou une commande de hautes performances de la machine asynchrone en raison de leur précision insuffisante.

I.2.2 Identification avancée

Les méthodes d'identification paramétrique ont pour objectif la détermination des valeurs des paramètres d'un modèle représentatif d'un phénomène physique à partir des données observées. Deux grandes catégories de méthode d'identification peuvent être distinguées, suivant qu'elles permettent ou non de donner la précision d'estimation des paramètres obtenus, à savoir les méthodes déterministes et les méthodes stochastiques.

Toutes les méthodes d'identification avancée, qu'ils s'agissent de méthodes déterministes ou stochastiques, sont fondées sur l'optimisation d'un critère (d'où la confusion entre les techniques d'identification et d'optimisation). Ce critère intermédiaire de raisonnement conditionne l'obtention des paramètres d'intérêt. On cherche ensuite au sens de l'objectif choisi la meilleure valeur des paramètres.

En général, le critère de performance dans un problème d'identification avancée est formulé sous une forme définie positive en fonction des caractéristiques d'états accessibles (courants statoriques, vitesse de rotation dans le cas d'une machine asynchrone à cage). Parmi ces formes de critère, qui sont d'habitude des sommes (intégrales) de moindres carrés, on peut citer les fameuses formulations ISE (integral of Squared Error), ITAE (Integral Time and Absolute Error), ... etc.

I.2.2.1 Identification déterministe

Il existe plusieurs algorithmes déterministes qui ont été utilisés pour résoudre le problème d'identification des paramètres du modèle dynamique de la MAS mis sous forme d'une optimisation sous contraintes. Les plus utilisées sont les algorithmes des moindres carrées, du gradient, de Newton et de quasi-Newton tel que l'algorithme de Levenberg-Marquardt [16]-[18].

Ces méthodes d'identification, sont basées sur le calcul ou l'approximation de dérivées. Elles ont donc l'inconvénient de pouvoir converger vers un optimum local, d'une part et d'autre part, la convergence est souvent compromise selon que nous pouvons ou non localiser, à priori, même très grossièrement l'optimum. Cependant, ces méthodes ont l'avantage de converger rapidement et d'une manière précise, si on n'est au voisinage de l'optimum recherché.

Dans [18], deux méthodes ont été présentées et utilisées pour déterminer les paramètres localisés d'un moteur asynchrone. La première méthode extrapole une série d'évaluations décentrées des paramètres obtenues à partir des modèles d'ordre réduit à une évaluation impartiale utilisant des fonctions rationnelles. La seconde méthode emploie une partie du modèle à paramètres localisés comme estimateur de courant rotorique.

Une méthode attractive, qui a été utilisée avec succès pour l'estimation paramétrique à partir de la fonction de transfert de la machine asynchrone à l'arrêt, est présentée dans [19]- [23]. L'étude proposée dans [19] a permis de développer une estimation récursive de la fonction de transfert continue, tandis que, d'autres travaux ont dérivé une méthode d'identification à base des moindres carrés récursifs (*RLS* : *Recursive Least Squares*) de la fonction de transfert discrète de la machine [20], [21].

Par ailleurs, une nouvelle approche expérimentale pour estimer les paramètres des moteurs à induction en utilisant la technique des moindres carrés a été présentée dans [22]. Dans ce cas, la robustesse de la technique des moindres carrés totales (*TLS* : *Total Least Squares*) dans un environnement bruyant a été exploitée pour la mise en application en ligne d'une technique des réseaux de neurones. Cette approche a été appliquée numériquement et expérimentalement pour rechercher les paramètres d'un moteur à induction par des essais effectués sur un banc d'essai. D'ailleurs, dans le cas des données très bruitées, cette méthode d'identification par *TLS* a pu améliorer les résultats par l'application d'un algorithme d'optimisation non linéaire. Cette méthode s'est avérée bien adaptée aux environnements hautement bruités.

D'autre par, une procédure d'identification, associant l'estimateur aux moindres carrés asymptotiques à un algorithme d'optimisation de type quasi-Newton, a été utilisée pour la détermination des paramètres des machines synchrones et asynchrones à partir des essais développés. Deux types de validation ont permis de mieux apprécier la qualité des résultats obtenus: la validation directe (réalisée avec le même essai) et la validation croisée (effectuée avec un essai différent de celui utilisé pour l'identification) [23].

De plus, trois méthodes dédiées à l'estimation des paramètres du modèle du moteur asynchrone en utilisant des données transitoires de démarrage ont été décrites et présentées dans [24]. La première méthode proposée s'applique à des modèles simples avec des domaines temporels de validité limités et permet d'obtenir les paramètres identifiés par exploration de ceux de chaque modèle. Cependant, cette méthode est seulement appliquée afin de trouver une bonne estimation initiale et ne réduit pas au minimum n'importe quel critère d'erreur. Par contre, la deuxième méthode proposée réduit au minimum les erreurs d'équation de modèle du moteur au sens des moindres carrés en utilisant l'algorithme de Levenberg-Marquardt (*LM*). En conclusion, la troisième méthode qui est une suite de la méthode de *LM*, réduit au minimum les erreurs aux sens des moindres carrés et est donc un estimateur de probabilité maximale. L'inconvénient majeur de toutes les techniques mentionnées dans cette section est que la détermination du paramètre peut être mauvaise si les conjectures initiales sont loin des meilleures valeurs.

I.2.2.2 Identification stochastique

Les techniques déterministes (gradient, Newton, quasi-Newton ...) sont généralement rapides et performantes lorsqu'il s'agit de trouver les minimums locaux des fonctions non linéaires. Cependant, ces techniques font face à un inconvénient important avec les fonctions qui incluent des données expérimentales bruitées comme celles relevées des tests effectués sur le moteur asynchrone. Ces méthodes sont limitées aussi quand plusieurs minimums locaux existent. Par conséquent, les chercheurs ont essayé de développer d'autres techniques pour pallier ce genre de problèmes.

Les méthodes stochastiques basées sur les techniques de l'intelligence artificielle ont été reconnues comme des techniques d'optimisation en raison de leur robustesse inhérente. Elles sont également employées pour l'identification de modèles très complexes en se basant sur des données expérimentales. En effet, elles peuvent converger asymptotiquement au minimum global même avec l'existence de plusieurs minimums locaux. Dans cette section, une large attention sur l'identification des paramètres du moteur asynchrone est couverte en appliquant ces techniques.

Ces méthodes stochastiques ou méthodes statistiques d'identification sont des méthodes probabilistes et ont une très forte capacité de convergence vers la niche de l'optimum global sans pour autant atteindre la précision des méthodes déterministes [25], [26]. Parmi ces méthodes, on peut citer principalement les algorithmes suivants : algorithmes génétiques, essaim de particules, recuit simulé, recherche d'harmonie ...etc. Elles permettent d'explorer l'espace de recherche plus efficacement.

Récemment, dans le cadre de la résolution des problèmes d'identification paramétriques de la machine asynchrone, de nouvelles techniques d'optimisation globale, telles que l'algorithme évolutionnaire [27], [28], l'algorithme génétique [29]-[34], l'évolution différentielle [35], l'optimisation par essaim de particules [36]-[39], l'optimisation par la colonie de fourmis [40], l'algorithme génétique hybride [41], [42], et l'algorithme dynamique de recherche par codage, ont été utilisées pour cette fin et comparées entre elles dans [43].

La référence [29] était l'un des innovateurs dans l'applicabilité des algorithmes génétiques pour résoudre le problème de l'identification des paramètres du moteur asynchrone. Un modèle simplifié en régime équilibré a été utilisé pour l'identification des paramètres électromécaniques de la machine asynchrone en se basant sur des essais en charge. L'objectif est de déterminer les valeurs des paramètres du circuit équivalent excepté la résistance statorique et la réactance rotorique qui sont déterminés en utilisant d'autres essais ou bien des données dans le manuel d'utilisation. D'autre part, un modèle dynamique non linéaire d'une machine asynchrone a été considéré pour résoudre le problème de l'identification paramétrique [30]. Dans ce modèle, les fuites statoriques et rotoriques sont supposées égales. Donc, il s'agit de déterminer quatre paramètres électriques et deux paramètres mécaniques (l'inertie et le coefficient de frottement) d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur. Une caractéristique dynamique d'un démarrage relevée expérimentalement et un modèle mathématique sont mis en application en vue de l'identification des paramètres du modèle. Dans cette méthode, la fonction de coût du GA est calculée en se basant sur l'intégrale des différences quadratiques absolues entre les courants statoriques relevés expérimentalement et ceux calculés par la simulation. La technique des moindres carrés analytique est appliquée pour identifier les paramètres et une comparaison est faite avec le GA dans le but de sélectionner la méthode d'identification qui donne les meilleurs résultats.

Dans le même contexte, une comparaison de huit algorithmes d'optimisation stochastique, dédiés à l'identification des paramètres de deux moteurs asynchrones, a été effectuée dans [36]. Ces huit algorithmes représentent quatre groupes principaux d'algorithmes d'optimisation stochastique développés dans la littérature spécialisée (recherche locale, stratégies évolutionnaires et essaim de particules).

Enfin, l'étude présentée dans [38] propose une nouvelle technique performante pour estimer les paramètres du circuit équivalent d'un moteur asynchrone triphasé en régime permanent en se basant sur les données du fabricant et en utilisant une version améliorée de la procédure d'optimisation par essaim de particules. Cet algorithme incorpore l'optimisation par la procédure à essaim de particules de base combinée avec les ordres chaotiques. Il a été montré que l'application des ordres chaotiques combinés avec l'algorithme *PSO* permet d'établir une stratégie efficace qui améliore nettement la capacité de recherche globale et peut échapper aux minimums locaux.

En tout cas, ce genre de méthodes d'identification permet seulement de localiser l'optimum global qui représente une solution voisine mais pas assez précise du problème. Il parait, intuitivement, qu'une finalisation de cette opération d'identification par une méthode déterministe de recherche locale ne peut être que bénéfique et permet de déterminer avec plus de précision les paramètres de la machine asynchrone.

I.2.3 Identification paramétrique de la MAS dans le cas d'une modélisation approfondie

Le besoin d'un contrôle précis et efficace du moteur asynchrone a motivé le développement des modèles dynamiques pour représenter convenablement son comportement en régime de fonctionnement permanent et transitoire [44]. La plupart de ces derniers sont des modèles paramétriques avec une structure qui dérive des lois physiques et des principes de fonctionnement du moteur asynchrone et dont les paramètres sont impliqués des données de mesure.

Dans la majorité des entrainements électriques, le moteur asynchrone fonctionne en régime de saturation, même quand il tourne à vide. Il est donc impératif de prendre en considération ce phénomène dans le modèle si on veut accroitre sa précision. Aussi, les pertes dans le fer sont d'une complexité accrue à déterminer de manière précise. Toutefois, la prise en comte approchée des pertes fer garantit l'aspect statique mais n'a pas le degré suffisant de pertinence pour garantir l'aspect dynamique [2].

Dans une première approximation, les valeurs des paramètres du modèle classique du moteur asynchrone peuvent être obtenues en utilisant diverses méthodes qui assument un circuit magnétique linéaire de flux [2], [45], [46], qui est valide dans les applications où le moteur fonctionne avec un flux constant. Cependant, quand le moteur fonctionne dans des conditions qui exigent des variations importantes de flux, la courbe réelle de saturation magnétique du moteur change le couplage inductif entre ses enroulements, ce qui modifie les valeurs des paramètres et dégrade la représentation des contrôleurs basés sur les modèles paramétriques linéaires.

Plusieurs modèles ont été développés dans la littérature pour inclure les effets de la saturation dans le moteur asynchrone [34], [47]-[49]. Ces modèles améliorent la représentation du comportement du moteur. Cependant, la caractéristique de magnétisation doit être incorporée au modèle et les valeurs des paramètres doivent être correctement identifiées.

Une stratégie répandue est d'identifier les paramètres à partir des allures des courants statoriques au démarrage, en considérant que l'inductance magnétisante est constante [50], [51]. Quand le modèle est utilisé dans des applications à flux variable, l'inductance est ajustée selon des données de la courbe de magnétisation du moteur.

Dans la référence [52], une identification des paramètres du modèle dynamique d'un moteur asynchrone est effectuée en prenant en considération la saturation du circuit magnétique du moteur. Cette identification est basée sur un algorithme d'optimisation à essaim de particules qui utilise les courants statoriques au démarrage du moteur asynchrone.

Deux approches différentes sont développées et comparées. La première consiste à ajouter les effets de saturation sur l'inductance magnétisante après utilisation d'un modèle linéaire d'inductance dans le procédé d'identification ; la seconde est basée sur l'inclusion de la courbe de saturation magnétique dans ce même procédé d'identification. Les modèles résultants sont examinés dans un système à flux variable.

D'autre part, si on tient compte des pertes fer, le problème sera plus complexe, car cellesci engendrent un couplage entre les courants rotoriques et statoriques [2], [49], [53]. Par exemple, la référence [2] présente une identification simultanée d'une caractéristique de saturation et des pertes fer. De plus, la répartition des fuites entre le stator et le rotor est discutée. Les différents modèles permettent d'envisager une analyse des biais, sur les valeurs des paramètres, produits par l'omission d'un tel ou tel phénomène dans le modèle d'identification. Une telle étude a pu mettre en évidence l'impact des différents phénomènes sur les valeurs estimées des paramètres.

I.3 Poursuite en temps réel des paramètres de la machine asynchrone

Il est bien connu que la qualité des lois de commande pour le pilotage de la machine asynchrone nécessite une bonne connaissance des grandeurs d'état nécessaires ainsi que des paramètres clés intervenant dans son modèle. L'accès à ces grandeurs d'état passe par la mesure au moyen de capteurs dont la précision est primordiale pour obtenir le niveau de performances requis par certaines applications industrielles. Cependant, les problèmes de variations paramétriques, de l'inaccessibilité à la mesure de certains états, du non observabilité de la machine dans certaines régions, du coût des capteurs et de leur manque de précision, rendent cette tâche très difficile [15], [23]. Pour faire face à ces problèmes, il est indispensable de recourir à des capteurs logiciels grâce à la conception d'observateurs et d'estimateurs. Dans le cadre de la commande de la machine asynchrone, la problématique d'observation se pose en particulier pour les flux statoriques ou rotoriques qui ne sont pas des états accessibles à la mesure, et pour la vitesse rotorique dans le cas d'une commande sans capteur mécanique. Au niveau des variations paramétriques, la résistance statorique et la constante de temps rotorique sont les paramètres de la machine asynchrone les plus critiques, car leur influence est cruciale que se soit pour la commande ou pour l'observation. Ces paramètres peuvent varier jusqu'à 100% (dans le cas de la résistance rotorique) de leurs valeurs nominales, à cause de la variation de la température et risquent de déstabiliser et/ou dégrader les performances de l'entrainement électromécanique [18].

I.3.1 Sensibilité des commandes FOC et DTC aux variations paramétriques de la MAS

La principale difficulté de la mise en œuvre des commandes *FOC* et *DTC* du moteur asynchrone est liée au contrôle du flux dans la machine, en raison de la difficulté de mesure directe, ce qui fait recourir à son estimation. Celle-ci dépend du modèle de la machine asynchrone qui peut induire d'importants problèmes de sensibilité liées essentiellement aux incertitudes de modélisation. Ces incertitudes sont dues aux variations des résistances statoriques ou rotoriques avec la température et l'effet de peau et aux variations des inductances avec la saturation magnétique. Cette sensibilité paramétrique est liée à la nature de la stratégie de commande utilisée [45], [54], [55].

I.3.1.1 Sensibilité de la commande FOC

Lorsque le moteur est contrôlé par la méthode de commande vectorielle à flux orienté, il est exposé à des contraintes qui peuvent affecter potentiellement ses performances. Autrement dit, le contrôle linéaire du couple, obtenu grâce au découplage effectif de la machine, n'est plus valable lorsque la résistance rotorique en particulier change avec la température. Ce paramètre peut varier à 100% avec la température et l'effet de peau, et peut induire des erreurs sur l'amplitude et sur l'orientation du flux dans la machine avec les conséquences suivantes [54], [56] :

- Pour développer un couple donné, le courant statorique peut croitre et augmente les pertes du système inutilement ;
- Pertes des performances dynamiques, voire statiques.

Pour garantir de bonnes performances en régimes dynamique et statique de la commande vectorielle, il est nécessaire de concevoir une régulation robuste et insensible aux variations paramétriques, notamment celles de la résistance rotorique qui demeure le paramètre clé dans la commande *FOC* [45], [57]-[61].

I.3.1.2 Sensibilité de la commande DTC

La *DTC* est une commande qui est basée sur l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique. La résistance statorique est théoriquement le seul paramètre de la machine qui intervient dans la commande directe du couple, ceci pour l'estimation du vecteur de flux statorique. De ce point de vue, qui est purement théorique, on peut considérer une robustesse infinie par rapport aux autres paramètres de la machine, et en particulier par rapport aux paramètres rotoriques.

Néanmoins, dans toute application réelle où le fonctionnement à basses vitesses est exigé, l'estimation du flux statorique par une intégration en boucle ouverte de la tension statorique diminuée de la chute résistive conduit à une estimation erronée du flux [62]. Ceci peut s'aggraver notamment sous l'influence des temps morts, des seuils de tension des semiconducteurs de puissance, des temps de montée et de descente de la tension lors des commutations, déformant la tension statorique qui devient difficile à concevoir au terme fondamental [63].

De plus, les erreurs d'identification et la variation de la résistance statorique contribuent aussi à une mauvaise estimation du flux et peuvent éventuellement entraîner une divergence de l'estimation. Ainsi, une estimation de ce paramètre est indispensable aux basses vitesses. Dans certains cas, pour remédier à ce problème, une observation du flux en boucle fermée, en faisant intervenir un modèle de la machine est utilisée [64], ce qui fait appel à la connaissance d'autres paramètres de la machine particulièrement les paramètres rotoriques. Le choix d'un estimateur reste une solution pour surpasser le problème lié à la variation de la résistance statorique sans l'utilisation ni la connaissance d'autres paramètres de la machine.

I.3.2 Estimateurs et observateurs dédiés à la poursuite paramétrique de la machine asynchrone

Dans la littérature spécialisée, nous distinguons plusieurs types d'estimateurs et d'observateurs, dédiés à la poursuite en temps réel des paramètres clés (résistance

statorique, constante de temps rotorique) et/ou l'estimation des grandeurs d'état, qui ont été développés pour pallier au problème de sensibilité des commandes vectorielles (*DTC* et *FOC*) appliquées à la *MAS*. Parmi les estimateurs les plus employés, on peut mentionner : les *PI* classiques et ceux basés sur l'intelligence artificielle (logique floue, réseaux de neurones, réseaux neuraux-flou, ... etc) [55], [65].

Les observateurs sont aussi utilisés pour estimer les paramètres clés et/ou les variables à commander. Ils sont très attractifs et permettent d'avoir de bonnes performances dans une gamme étendue de vitesse [66]-[72]. Plusieurs types ont été développés, parmi lesquels on peut citer : l'observateur à grand gains [66], l'observateur de *Luenberger* [67], les techniques de filtrage de *Kalman* étendu (*EKF*) [68], les observateurs adaptatifs [69], [70], les techniques basées sur les systèmes adaptatifs à modèle de référence (*MRAS*) [71], et les techniques basées sur les modes glissants [72]. Chacune de ces techniques présentes des avantages et des inconvénients.

Dans les deux sections qui suivent, nous allons passer en revue l'ensemble des travaux qui se sont intéressés aux estimateurs et observateurs dédiés à la poursuite de la résistance statorique et la constante de temps rotorique de la machine asynchrone.

I.3.2.1 Estimateurs et observateurs dédiés à la poursuite de la résistance statorique

En raison de sa structure simple, performance dynamique, robustesse et capacité de réaliser des réponses rapides du flux et du couple, la stratégie de la commande directe de couple a attiré de plus en plus l'intérêt des chercheurs ces dernières années [73]-[75] et elle a été très utilisée pour surmonter les problèmes de variation de la fréquence de commutation et des ondulations élevées de couple aux basses vitesses [76], [77]. Cependant, la variation de la résistance statorique peut, de manière significative, dégrader le fonctionnement d'un moteur asynchrone piloté par la *DTC*, parce qu'elle est nécessaire pour l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique dans la configuration de base de cette commande. Cette variation est habituellement de l'ordre de 0.75-1.7 fois la valeur nominale [78].

Pour les basses vitesses, cet effet est important pour un couple et une charge donnés. D'ailleurs, en utilisant une plus grande valeur de la résistance statorique (que sa valeur réelle) dans le bloc de commande peut mener à l'instabilité de l'entrainement [79]. Par conséquent, de nombreux travaux de recherche ont été proposés pour l'estimation en temps réel de la résistance statorique pendant les dernières années. Un compensateur adaptatif de résistance statorique s'est appliqué pour éliminer cette sensibilité en utilisant seulement la rétroaction du courant statorique [80]. Cette procédure permet de calculer le courant statorique à partir du couple et de l'amplitude du flux statorique de commande.

Un contrôleur Proportionnel-Intégral (PI), ou purement intégral (I) à été employé également pour l'estimation en ligne de la résistance statorique où une mise à jour de la résistance est obtenue par un mécanisme adaptatif. En principe, deux sous-catégories distinctes de mécanisme d'adaptation existent. Le compensateur *PI* est basé sur la correction en ligne de la résistance statorique concernant les variations de l'intensité du courant statorique. Celle-ci doit être constante quand le flux statorique et le couple électromagnétique sont constants [80]. La méthode proposée dans la référence [81] utilise la force électromotrice qui découple la composante directe du flux statorique provenant des effets de corruption de la résistance statorique, produisant un signal idéal pour l'algorithme d'adaptation. En outre, la composante en quadrature fournit une estimation instantanée proche de la résistance statorique. Un autre algorithme d'estimation de la résistance statorique qui est basé sur l'élaboration d'un bilan de puissance en régime établi permettant d'exprimer la puissance transmise entre le stator et le rotor à travers l'entrefer, a été présenté dans la référence [82]. La puissance dans l'entrefer a été calculée en utilisant la valeur du couple estimé en régime permanent. Puis, la résistance statorique a été estimée en se basant sur la différence entre ces deux puissances. D'autre part, une autre alternative a été utilisée pour poursuivre l'évolution de *R_s*, la puissance réactive est estimée d'abord, alors que les flux statorique et rotorique sont calculés par la suite, et le couple électromagnétique est estimé aussi. Une expression explicite pour le calcul de la résistance statorique est finalement obtenue, en fonction des quantités précédemment calculées [83]. Par ailleurs, une simple et efficace méthode pour la compensation des variations de *R*_s dans le bloc de commande par la DTC pour les faibles vitesses a été proposée dans la référence [84]. La théorie des ondelettes a été utilisée aussi pour établir un réseau d'ondelettes permettant de poursuivre en ligne l'évolution de la résistance statorique dans le bloc de la *DTC*.

Passons maintenant aux systèmes basés sur les observateurs. Dans ce cas, l'erreur, qui est l'entrée du mécanisme d'adaptation de la résistance statorique, est la différence entre le courant statorique mesuré et celui observé [85]-[88]. Dans les systèmes basés sur le *MRAS* [77], [86]-[90], le choix de l'erreur est plus souple. En effet, dans les références [77], [86], une commande par mode glissant d'un moteur asynchrone avec l'estimation en ligne de la résistance statorique a été présentée. Cette méthode d'estimation est basée aussi sur la mesure du courant statorique seulement. Cet estimateur précis et fiable rend le système particulièrement approprié aux fonctionnements à faible vitesse. Une autre méthode d'estimation de *R*_s utilisant un observateur d'ordre complet est proposée dans la référence [87]. Dans cette approche, l'erreur entre le courant statorique mesuré et observé est utilisée pour la poursuite de ce paramètre.

La troisième catégorie de l'estimation en ligne de la résistance statorique est fondée sur l'utilisation des techniques de l'intelligence artificielle en cours de l'adaptation. Les réseaux de neurones artificiels (*ANNs*) [91]-[93], la logique floue [65], [76], [94], ou le neuro-flou [95], ont été utilisés à cet effet. Principalement, les *ANNs* peuvent être considérés comme une sous-catégorie spéciale du premier groupe de méthodes d'estimation, où un calcul explicite de la résistance statorique est remplacé par une approximation basée sur le réseau neuronale.

De même, les méthodes basées sur la logique floue peuvent être regardées comme souscatégorie du deuxième groupe de méthodes d'estimation, où le mécanisme adaptatif classique (*PI* ou *I*) est remplacé par un mécanisme adaptatif flou. Un estimateur de R_s par réseaux de neurones, qui s'est avéré supérieur en termes de temps d'estimation et dynamique de convergence par rapport à l'estimateur *PI* classique et *PI* flou, a été proposé [91]. En outre, dans la référence [76], une mise à jour de R_s par un estimateur flou et une analyse de la performance de la *DTC* ont été présentées. L'estimateur flou proposé améliore l'exactitude du flux statorique estimé, menant à une trajectoire lisse du flux et donc réduisant les ondulations de couple. Cet estimateur est en particulier adapté au fonctionnement à couple élevé à vitesse réduite et améliore les performances de la *DTC* dans les applications où l'impact thermique sur la variation de la résistance n'est plus négligeable.

Une méthode neuro-floue permettant la poursuite en ligne de la résistance statorique a été décrite dans la référence [94]. Dans ce cas, la valeur de la résistance est obtenue à partir de la température estimée des enroulements statoriques en fonction du courant statorique et de la fréquence en utilisant un modèle thermique dynamique approximatif de la machine.

Rappelons par ailleurs, qu'en développant un flux statorique et un couple électromagnétique constants, les composantes du courant statorique du *MAS*, dans un repère (d, q) lié au champ tournant, sont des constantes [79]. Pour l'estimation de la résistance statorique en temps réel par un estimateur *PI* conventionnel ou un *PI* flou, le module de courant statorique mesuré est comparé à sa valeur de référence (estimée à partir de ces deux

composantes (*d*, *q*)) et l'erreur est liée à la variation de la résistance statorique. Puis, la résistance statorique corrigée par l'estimateur permet d'améliorer la précision de flux et de couple estimés. Cependant, les fluctuations du couple dues au contrôleur à hystérésis de la *DTC* provoquent une erreur sur le module du courant estimé [79]. Cette erreur, provoquée par les commutations pseudo-aléatoires du convertisseur, est une fonction de la vitesse de rotation, du couple de charge et de la fréquence de commutation. Elle réduit, en conséquence, les performances des compensateurs de la résistance de la première catégorie.

I.3.2.2 Estimateurs et observateurs dédiés à la poursuite de la constante de temps rotorique

De nombreux travaux ont été consacrés à l'estimation et la poursuite en temps réel de la constante de temps rotorique en considérant toujours le problème thermique [96]-[111]. L'approche adaptative proposée dans la référence [99] consiste à ajuster la vitesse de glissement afin que le flux rotorique puisse suivre sa référence conformément à une équation déduite à partir du modèle de la machine. Toutefois, l'algorithme obtenu présente l'inconvénient lié au fait que la constante de temps rotorique est un paramètre de l'équation utilisée. Le principe de la commande adaptative par modèle de référence a été appliqué dans [101]. Deux modèles de références ont été utilisés, en se basant sur la puissance réactive et la tension directe multipliée par un facteur de corrélation, pour améliorer la convergence de l'estimation de la vitesse de glissement. Cette approche s'avère intéressante en raison de l'utilisation de la logique floue et de l'absence, par conséquent, des paramètres de la machine dans l'algorithme. Cependant, ce dernier nécessite deux régulateurs flous pour corriger un seul paramètre. En outre, cette méthode se prête pour la commande de la machine à induction à flux rotorique constant. Une autre technique, basée sur l'injection d'un signal de test sur l'axe transverse, a été proposée dans [102]. Mais son implémentation exige des modifications au niveau du système d'entraînement. L'approche proposée dans la référence [55] est basée sur l'estimation de la composante en quadrature du flux rotorique en utilisant la logique floue également. Par ailleurs, la méthode exposée dans la référence [60] est basée sur l'estimation des deux composantes (directe et en quadrature) du flux en se basant aussi sur la logique floue. Cette même technique de commande a été utilisée dans la référence [61]. Dans ce cas, l'adaptation en temps réel de la constante du temps rotorique est élaborée par l'estimation de la composante directe du flux rotorique et celle de la vitesse rotorique. D'autre part, la méthode décrite dans la référence [103] est basée sur un modèle dynamique de la machine à induction et l'évaluation de l'erreur sur le courant statorique donne de bon résultats, tandis que son implémentation pose un problème de temps de calcul (il est important et de l'ordre d'une minute).

La commande adaptative à gains programmés (*gain scheduling*) est applicable lorsqu'il est possible de trouver un processus auxiliaire qui corrèle avec les variations paramétriques du système en adaptant les paramètres du régulateur en fonction des variables secondaires. Cette approche est basée sur la détection de la température du rotor dans le cas des machines à induction [104]. Son principe repose sur l'utilisation de la formule liant la variation de la température et la valeur de la résistance afin d'ajuster cette dernière si la température change. Cette méthode est simple mais nécessite l'emplacement d'un capteur de température dans le bobinage statorique, ce qui fait augmenter le coût.

Par ailleurs, une technique pratique, basée sur la détection de l'instant de l'annulation de courant statorique de la première phase, permet d'estimer la valeur de la constante de temps rotorique à partir des équations obtenues par simplification du modèle de la machine asynchrone à ces instants [105]. Cette méthode peut être aussi utilisée pour estimer la vitesse rotorique en connaissant la constante de temps rotorique. Pour ce faire, elle nécessite une technique de contrôle de courant modifiée qui permet de maintenir l'annulation du courant statorique pour un laps de temps et mesurer la tension correspondante. De plus, l'estimation dépend directement de la fréquence du courant statorique, ce qui fait que cette estimation se détériore au fur et à mesure que la fréquence diminue.

Passons maintenant aux techniques basées sur les observateurs. Celles qui ont attirées le plus d'attention dans la littérature spécialisée sont le filtre de *Kalman* étendu, qui est basé sur la résolution de l'équation de *Ricatti* établie à partir du modèle mathématique linéarisé de la machine, et qui prend en considération les variations paramétriques et les bruits de mesures. Cette technique, utilisée aussi bien pour l'observation du flux et de la vitesse [106] que pour l'estimation paramétrique [107], présente l'avantage de la robustesse et les inconvénients de l'intensité des calculs et la nécessité d'une initialisation appropriée.

La deuxième technique attractive est basée sur une structure *MRAS*, dans laquelle un vecteur d'erreurs est formé à partir des sorties de deux modèles indépendants. Cette erreur est amenée à zéro par l'ajustement de la variable à estimer à travers un mécanisme d'adaptation. Celle-ci (variable à estimer) influence un modèle et pas l'autre. Le modèle influencé est appelé modèle ajustable et l'autre est appelé modèle de référence. Les structures

MRAS diffèrent par le choix de la variable de sortie des deux modèles, ainsi que par le choix du mécanisme d'adaptation. Le choix le plus fréquent de la variable de sortie des deux modèles est le flux rotorique. La structure *MRAS* basée sur un tel choix a l'avantage de fournir l'estimation de l'angle du flux rotorique, qui peut être utilisée dans le cadre d'une commande à flux orienté. L'inconvénient de cette structure est la sensibilité, à basse vitesse, à la variation de la résistance statorique ainsi qu'à la dérive de l'intégrateur. D'autres choix de la variable de sortie ont été proposés et sont basés sur la force électromotrice ou sur la puissance réactive [108]. Malheureusement, ces techniques n'ont pas conduit à des solutions satisfaisantes car les structure basées sur ces choix présentent toujours des problèmes à basse vitesse. Cette approche par structure *MRAS* a été utilisée aussi bien pour l'estimation de la vitesse dans une commande sans capteur mécanique que pour l'estimation paramétrique en temps réel [109]. Elle présente l'avantage d'avoir une interprétation physique directe, et une facilité de son implémentation.

De sa part, la technique par modes glissants a connu également un large développement ces dernières années. Cette approche est basée sur une commande discontinue qui force l'état du système à atteindre une surface de glissement dans une première étape, ensuite le faire glisser sur cette surface vers un point d'équilibre dans une deuxième étape. Cette technique à l'avantage d'être très robuste vis à vis des incertitudes et des perturbations, et l'inconvénient des hautes fréquences appelées broutement (*chaterring*). Afin de réduire l'effet de cet inconvénient, plusieurs versions de modes glissants d'ordre supérieur ont été proposées [110]. Cette technique a été utilisée aussi bien pour l'observation du flux et de la vitesse que pour l'estimation paramétrique [111].

En tenant compte de la saturation et/ou des pertes fer dans le modèle de la machine asynchrone, le problème sera plus complexe, car celles-ci engendrent un couplage entre les courants rotorique et statorique [53]. Autrement dit, les pertes fer affectent le découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique malgré l'orientation de l'axe direct du repère tournant sur l'axe du flux rotorique. Par conséquent, l'approche proposée dans [112], basée sur l'ajustement de la constante de temps rotorique en fonction de l'erreur entre la puissance réactive estimée (en mesurant les tensions et les courants statoriques) et la puissance réactive issue de la commande (qui correspond à la constante de temps rotorique initiale), ne permet pas d'ajuster la constante de temps rotorique correctement, car la puissance réactive issue de l'orientation du flux rotorique ne correspond pas au découplage idéal à l'état initial. En plus, cette approche a été appliquée pour l'adaptation de la constante de temps rotorique en supposant que l'actionneur fonctionne avec un niveau de flux constant.

Le même problème se pose avec l'approche traitée dans [113], [114]. Cette dernière est basée également sur l'ajustement de la constante de temps rotorique en fonction de l'erreur entre l'énergie magnétisante estimée (obtenue par le produit vectoriel de la tension interne et le courant statorique) et celle fournie par le mécanisme d'orientation du flux rotorique (qui correspond à la constante de temps rotorique initiale). Sachant qu'à flux constant et si la constante de temps rotorique est constante, l'énergie magnétisante est constante, alors un correcteur *PI* peut être utilisé pour maintenir l'énergie magnétisante par l'ajustement de la constante de temps rotorique. Cependant, en tenant compte des pertes fer, l'approche doit être modifiée et il y a nécessité de mettre au point un mécanisme pour générer l'énergie magnétisante de référence lorsque le fonctionnement à flux variable est exigé par l'application.

I.4 Conclusion

Au cours de cette prospection bibliographique, nous avons essayé de pointer un certain nombre d'études concernant les travaux effectués dans le cadre de l'identification et l'estimation paramétrique de la machine asynchrone. Ces études ont porté principalement sur les problèmes liées à la détermination des paramètres du *MAS* et à l'usage des commandes *FOC* et *DTC* soumises aux variations paramétriques de cette machine.

A travers le contexte de ces études, nous nous sommes menés à orienter notre travail en premier lieu vers l'identification avancée des paramètres électromécaniques d'un modèle représentatif de la dynamique de la machine asynchrone à cage d'écureuil, permettant de déterminer avec précision ce jeu de paramètres.

Puis nous nous sommes intéressés à la résolution des problèmes de sensibilité de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique et de la commande directe du couple face aux variations paramétriques, où il serait question de proposer quelques estimateurs simples et efficaces des paramètres clés les plus influençant (résistance statorique et constante de temps rotorique).
Partie

Identification Paramétrique de la Machine Asynchrone

Contenu -

Chapitre II	Modélisation et Identification de la Machine Asynchrone	24
Chapitre III	Identification Avancée des Paramètres Electromécaniques d'une	
	Machine Asynchrone	37

Chapitre

Π

Modélisation et Identification de la Machine Asynchrone

	Contenu	
II.1	Introduction	25
II.2	Modélisation de la machine asynchrone	25
II.3	Modélisation avancée de la machine asynchrone dans le repère biphasé	30
II.4	Identification paramétrique classique de la machine asynchrone	33
II.5	Conclusion	36

II.1 Introduction

Pour caractériser et /ou commander une machine asynchrone l'élaboration d'un modèle mathématique et son identification s'avèrent indispensables.

Traditionnellement, le modèle utilisé dans la plupart des entraînements à vitesse variable sous concept des commandes vectorielles (*FOC* et *DTC*) étant à paramètres constants (inductances et résistances constantes) pour des raisons de simplicité. Parmi les hypothèses de simplification avancées par la plupart des travaux de recherche, on cite :

- Le circuit magnétique n'est pas saturé ;
- L'effet de peau et de la température sont négligés ;
- Les pertes fer et les pertes supplémentaires ne sont pas prises en considération.

En réalité, les paramètres de la machine ne sont pas constants et varient continuellement en fonction de l'amplitude des courants, des flux, de la fréquence et de la température. Il en résulte que les performances dynamiques et statiques du modèle utilisé de la machine sont plus au moins affectées.

Rappelons que l'identification des paramètres électromécaniques du moteur asynchrone est l'opération qui consiste à déterminer les paramètres du modèle dynamique de la machine, à partir de mesures réalisées. C'est la connaissance du modèle par identification qui permet de concevoir et/ou de mettre en œuvre la poursuite d'évolution du système.

Dans ce chapitre nous allons, d'une part, donner en bref le modèle biphasé et le modèle en régime harmonique du moteur asynchrone sans et avec saturation et pertes fer. Par la suite, une approche d'identification classique (basée sur des essais à vide, à rotor bloqué et de ralentissement) des paramètres mécanique et ceux du modèle harmonique sera présentée. L'objectif de cette méthode d'identification approximative est de localiser les paramètres électromécaniques de la machine asynchrone.

II.2 Modélisation de la machine asynchrone

Dans cette partie, nous allons présenter deux modèles mathématiques équivalents de la machine asynchrone (modèle dynamique biphasé et modèle en régime harmonique) qui vont nous servir par la suite à l'élaboration des algorithmes de commande, de poursuite et d'identification des paramètres du moteur en question.

II.2.1 Modèle biphasé de la machine asynchrone

Le modèle biphasé de la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil est établi dans le cadre des hypothèses usuelles citées dans [56].

Les enroulements (S_a , S_b , S_c) représentent le stator de la machine et les enroulements (R_a , R_b , R_c) représentent le rotor.

Les relations entre les flux et les courants peuvent être exprimées dans le repère *«abc»* par les équations (2.1) et (2.2) :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}$$
(2.1)

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix}^{t} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}$$
(2.2)

Les équations des tensions électriques pour l'ensemble des phases statoriques et rotoriques sont données par :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix}$$
(2.3)

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} v_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$
(2.4)

Les enroulements statoriques (rotoriques) de la machine asynchrone sont caractérisés par les paramètres suivants : la résistance de phase $R_s(R_r)$ et la matrice des inductances $[L_{ss}]([L_{rr}])$, et la matrice des mutuelles inductances entre les phases statoriques et les phases rotoriques $[M_{sr}]$.

En appliquant, la transformation de *Park* sur les équations (2.1 à 2.4) et après simplification, les équations électriques et magnétiques modélisant la machine dans le repère biphasé (u, v) sont déduites :

• Equations des tensions :

$$v_{su} = R_s i_{su} + \frac{d\varphi_{su}}{dt} - \omega_{rep}\varphi_{sv}$$

$$v_{sv} = R_s i_{sv} + \frac{d\varphi_{sv}}{dt} + \omega_{rep}\varphi_{su}$$

$$v_{ru} = R_r i_{ru} + \frac{d\varphi_{ru}}{dt} - \omega_{gl}\varphi_{rv} = 0$$

$$v_{rv} = R_r i_{rv} + \frac{d\varphi_{rv}}{dt} + \omega_{gl}\varphi_{ru} = 0$$
(2.5)

• Equations des flux :

$$\varphi_{su} = L_s i_{su} + M i_{ru}$$

$$\varphi_{sv} = L_s i_{sv} + M i_{rv}$$

$$\varphi_{ru} = L_r i_{ru} + M i_{su}$$

$$\varphi_{rv} = L_r i_{rv} + M i_{sv}$$
(2.6)

Avec : $\omega_{gl} = \omega_{rep} - \omega_r = \omega_{rep} - p\Omega_r$;

Le système d'équations précédent présente une interaction entre la partie électrique et la partie magnétique de la machine, ceci afin de développer le couple électromagnétique nécessaire pour vaincre le couple de charge et des frottements, comme l'illustre l'équation suivante :

$$J\frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - f_r \Omega_r - C_r$$
(2.7)

Avec :

$$C_{e} = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_{r}} \left(\varphi_{ru} i_{sv} - \varphi_{rv} i_{su} \right)$$
(2.8)

Il y a deux types de référentiels qui nous intéressent dans cette étude :

- Référentiel commun lié au stator (α, β) correspondant à ω_{rep}=0 que nous allons utiliser pour établir la commande *DTC* et élaborer un observateur d'état de la machine asynchrone;
- Référentiel commun lié au champ tournant (d, q) correspondant à ω_{rep}= ω_s (θ_s=ω_st+θ₀ en régime harmonique où θ₀ est l'angle initial entre l'axe d et la phase S_a), que nous allons utiliser pour élaborer la commande à flux rotorique orienté de la machine asynchrone.

II.2.2 Modèle de la machine asynchrone en régime harmonique permanent

La littérature technique traitant des moteurs asynchrones propose une multitude de schémas équivalents qui modélisent la machine en régime harmonique permanent. Dans ce cas, nous allons établir le schéma équivalent d'une machine asynchrone en partant du modèle biphasé précédent exprimé dans le repère (d, q) [56].

Dans ce type de schémas, les circuits primaires et secondaires sont couplés grâce au flux d'induction, et les composantes de la tension statorique dans ce même repère (d, q) sont exprimées par (où v_{sm} indique l'amplitude des tensions statoriques) [56] :

$$v_{sd} = v_{sm} \cos(\omega_s t - \theta_s)$$

$$v_{sq} = v_{sm} \sin(\omega_s t - \theta_s)$$
(2.9)

Si on prend θ_0 = 0, on obtient :

$$v_{sd} = v_{sm}$$

$$v_{sq} = 0$$
(2.10)

Lorsque la composante homopolaire des courants est nulle (c'est le cas d'une alimentation en équilibre et d'une machine symétrique ou à neutre isolé), on peut considérer les équations de la machine asynchrone dans le repère de Park, en remplaçant les grandeurs d-q par une seule grandeur complexe $\overline{X} = (x_d + jx_q)$.

Ainsi, on remplace les équations des tensions statoriques (2.5) par l'équation complexe suivante :

$$\overline{V}_{s} = v_{sd} + jv_{sq} = R_{s}i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_{s}\varphi_{sq} + j\left(R_{s}i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_{s}\varphi_{sd}\right)$$
(2.11)

Ou encore :

$$\overline{V}_{s} = R_{s}\overline{I}_{s} + \frac{d\phi_{s}}{dt} + j\omega_{s}\overline{\phi}_{s}$$
(2.12)

De même pour le rotor, on peut établir l'équation de tension sous la forme complexe qui suit :

$$\overline{V_r} = 0 = R_r \overline{I_r} + \frac{d\phi_r}{dt} + j\omega_{gl}\overline{\phi}_r$$
(2.13)

Et comme on est en régime harmonique permanent, alors les grandeurs sont des constantes, ce qui donne :

$$\overline{V_s} = R_s \overline{I_s} + j \,\omega_s \overline{\phi}_s$$

$$0 = R_r \overline{I_r} + j \,\omega_{gl} \overline{\phi}_r$$
(2.14)

D'autre part, les équations complexes des flux sont établies de la même manière précédente. On trouve :

$$\overline{\phi}_{s} = L_{s}\overline{I}_{s} + M\overline{I}_{r}$$

$$\overline{\phi}_{r} = L_{r}\overline{I}_{r} + M\overline{I}_{s}$$
(2.15)

Remplaçons ces équations de flux dans les équations des tensions (2.14), tout en prenant $\omega_{el} = g \omega_s$. On obtient :

$$\overline{V}_{s} = R_{s}\overline{I}_{s} + j\omega_{s}L_{s}\overline{I}_{s} + j\omega_{s}M\overline{I}_{r}$$

$$0 = \frac{R_{r}}{g}\overline{I}_{r} + j\omega_{s}L_{r}\overline{I}_{r} + j\omega_{s}M\overline{I}_{s}$$
(2.16)

Décomposons maintenant les inductances propres en inductance de fuites et inductance mutuelle :

$$L_{s} = l_{\sigma s} + M$$

$$L_{r} = l_{\sigma r} + M$$
(2.17)

Alors, il est possible d'établir le modèle équivalent usuel de la MAS. Soit :

$$\overline{V}_{s} = R_{s}\overline{I}_{s} + j\omega_{s}l_{\sigma s}\overline{I}_{s} + j\omega_{s}M\left(\overline{I}_{s} + \overline{I}_{r}\right)$$

$$0 = \frac{R_{r}}{g}\overline{I}_{r} + j\omega_{s}l_{\sigma r}\overline{I}_{r} + j\omega_{s}M\left(\overline{I}_{s} + \overline{I}_{r}\right)$$
(2.18)

Dans ce modèle (2.18), le circuit magnétique est considéré sans pertes, ce qui n'est pas réellement le cas. Pour rendre compte des pertes fer, on peut ajouter dans ce modèle une résistance fictive R_{fer} en parallèle avec la réactance statorique [56]. Le modèle devient alors celui de la figure suivante :



Fig. 2.1 Schéma équivalent de la machine asynchrone tenant compte des pertes fer.

Dans notre cas, il s'agit d'un *MAS* à cage d'écureuil (enroulements rotoriques non accessibles). Donc, nous avons considéré au départ que les grandeurs rotoriques sont ramenées au stator au niveau du modèle triphasé.

II.3 Modélisation avancée de la machine asynchrone dans le repère biphasé

Plusieurs phénomènes physiques peuvent s'écrire de manière simplifiée en conservant la structure du modèle dynamique biphasé et en ne modifiant que les valeurs des paramètres de la machine.

L'évolution de la température fait varier les valeurs des résistances. Connaissant le coefficient de température de cuivre (3.9° K⁻¹), la plage de température au stator (100° K) et au rotor (140° K), on peut déterminer les variations des résistances (+/- 20 % au stator et +/- 28 % au rotor) [14].

Dans la plupart des entrainements, le moteur asynchrone fonctionne en régime de saturation, même en fonctionnement à vide. Il est donc impératif de prendre en considération ce phénomène dans le modèle afin d'accroitre sa précision.

Aussi, les pertes dans le fer sont d'une complexité accrue à déterminer de manière précise. Toutefois, la prise en comte approchée des pertes fer garantit l'aspect statique mais n'a pas le degré suffisant de pertinence pour garantir l'aspect dynamique.

A fin de prendre en considération ces deux phénomènes, nous allons modifier le modèle biphasé pour intégrer la saturation du circuit magnétique et les pertes fer.

II.3.1 Prise en compte de la saturation dans le modèle biphasé de la machine asynchrone

Dans la plupart des cas, le modèle linéaire de la machine asynchrone est suffisant pour obtenir de bons résultats dans l'analyse des régimes transitoires. Ce modèle considère que l'inductance magnétisante est constante, ce qui n'est pas tout à fait vrai, car le matériau magnétique utilisé pour la fabrication n'est pas parfaitement linéaire. Cependant, dans certaines utilisations de la machine asynchrone (alimentation avec onduleur, génératrice auto-excitée, éolienne), il est indispensable de tenir compte de l'effet de la saturation du circuit magnétique et donc de la variation de l'inductance magnétisante [47], [49]. Dans notre étude, nous privilégions la prise en compte de la saturation magnétique au travers d'inductances variables. Ceci permet d'une part de simplifier le modèle de la machine et d'autre part de faire apparaître les grandeurs d'état. L'approche de modélisation est donc directement issue du modèle de la machine asynchrone élaboré précédemment.

Nous allons, dans ce qui suit, déterminer les expressions des inductances en tenant compte de l'effet de la saturation tout en considérant des inductances de fuites constantes, hypothèse vérifiée suite aux parcours des flux de fuites dans l'air.

Pour ce faire, nous nous baserons sur le courant de magnétisation i_m qui peut être calculé à partir de l'expression suivante :

$$i_{m} = \sqrt{\left(i_{sd} + i_{rd}\right)^{2} + \left(i_{sq} + i_{rq}\right)^{2}}$$
(2.19)

Ainsi, l'inductance mutuelle peut être exprimée en fonction du courant de magnétisation par l'équation suivante qui donne une bonne approximation de *M* en pratique [36] :

$$M = \begin{cases} M_0 & i_m \le i_{m0} \\ M_0 \frac{1}{1 + \alpha M_0 i_{m0} \left(\frac{1}{i_{m0}} - \frac{1}{i_m}\right)^2} & i_m > i_{m0} \end{cases}$$
(2.20)

Où M_0 est l'inductance mutuelle cyclique du circuit magnétique du moteur non saturé et i_{m0} est le courant de magnétisation marquant le début de la saturation de la machine. De plus, α est un facteur de corrélation caractérisant l'évolution de la forme de la courbe $M(i_m)$ dans la partie saturée. Ces deux paramètres (i_{m0} , α) peuvent être identifiés pratiquement.

II.3.2 Prise en compte des pertes fer dans le modèle biphasé de la machine asynchrone

Les pertes fer sont les pertes les plus difficiles à quantifier de manière précise dans les machines. Elles se situent dans les parties magnétiques du moteur. Classiquement, on distingue deux composantes principales : les pertes par hystérésis et les pertes par courants de *Foucault*. Ces deux types de pertes apparaissent dans les différentes parties du circuit magnétique et n'y sont pas réparties uniformément. A ces deux types de pertes viennent s'ajouter des pertes fer supplémentaires d'origines diverses.

Les pertes par courants de *Foucault* sont bien modélisées par une résistance ajoutée au modèle en parallèle avec l'inductance magnétisante. Pour les pertes par hystérésis, on emploie généralement le même modèle, qui présente l'avantage de permettre la modélisation de l'ensemble des pertes magnétiques par une seule résistance. Néanmoins, dans ce dernier cas, il s'agit d'une approximation. Pour être plus précis dans l'écriture du modèle, on pourrait paramétrer la valeur de la résistance en fonction de la fréquence et éventuellement du champ maximal. Dans ce travail, nous nous contenterons de considérer le cas où les pertes fer sont modélisées par une seule résistance additionnelle, n'ajoutant qu'un seul paramètre au modèle précédemment présenté.

Selon ce que nous venons d'énoncer, la résistance doit être placée en parallèle de l'inductance magnétisante qui, elle, correspond au flux principal. Si on considère aussi la saturation, on obtient alors un modèle à 8 paramètres (les résistances R_s et R_r , les inductances de fuites $l_{\sigma s}$ et $l_{\sigma r}$, l'inductance de magnétisation M, le courant de magnétisation i_m , le facteur de corrélation α et la résistance des pertes fer R_{fer}).

Rappelons que les deux types de pertes (par hystérésis et par courants de *Foucault*) sont proportionnels au carré du flux magnétisant. Il est à noter également que les pulsations statorique et rotorique sont différentes, à savoir que ω_s est la pulsation statorique et $g\omega_s$ la pulsation rotorique (*g* représente le glissement qui est faible en général). Si les pertes fer rotoriques sont négligées devant celles du stator, les pertes fer peuvent être évaluées comme suit :

$$P_{fer} = P_{fer}^{h} + P_{fer}^{f} = \left(k_{h}\omega_{s} + k_{f}\omega_{s}^{2}\right)\varphi_{m}^{2} \approx \frac{\omega_{s}^{2}\varphi_{m}^{2}}{1/k_{e}} \approx \frac{\omega_{s}^{2}\varphi_{m}^{2}}{R_{fer}}$$
(2.21)

Où k_f , k_h sont respectivement les coefficients des pertes par courants de *Foucault* et par phénomène d'hystérésis, et φ_m est le flux magnétisant (d'entrefer).

Etant donné que le terme $\omega_s \varphi_m$ représente une tension, on peut déduire que le coefficient $1/k_e$ a la dimension d'une résistance, notée R_{fer} .

La figure (2.2) illustre les deux schémas équivalents sur les axes, direct (*d*) et en quadrature (*q*), en régime permanent de la machine asynchrone. Ces schémas sont obtenus à partir du schéma équivalent établi au paragraphe (II.2.2) et ceci en négligeant la chute de tension aux bornes de $l_{\sigma s}$ devant la *f.e.m* de magnétisation (tension aux bornes de la branche parallèle).



Fig. 2.2 Circuits équivalents au modèle biphasé de la machine asynchrone tenant compte des pertes fer.

Cette simplification permettra de prendre en compte l'effet des pertes fer dans le modèle dynamique biphasé de la *MAS* en utilisant les équations suivantes :

$$i_{sd}' = i_{sd} + \frac{v_{sd} - R_s i_{sd}}{R_{fer}}$$

$$i_{sq}' = i_{sq} + \frac{v_{sq} - R_s i_{sq}}{R_{fer}}$$
(2.22)

Ainsi, les courants (i_{sd} et i_{sq}) issus du modèle dynamique de la *MAS* (2.5) exprimé dans le repère (d, q) sont actualisés en utilisant les équations (2.22) pour tenir compte des pertes fer.

II.4 Identification des paramètres électromécaniques de la machine asynchrone par la méthode classique

L'identification des paramètres d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil est un problème complexe, à cause du manque des théories fiables et des méthodes de mesures directes dans le circuit rotorique. L'effet de peau dans les enroulements rotorique et l'effet de saturation du noyau de fer mènent aux complications dans le processus de modélisation de la machine asynchrone. Par conséquent, des calculs et des mesures indirects doivent être effectués pour déterminer les paramètres à partir des données du fabricant.

Il est très difficile de calculer avec précision les paramètres électromécaniques de la machine asynchrone. C'est pour cela que la méthode mentionnée ci-après ne présume pas avoir un degré d'exactitude très élevé. Elle permet tout juste de *'localiser'* ces paramètres et donner une plage de variation, nous permettant de délimiter l'espace d'exploration en vue d'une identification par des approches avancées.

L'objectif de cette partie est d'identifier (il s'agit plutôt de localiser) les paramètres électriques du schéma équivalent ainsi que les paramètres mécaniques (inertie et coefficient de frottement) d'une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil en se basant sur des essais expérimentaux classiques.

Trois essais sont nécessaires pour identifier les paramètres électriques de ce schéma équivalent de la *MAS* (voir figure (2.1)), à savoir, la mesure de la résistance statorique, l'essai à vide et l'essai à rotor bloqué. Un quatrième essai à vitesse ralentie nous permet de déterminer les deux paramètres mécaniques de la machine asynchrone.

II.4.1 Mesure à courant continu et à chaud de la résistance statorique

Cet essai à courant continu permet de mesurer la résistance d'une phase de la machine en tenant compte du couplage de l'enroulement.

Dans notre cas, nous nous sommes contentés d'une mesure directe à chaud par Ohmmètre. Rappelons que ce type de mesure ne tient pas compte des effets inductifs de la machine en mode d'alimentation en alternatif. Ainsi, la valeur mesurée de la résistance statorique peut présenter des erreurs significatives.

II.4.2 Essai à rotor bloqué

Cet essai sert à déterminer la résistance du rotor R_r et la réactance de fuite totale X_{σ} . Pour ce faire, on mesure tout d'abord les pertes totales dans les trois phases et la tension de phase pour un courant nominal. Ensuite, on calcule R_r et X_{σ} comme suit :

$$R_r \approx \frac{P_{cc}}{3I_{cc}^2} - R_s \tag{2.23}$$

$$X_{\sigma} \approx \frac{Q_{cc}}{3I_{cc}^2}$$
(2.24)

Les fuites sont supposées reparties équitablement entre le stator et le rotor, alors les réactances et les inductances des fuites statorique et rotorique sont exprimées par :

$$X_{\sigma s} = X_{\sigma r} = X_{\sigma}/2 \tag{2.25}$$

$$l_{\sigma s} = l_{\sigma r} = \frac{X_{\sigma s}}{2\pi f}$$
(2.26)

34

II.4.3 Essai à vide

L'essai à vide, à la fréquence fondamentale, représente un fonctionnement proche de la vitesse de synchronisme ($g \approx 0$). Il permet de calculer la résistance correspondant aux pertes dans le fer R_{fer} et l'inductance magnétisante M par :

$$R_{fer} \approx \frac{3V_{s0}^2}{P_{fer}}$$
(2.27)

$$X_m \approx \frac{3V_{s0}^2}{Q_{for}}$$
(2.28)

et :

$$M = \frac{X_m}{2\pi f} \tag{2.29}$$

En supposant que le glissement est nul (vitesse très proche du synchronisme), les pertes actives et réactives dans le fer sont donc exprimées par :

$$P_{fer} = P_{s0} - P_{mec0} - 3R_s \times I_{s0}^2 \approx 3(V_{s0}^2 / R_{fer})$$
(2.30)

$$Q_{fer} = Q_0 - 3X_{\sigma s} I_{s0}^2 \approx 3(V_{s0}^2 / X_m)$$
(2.31)

Les pertes mécaniques à vide (P_{mec0}) peuvent être calculées en se basant sur la méthode de séparation des pertes et l'essai à vide pour différentes tensions d'alimentation (voir section *B.1.3* de l'annexe *B*).

II.4.4 Essai à vitesse ralentie

Pour déterminer les paramètres mécaniques (l'inertie et le coefficient de frottement) de la machine asynchrone, on peut utiliser l'essai à vitesse ralentie. Ceci consiste à alimenter la machine sous sa tension nominale, laisser la machine atteindre son régime permanent de fonctionnement, puis couper l'alimentation brusquement. La machine va alentir et s'arrêter systématiquement sous l'effet du moment d'inertie et du couple des frottements visqueux.

En relevant l'allure de la vitesse, le moment d'inertie peut être calculé d'après l'expression suivante :

$$J = \frac{P_{mec0}}{\frac{d\Omega_r}{dt}}$$
(2.32)

35

Le coefficient de frottement peut être déduit aussi par :

$$f_r = \frac{P_{mec0}}{\Omega_{r0}^{2}}$$
(2.33)

Notons que la détermination du moment d'inertie et du coefficient de frottement est basée aussi sur le calcul des pertes mécaniques à vide (P_{mec0}).

II.5 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la modélisation et l'identification classique de la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil. En premier lieu, les équations différentielles qui régissent le comportement dynamique de la machine asynchrone ont été données. Ensuite, nous avons procédé à la transformation biphasée qui permet de simplifier la modélisation de la machine.

Le schéma équivalent de la machine asynchrone a été établi en vue d'une identification paramétrique de la machine. Puis, nous avons montré comment prendre en compte les effets de saturation et les pertes fer dans le modèle dynamique de la machine asynchrone sans trop changer le modèle biphasé de base.

Une approche approximative devant permettre la localisation des paramètres électromécaniques de la *MAS* triphasé à cage d'écureuil basée sur les essais classiques (à vide, à rotor bloqué et à vitesse ralentie) a été rappelée. Le but est de délimiter l'espace d'exploration de ces paramètres pour aboutir à une identification plus précise en se basant sur des méthodes avancées.

Le prochain chapitre, justement, fera l'objet de l'utilisation d'une méthode d'identification avancée afin de déterminer avec précision les paramètres déjà grossièrement identifiés par cette méthode classique très approximative (voir annexe *B* pour les détails de calcul).

Chapitre

III

Identification Avancée des Paramètres Electromécaniques d'une Machine Asynchrone

	Contenu	
III.1	Introduction	38
III.2	Principe et formulation du problème d'identification	39
III.3	Considérations pratiques	42
III.4	Algorithme de la recherche d'harmonie	43
III.5	<i>Application de l'algorithme de recherche d'harmonie à l'identification des paramètres du MAS</i>	49
III.6	Résultats obtenus et discussion	50
III.7	Comparaison des résultats de l'algorithme de recherche d'harmonie à ceux de quelques méthodes métaheuristiques usuelles	66
III.8	Conclusion	74

III.1 Introduction

Contrairement à la modélisation mathématique, l'identification est une approche expérimentale, lors de laquelle un modèle issu de connaissances a priori est optimisé à partir des données mesurées afin d'approcher le plus fidèlement possible le comportement d'un système. La méthode d'identification repose sur la comparaison entre les sorties d'un modèle numérique représentant le processus et celles mesurées sur le processus réel. Les paramètres du modèle sont adaptés à l'aide d'un algorithme d'optimisation de manière à minimiser un critère de performance (l'erreur quadratique intégrale de sortie par exemple).

Deux grandes catégories de méthodes d'identification peuvent être distinguées suivant qu'elles permettent ou non d'estimer avec précision les paramètres du modèle à identifier :

- Les méthodes déterministes d'identification qui sont basées sur le calcul ou l'approximation de dérivées et ont donc l'inconvénient de pouvoir converger vers un optimum local (méthodes de recherche locale), d'une part et d'autre part, la convergence est souvent compromise selon que nous pouvons ou non localiser même très grossièrement l'optimum. Cependant, ces méthodes ont l'avantage de converger rapidement et d'une manière précise, si on n'est pas loin de l'optimum recherché. Il existe plusieurs algorithmes de ce type, les plus utilisées sont les méthodes du gradient, de Newton, de quasi-Newton, ... etc).
- Les méthodes stochastiques ou méthodes méta-heuristiques d'identification sont des méthodes probabilistes et ont une très forte capacité de convergence vers la niche de l'optimum global (méthodes de recherche globale) sans pour autant atteindre la précision des méthodes déterministes [25]. Parmi ces méthodes (il en existe beaucoup), on peut citer principalement les algorithmes génétiques, les essaims de particules, le recuit simulé, la recherche d'harmonie, ... etc.

Intuitivement, nous pouvons conclure qu'une combinaison (hybridation) de ces deux types de méthodes d'identification (localisation des paramètres par une méthode de recherche locale puis détermination avec précision de ces paramètres en utilisant une méthode de recherche globale) ne serait que bénéfique.

Dans ce chapitre, nous allons tout d'abord formuler le problème d'identification des paramètres du modèle dynamique d'un *MAS* à cage d'écureuil. Nous allons nous intéresser ensuite à une méthode d'optimisation récente, inspirée de la recherche d'une harmonie

parfaite dans un orchestre jouant de tous ses instruments musicaux, pour identifier les paramètres électromécaniques du modèle dynamique d'une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil. Nous allons considérer tout d'abord le modèle biphasé de base puis nous tenons compte de la saturation, des pertes fer et des imperfections de la source d'alimentation. Les performances (rapidité et précision) de cette approche seront déterminées, discutées et comparées à celles de quelques méthodes méta-heuristiques usuelles (*GA, SA, PSO*).

III.2 Principe et formulation du problème d'identification

Une approche d'identification comporte essentiellement les étapes suivantes :

- Exploitation de connaissances à priori et établissement de modèles analytiques et/ou numériques du système ;
- Définition des conditions d'expérience de ce même système ;
- Choix d'une structure de modèle et de signaux d'analyse (étape de caractérisation) ;
- Expérimentation et enregistrement de données ;
- Application d'algorithmes d'identification ;
- Vérification du modèle obtenu et retour éventuel à la première étape.

Dans ce qui suit, nous allons nous limiter à la formulation du problème d'identification du modèle dynamique de la *MAS* ce qui ne correspond en fait qu'à une petite partie du travail global d'identification. En général, cette formulation sert à définir un vecteur de paramètres qu'on va déterminer à travers une minimisation plus ou moins explicite d'un critère d'erreur.

Ainsi, ce problème de l'identification paramétrique de la machine asynchrone est formulé sur la base d'une comparaison entre les sorties d'un modèle numérique représentant la dynamique de la machine et celles mesurées sur la machine réelle. Les paramètres du modèle sont ajustés à l'aide d'un algorithme d'optimisation de manière à minimiser l'erreur quadratique intégrale de sortie comme il est illustré par la figure (3.1).

La machine réelle et son modèle sont excités par les mêmes entrées u, les sorties réelle 'y' et estimée \hat{y} sont comparées pour créer le vecteur des erreurs de sortie ε . Ensuite, un algorithme d'optimisation, ajuste les paramètres regroupés dans le vecteur $\hat{\rho}$ afin de minimiser un indexe de performance (fonction objectif f_{obj}) qui est fonction de ε . Généralement, on choisit un critère intégral telle que l'erreur quadratique intégrale (*Integral*

Squared Error : *ISE*) comme indexe de performance. Une fois cette fonction f_{obj} est minimisée, nous pouvons dire que le vecteur des paramètres estimés $\hat{\rho}$ est le meilleur au sens du critère choisi pour l'identification.



Fig. 3.1 Structure générale de l'identification paramétrique du modèle dynamique d'un système.

Normalement, la réponse dynamique du système est établie en résolvant les équations d'état modélisant le comportement dynamique de ce même système pour un vecteur (de paramètres estimés) donné :

$$\hat{X} = f\left(\hat{\rho}, \hat{X}, u\right)
\hat{y} = g\left(\hat{\rho}, \hat{X}\right)$$
(3.1)

en partant d'une certaine condition initiale caractérisant l'état initial du système.

Dans notre cas, l'objectif de l'identification est de déterminer le vecteur des paramètres électromécaniques du modèle dynamique biphasé de la *MAS* aussi exactement que possible. Pour ce faire, on considère ce modèle sous la forme d'état suivante exprimée dans le repère (α, β) :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}$$
(3.2)

Avec :

Chapitre III

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma M} p\Omega_r \\ \omega_s & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & -\frac{1-\sigma}{\sigma M} p\Omega_r & \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - p\Omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_s - p\Omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}; [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} \end{bmatrix}$$

Pour compléter ce modèle d'état de la MAS, on rajoute l'équation d'état mécanique :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{3}{2} \frac{M}{L_r J} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \left(\frac{f_r}{J}\right) \Omega_r - \frac{C_r}{J}$$
(3.3)

Ainsi, pour une condition initiale $\hat{x}(0) = x_0 = (i_{s\alpha}(0), i_{s\beta}(0), \varphi_{r\alpha}(0), \varphi_{r\beta}(0), \Omega_r(0))$ correspondant à $(i_a(0), i_b(0), i_c(0)$ et $\Omega_r(0)$) et une entrée donnée $u(t) = (v_{s\alpha}(t), v_{s\beta}(t))$ correspondant à $(v_a(t), v_b(t), v_c(t))$, la sortie $y(t) = (i_a(t), i_b(t), i_c(t), \Omega_r(t))$ du système réel est mesurée. Et pour un vecteur de paramètres $\hat{\rho}$ donné, la sortie estimée \hat{y} du modèle est calculée, en imposant le même signal d'entrée et la même condition initiale du système réel. Ces deux réponses dynamiques peuvent alors être comparées à travers une fonction de performance :

$$f_{obj}(\hat{\rho}) = \frac{1}{2} \int_{0}^{t_{f}} (y(t) - \hat{y}(t))^{T} Q(y(t) - \hat{y}(t)) dt$$
(3.4)

Où Q est une matrice définie positive (d'habitude il suffit de choisir une matrice diagonale à éléments diagonaux positifs permettant de bien pondérer les différentes erreurs du vecteur de sortie) et t_f est le temps de la simulation.

Plus précisément, nous avons choisi comme indexe de performance dans notre cas, la fonction objectif suivante :

$$f_{obj}(\hat{\rho}) = \int_{0}^{t_{f}} \left(q_{11}(i_{a} - \hat{i}_{a})^{2} + q_{22}(i_{b} - \hat{i}_{b})^{2} + q_{33}(i_{c} - \hat{i}_{c})^{2} + q_{44}(\Omega_{r} - \hat{\Omega}_{r})^{2} \right) dt$$
(3.5)

Avec : q_{ii} (*i*=1,..., 4) des facteurs qui permettent de pondérer l'importance d'une grandeur par rapport à l'autre.

Rappelons que les courants des phases statoriques estimés sont calculés d'après les équations suivantes :

$$\hat{i}_{a} = \hat{i}_{s\alpha}$$

$$\hat{i}_{b} = -\frac{1}{2}\hat{i}_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}\hat{i}_{s\beta}$$

$$\hat{i}_{c} = -\frac{1}{2}\hat{i}_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}\hat{i}_{s\beta}$$
(3.6)

Notons que f_{obj} est une fonction du vecteur des paramètres estimés $\hat{\rho}$, plus elle est minimale plus $\hat{\rho}$ est plus précis et le modèle est mieux représentatif. Théoriquement, elle est égale zéro pour un modèle parfaitement représentatif et $\hat{\rho} = \rho$. Ainsi, le problème d'identification est formulé sous forme d'un problème d'optimisation.

L'algorithme d'identification se chargera ensuite d'estimer les paramètres électromécaniques du moteur asynchrone en minimisant l'erreur quadratique intégrale entre la sortie estimée $(\hat{i}_a, \hat{i}_b, \hat{i}_c, \hat{\Omega}_r)$ et la sortie réelle $(i_a, i_b, i_c, \Omega_r)$ mesurée sur le moteur.

III.3 Considérations pratiques

Pour des considérations pratiques (nous ne disposons que de la mesure de vitesse et de courant d'une phase statorique), nous sommes menés à étudier le cas des trois fonctions objectifs suivantes :

• Cas d'une fonction objectif basée sur la vitesse mesurée $(q_{11}=q_{22}=q_{33}=0 \text{ et } q_{44}=1)$:

$$f_{obj\,1} = \int_{0}^{t_{f}} (\Omega_{r\,\exp} - \hat{\Omega}_{r})^{2} dt$$
(3.11)

• Cas d'une fonction objectif basée sur le courant de phase mesurée $(q_{11}=1 \text{ et } q_{22}=q_{33}=q_{44}=0)$:

$$f_{obj\,2} = \int_{0}^{t_f} (i_{a\exp} - \hat{i}_a)^2 \, dt \tag{3.12}$$

• Cas d'une fonction objectif basée sur la mesure de $\Omega_r(t)$ et $i_a(t)$ ($q_{22}=q_{33}=0$) :

$$f_{obj3} = \int_{0}^{t_{f}} q_{11} \left((i_{a\exp} - \hat{i}_{a})^{2} + q_{44} (\Omega_{r\exp} - \hat{\Omega}_{r})^{2} \right) dt$$
(3.13)

Dans ce dernier cas, les deux facteurs (q_{11} et q_{44}) doivent être judicieusement choisis pour bien pondérer les deux termes de la fonction objectif. La résolution de ce problème d'identification sera effectuée en utilisant une approche méta-heuristique (*Recherche d'Harmonie*) qui exige un espace d'exploration auquel appartiennent les paramètres à identifier, tout comme la majorité des stratégies heuristiques (*GA*, *SA*, *PSO*, ...).

Dans ce contexte, nous proposons de délimiter l'espace de recherche des paramètres électromécaniques du modèle dynamique de la *MAS* en se basant sur les essais d'identification classiques (essai à vide, à rotor bloqué et essai de ralentissement), voir section II.4.

En effet, cet espace d'exploration (noté D^N ou N est le nombre des paramètres à identifier), est centré autour du vecteur des paramètres grossièrement identifiés par la méthode d'identification classique mentionnée précédemment (ρ_{gident}). Nous avons pris :

 $\rho_{min} = 0.5 \ \rho_{gident} \le \rho \le \rho_{max} = 2 \ \rho_{gident}$

Si, au cours du processus d'identification, l'un des paramètres bute sur l'une de ses limites, nous procéderons à l'élargissement du domaine de recherche au delà/ou en dessous de cette même limite.

III.4 Algorithme de recherche d'harmonie

Dans cette section nous allons présenter une méthode d'identification méta-heuristique récente, inspirée de la recherche d'harmonie musicale dans un orchestre, en mettant l'accent sur ses aspects algorithmiques. Cette méthode sera ensuite appliquée pour identifier les paramètres électromécaniques du modèle dynamique d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.

III.4.1 Principe de l'algorithme de recherche d'harmonie

L'algorithme de la méthode de recherche d'harmonie (*Harmony Searsh* : *HS*) a été développé en 2001 par Geem [115] en s'inspirant de la recherche d'une harmonie parfaite dans un orchestre jouant de tous ses instruments musicaux. Dans la nature, l'harmonie est un rapport spécial entre plusieurs ondes sonores qui ont différentes fréquences.

Les exécutions musicales cherchent à trouver l'harmonie agréable (un état parfait) déterminé par une norme esthétique, juste comme le processus d'optimisation qui consiste à chercher une solution globale d'une fonction objectif. Le lancement de chaque instrument musical détermine la qualité esthétique, conforme à la valeur de la fonction objectif qui est déterminée par l'ensemble des valeurs assignées à chaque variable de décision.

Cet algorithme récent est basé sur les processus normaux d'exécution musicale qui se produisent quand un musicien cherche un meilleur état d'harmonie.

Lors de l'improvisation de musique, chaque joueur retentit n'importe quel lancement dans la marge possible, faisant l'ensemble de vecteur d'harmonie. Si tous les lancements font une bonne harmonie, cette expérience est stockée dans la mémoire de chaque joueur, et la probabilité de sa sélection pour établir une bonne harmonie est augmentée pour les expériences qui suivent. De même pour les techniques d'optimisation où chaque variable de décision est choisie au commencement arbitrairement à l'intérieur d'un intervalle donné, pour construire un vecteur de solution. Si l'ensemble des variables de décision forment une bonne solution au sens du critère de performance et relativement aux solutions précédentes, cette expérience est stockée dans la mémoire de chaque variable, et la probabilité de sélection de cette bonne solution est également augmentée pour les nouvelles itérations.

La figure (3.2) montre les détails de l'analogie entre l'improvisation de musique et la technique de l'optimisation.



Fig. 3.2 Analogie entre l'improvisation musicale et l'optimisation.

Pour parvenir à cette harmonie musicale, on procède par improvisations successives en se basant sur l'expérience des musiciens. En effet, lorsqu'un musicien improvise un ton, le plus souvent, il suit l'une des trois règles suivantes :

- Jouer un ton de sa mémoire ;
- Jouer un ton adjacent au ton de sa mémoire ;
- Jouer un ton totalement aléatoire dans l'ensemble des sons possibles.

Par analogie, quand l'algorithme *HS* affecte une valeur à une variable de décision, il suit l'une des trois règles suivantes :

- 1- Considération de la mémoire, en choisissant une valeur quelconque de la mémoire des harmonies (*Harmony Memory Size*: *HM*) de taille *HMS* (*Harmony Memory Size*) ;
- 2- Ajustement du ton, en choisissant une valeur adjacente à la valeur triée de la HM ;
- 3- Randomisation, en choisissant une valeur totalement aléatoire dans l'intervalle des valeurs possibles.

Ces trois règles de l'algorithme *HS* sont conditionnées en utilisant les deux paramètres suivants :

- ✓ Le taux de considération de la HM (Harmony Memory Considering Rate : HMCR) ;
- ✓ Le taux d'ajustement du ton (*Pitch Adjusting Rate* : *PAR*).

Dans l'ensemble, l'organigramme résumé de la procédure d'optimisation par *HS* est représentée par l'organigramme de la figure suivante :



Fig. 3.3 Organigramme de l'algorithme de recherche d'harmonie.

III.4.2 Description des étapes de l'algorithme de recherche d'harmonie

Selon le concept ci-dessus, l'algorithme de *HS* comprend les cinq étapes que nous allons détailler dans ce qui suit.

Tout d'abord, rappelons la formulation du problème d'optimisation permettant l'identification des paramètres du modèle dynamique de la *MAS* :

Minimiser $f(\rho)$ (3.7)Assujettie à : $\rho_{min} \le \rho \le \rho_{max}$

a- Initialisation des paramètres de l'algorithme HS

Les paramètres principaux de l'algorithme *HS* qui sont exigés pour résoudre ce genre de problèmes d'optimisation (3.7) sont spécifiés dans ce qui suit :

- La capacité ou la taille de la mémoire d'harmonie (HMS) ;
- La probabilité de choix d'un élément de la mémoire d'harmonie (HMCR);
- La probabilité d'ajustement d'une solution pour le lancement (PAR) ;
- Le critère d'arrêt (nombre maximum de recherches ou exécutions).

b- Initialisation de la mémoire d'harmonie

Dans cette deuxième étape, la matrice de mémoire d'harmonie, exprimée ci-après (équation 3.8), est initialisée aléatoirement par des vecteurs de solutions (choisies dans l'espace d'exploration) et ordonnées selon les valeurs de la fonction objectif $f_{obj}(\rho)$:

$$HM = \begin{bmatrix} \rho_{1}^{1} & \rho_{2}^{1} & \dots & \rho_{N-1}^{1} & \rho_{N}^{1} \\ \rho_{1}^{2} & \rho_{2}^{2} & \dots & \rho_{N-1}^{2} & \rho_{N}^{2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \rho_{1}^{HMS-1} & \rho_{2}^{HMS-1} & \dots & \rho_{N-1}^{HMS-1} & \rho_{N}^{HMS-1} \\ \rho_{1}^{HMS} & \rho_{2}^{HMS} & \dots & \rho_{N-1}^{HMS} & \rho_{N}^{HMS} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} f(\rho^{1}) \\ f(\rho^{2}) \\ \vdots \\ \vdots \\ f(\rho^{HMS-1}) \\ f(\rho^{HMS}) \end{bmatrix}$$

$$(3.8)$$

Où ρ_i^j est la *i*^{ème} composante du *j*^{ème} élément de la *HM*.

c- Improvisation d'une nouvelle harmonie

Dans la troisième étape, un nouveau vecteur d'harmonie ρ^{new} est généré en se basant sur les trois règles suivantes :

- Considérer un élément de la mémoire HM avec une certaine probabilité ;
- Sinon, choisir aléatoirement un élément de *D*^{*N*} ;
- Ajuster ce nouveau lancement avec une probabilité PAR.

Le *HMCR*, compris entre 0 et 1, définit la probabilité de choisir l'une des valeurs historiques stockées dans la *HM*, ou générer aléatoirement un nouveau vecteur d'harmonie :

$$\rho^{new} = \begin{cases} \rho \in \left(\rho^{-1}, \rho^{-2}, \dots, \rho^{-HMS}\right), & si \ rand \ < HMCR, \\ \rho \in D^{N}, & sinon \end{cases}$$
(3.9)

Où *rand* est une variable aléatoire distribuée uniformément entre 0 et 1.

Dans le nouveau vecteur d'harmonie ρ^{new} , toutes les composantes ρ_i^{new} , obtenues soit par la considération de la mémoire soit par un choix aléatoire, sont examinées pour déterminer si elles devraient être ajustées. Cette opération utilise le paramètre *PAR* qui est la probabilité d'ajustement de lancement :

$$\rho_i^{new} = \begin{cases} \rho_i^{new} \pm rand \times bw_i, & si \ rand < PAR, \\ \rho_i^{new}, & sinon. \end{cases}$$
(3.10)

Où bw_i est une largeur de bande aléatoire, permettant d'ajuster la $i^{\hat{e}me}$ composante de ρ^{new} à l'intérieur de l'espace d'exploration, elle est choisie dans l'intervalle [bw_i^{\min} bw_i^{\max}].

Dans ce cas, *rand* est un nombre aléatoire, de distribution uniforme, qui appartient à l'intervalle [-1 1].

On peut aussi varier, au fil des itérations, la probabilité d'ajustement dans l'intervalle [PAR^{min} PAR^{max}]. L'objectif c'est de trouver une meilleure harmonie entre le lancement et la randomisation.

Le lancement permettant l'ajustement du processus n'est appliqué que sur le nouveau vecteur d'harmonie choisi de la *HM* ou de *D*^{*N*}. Cette procédure permet de générer une nouvelle harmonie en ajoutant le petit montant aléatoire au lancement existant.

d- Mise à jour de la mémoire d'harmonie

Si le nouveau vecteur d'harmonie $\rho_{new} = (\rho_1, \rho_2, ..., \rho_N)$ est meilleur que le plus mauvais vecteur d'harmonie dans la *HM* en terme de valeur de la fonction objectif, la nouvelle harmonie est incluse dans la *HM* et la plus mauvaise harmonie est exclue.

e- Vérification du critère d'arrêt

Les calculs seront terminés quand le critère d'arrêt est satisfait. Sinon, les étapes 3 et 4 sont répétées. Généralement, ce critère est caractérisé principalement par le nombre maximal d'évaluations de la fonction objectif.

III.4.3 Paramétrage de l'algorithme de recherche d'harmonie

Notons, tout d'abord, que l'utilisation de la mémoire d'harmonie est importante parce qu'elle garantit que les bonnes harmonies sont mémorisées et considérées pour générer de nouveaux vecteurs de solutions. Afin d'utiliser cette mémoire pertinemment, l'algorithme *HS* adopte un paramètre *HMCR* \in [0, 1]. Si ce paramètre est trop petit, seulement peu d'harmonies influentes sont choisies et l'algorithme peut converger trop lentement. Si, par contre, ce paramètre est extrêmement grand (proche de 1), les lancements dans la mémoire d'harmonie sont la plupart du temps utilisés, et les autres ne sont pas bien explorés, ce qui ne mène pas forcément à de bonnes solutions. Par conséquent, typiquement, on utilise *HMCR*=0.7~0.95 [116].

Le deuxième composant de paramétrage du *HS* concerne les paramètres de lancement, tels que la largeur de la bande de lancement *bw* et la probabilité de lancement de l'ajustement *PAR*. Le réglage du lancement dans la musique signifie le changement de la fréquence, ce qui correspond à une génération d'une solution légèrement différente dans l'algorithme *HS* [115]-[119]. Théoriquement, le lancement peut être ajusté linéairement ou non linéairement. En pratique, le réglage linéaire est le plus utilisé à cause de sa simplicité [118].

Une valeur basse de la probabilité de lancement avec une largeur de bande étroite peut ralentir la convergence de l'algorithme *HS* en raison de la limitation dans l'exploration d'un petit sous-espace de l'espace de recherche total. D'autre part, les valeurs très élevées de la probabilité de lancement avec une largeur de bande large peuvent provoquer l'éparpillement de la solution autour de quelques optimums potentiels comme dans une recherche aléatoire. Ainsi, habituellement dans la plupart des applications, on choisit *PAR* =0.1~0.5.

Le troisième composant de paramétrage est la randomisation, qui doit augmenter la diversité des solutions. En effet, bien que le réglage de lancement ait un rôle semblable, il est limité à certaines zones et correspond ainsi à une recherche locale. L'utilisation de la randomisation peut piloter le système plus loin pour explorer de diverses solutions afin d'atteindre l'optimalité globale. La probabilité de la randomisation est donnée par [120] :

$$P_{random} = 1 - HMCR \tag{3.11}$$

Si l'algorithme *HS* répond au critère d'arrêt (nombre maximal d'itérations *N_{iter}* ou temps d'exécution maximum atteints) le processus est terminé ; autrement, une autre solution est improvisée.

Les trois composants mentionnés précédemment permettent le paramétrage et la mise en œuvre de l'algorithme *HS*.

III.5 Application de l'algorithme de recherche d'harmonie à l'identification des paramètres du *MAS*

Au chapitre précédent, nous avons montré comment identifier grossièrement les paramètres électromécaniques d'une *MAS*. Mais, le résultat approximatif obtenu n'est pas suffisamment précis (voir section *B.3* de l'annexe *B*).

Maintenant, nous allons utiliser une méthode d'optimisation avancée basée sur l'algorithme *HS* pour identifier ces mêmes paramètres du modèle dynamique de base d'une machine asynchrone triphasée à cage (voir section *A.2* de l'annexe *A*) avec plus de précision.

Rappelons que la fonction objectif définissant la performance de l'algorithme d'optimisation qu'on a choisie est basée sur le calcul de l'erreur quadratique intégrale (*ISE : Integral of Squared Error*) exprimée sous forme d'une somme pondérée des moindre carrées des erreurs sur les caractéristiques dynamiques (vitesse et/ou courant) relevées expérimentalement et celles évaluées en se basant sur le modèle dynamique de base de la machine.

Nous disposons ainsi d'une fonction objectif ayant comme entrée le vecteur des paramètres à identifier (du modèle de bas de la *MAS* par exemple) $\hat{\rho} = \left[\hat{R}_s, \hat{R}_r, \hat{l}_{\sigma s} = \hat{l}_{\sigma r}, \hat{M}, \hat{J}, \hat{f}_r\right]$ et comme sortie l'erreur quadratique intégrale sur $\Omega_r(t)$ (cas de f_{obj1}), $i_a(t)$ (cas de f_{obj2}) ou les deux à la fois (cas de f_{obj3}). Nous disposons également du vecteur des paramètres de la machine asynchrone identifié approximativement par la méthode classique, $\rho_0 = [R_{s0}, R_{r0}, l_{\sigma s0} = l_{\sigma r0}, M_0, J_0, f_{r0}]$. Nous avons utilisé ce vecteur ρ_0 pour délimiter l'espace d'exploration autour de ces composantes comme suit : $0.5\rho_0 \le \hat{\rho} \le 2\rho_0$. Avec : $\rho_0 = [49.50, 26.68, 0.116, 1.175, 7.71 \times 10^{-4}, 5.94 \times 10^{-4}]$, voir sections *B.1* et *B.2* de l'annexe *B*.

En outre, le paramétrage de l'algorithme de recherche d'harmonie est résumé dans le tableau suivant :

Paramètre	Valeur	
Nombre de variables (paramètres à identifier), N	6	
НМ	24	
HMCR	0.8	
Bw (décroit exponentiellement au fil des itérations dans)	[0.001 1]	
PAR (augmente linéairement au fil des itérations dans)	[0.03 0.3]	
Nombre d'itérations, N _{iter}	3000	

Tab. 3.1 Paramètres de l'algorithme HS utilisé pour identifier les paramètres du MAS

III.6 Résultats obtenus et discussion

Dans cette section, nous allons présenter et discuter des résultats concernant l'identification avancée par l'algorithme *HS* des paramètres électromécaniques d'une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil (machine de l'annexe *B*). Cette opération est effectuée dans le cas des trois fonctions objectifs de la section III.3 (la fonction objectif f_{obj1} est basée sur la vitesse mesurée, f_{obj2} est basée sur le courant mesuré et f_{obj3} est basée sur les deux grandeurs mesurées à la fois, voir figure (3.4)). L'objectif c'est de montrer le meilleur choix à faire parmi ces trois variantes de l'indexe de performance.

D'autre part, nous allons considérer deux types d'alimentation : nous prendrons tantôt la tension d'alimentation mesurée telle qu'elle est, et tantôt son fondamental que nous appellerons 'tension simulée' (voir figure (3.4)).



Fig. 3.4 Relevés expérimentaux de quelques caractéristiques dynamiques de la MAS alimentée par un système de tensions triphasées

Les grandeurs mesurées (tension d'alimentation, courant de phase et vitesse de rotation sont relevées et numérisées à l'aide d'un oscilloscope doté d'une interface avec le *PC* permettant l'acquisition de ces données sous forme de tableaux sur l'intervalle de temps mémorisé.

Par ailleurs, différents modèles dynamiques de la *MAS* seront identifiés. Nous commencerons tout d'abord par le modèle de base où le vecteur ρ comprend 6 paramètres à estimer (ρ =[R_s , R_r , $l_{\sigma s}$ = $l_{\sigma r}$, M, J_{fr}]), ensuite nous enchainerons avec le modèle qui tient compte de la saturation et des pertes fer (dans ce cas ρ =[R_s , R_r , $l_{\sigma s}$ = $l_{\sigma r}$, M, J, f_r R_{fer} , i_{m0} , α]).

III.6.1 Identification du modèle de la MAS alimentée par des tensions sinusoïdales

Dans cette partie, nous allons identifier les paramètres du modèle de base (qui ne tient pas compte de la saturation ni des pertes fer) de la machine asynchrone alimentée par un système de tensions triphasées supposées purement sinusoïdales dans le cas des trois fonctions objectifs. Ensuite, nous allons comparer les différents résultats pour faire un choix définitif de la fonction objectif à adopter pour la suite de l'étude.

III.6.1.1 Cas d'une fonction objectif basée sur la mesure de la vitesse de rotation

Notons, d'après l'évolution de la fonction objectif (voir figure (3.5)), que l'algorithme *HS* a pu localiser l'optimum avec succès au bout de 700 itérations environ.



Fig. 3.5 Evolution de la fonction objectif *f*_{obj1} au fil des itérations de l'algorithme *HS*.

D'autre part, la figure (3.6) illustre l'évolution des paramètres identifiés par l'algorithme *HS* au fil des itérations. D'après ces résultats, on peut noter une convergence rapide des paramètres identifiés à leurs valeurs finales notamment ceux dont l'influence sur la fonction objectif est considérable telle que l'inertie dans ce cas.

L'ensemble des paramètres obtenus en utilisant l'algorithme *HS* est résumé dans le tableau (3.5).



Fig. 3.6 Evolution des paramètres électromécaniques de la MAS au fil des itérations.

Pour évaluer la précision des paramètres de la *MAS* estimés par l'algorithme *HS*, une comparaison des relevés expérimentaux du courant de phase et de la vitesse à ceux de la simulation, est effectuée. Pour ce faire, nous avons superposé deux à deux les caractéristiques dynamiques (de la vitesse de rotation et du courant de phase statorique) d'un démarrage à vide de la *MAS*, voir figure (3.7). Ceci devrait montrer le degré de précision de la méthode d'identification et la représentativité du modèle considéré.



Fig. 3.7 Comparaison des relevés expérimentaux aux caractéristiques dynamiques simulées de la *MAS* alimentée par des tensions sinusoïdales (cas d'une identification par *HS* en minimisant f_{obj1}).

A partir de la figure (3.7), on peut remarquer que les allures simulées suivent globalement les allures relevées expérimentalement sur la machine asynchrone étudiée. Incontestablement, on peut déduire que les courbes des vitesses, du modèle identifié et celle obtenue par les mesures, s'assortissent parfaitement aussi bien en régime transitoire qu'en régime permanent. On remarque aussi que le courant de phase simulé en utilisant les paramètres identifiés suit assez bien le relevé expérimental en régime permanent, mais il présente une erreur considérable en régime transitoire (ceci est dû au fait que la fonction objectif est calculée à base d'une grandeur mécanique qui est la vitesse et ne tient pas compte explicitement de l'allure du courant expérimental).

En effet, l'erreur dynamique sur la vitesse en régime transitoire et en régime statique ne dépasse pas moyennement 4 rad/s et 0.08 rad/s respectivement, comme il est montré sur la figure. Pour le courant de phase statorique, l'errer maximale en régime transitoire est excessive (1.34 A), et en régime permanent elle est de 0.36 A.

Rappelons que l'algorithme *HS* permet de localiser seulement les paramètres du *MAS* tout près du minimum de la fonction objectif. Cela nous a incité à finaliser le résultat obtenu grâce à une hybridation par une méthode de recherche locale (nous avons utilisé pour cette fin une méthode *SQP* : *Sequential Quadratique Programing*).

Tab. 3.2	Paramètres de la MA	S identifiés par	l'algorithme HS	avant et	après hybridatio	n
----------	---------------------	------------------	-----------------	----------	------------------	---

Paramètre (SI)	R _s	<i>R</i> _r	$l_{\sigma s} = l_{\sigma r}$	М	<i>J</i> ×10 ³	<i>f</i> _r ×10 ³
Identification par HS	62.556	47.759	0.1505	1.1108	1.0932	1.0630
Identification par (HS+SQP)	50.809	44.021	0.1655	0.6298	0.9773	1.1626
Valeur finale de f _{obj1}	Avant hybridation : 0.7507			Après hybridation : 0.7113		

Reprenons les allures de la vitesse, du courant de phase statorique et leurs erreurs dynamiques dans le cas d'une identification par l'algorithme *HS+SQP* (voir figure 3.8). Dans ce cas, nous avons noté une réduction (amélioration) de la fonction objectif de 5.25 %, des erreurs dynamique (maximale) et statique (moyenne) de vitesse (qui deviennent 3.5 rad/s et 0.07 rad/s respectivement) et celles du courant de phase statorique (qui se réduisent à 1.28 A et 0.26 A en valeurs absolues maximales). Malgré cette amélioration, l'erreur dynamique du courant reste toujours excessive et inadmissible. En outre, nous devons signaler le bon apport

de la finalisation de l'approche d'identification par une routine de recherche locale (la méthode *SQP* dans notre cas) ce qui justifie son adoption dans ce qui suit.



Fig. 3.8 Comparaison des relevés expérimentaux aux caractéristiques dynamiques simulées de la *MAS* alimentée par des tensions sinusoïdales (cas d'une identification par HS+SQP en minimisant f_{obj1}).

III.6.1.2 Cas d'une fonction objectif basée sur la mesure du courant de phase

De façon identique, nous avons superposé les allures expérimentales et simulées de la vitesse de rotation et du courant de phase statorique, et retracer les allures des erreurs dynamiques de ces deux grandeurs dans le cas de la fonction objectif f_{obj2} optimisée par la méthode (*HS+SQP*), (voir figure 3.9).



Fig. 3.9 Comparaison des relevés expérimentaux aux caractéristiques dynamiques simulées de la *MAS* alimentée par des tensions sinusoïdales (cas d'une identification par *HS+SQP* en minimisant f_{obj2}).

On peut remarquer que l'allure de la vitesse de rotation simulée suit bien l'allure relevée expérimentalement surtout en régime statique. Mais elle présente une erreur peu remarquable en régime transitoire. En effet, l'erreur maximale sur la vitesse en régime transitoire et l'erreur moyenne en régime statique sont de 5.5 rad/s et 1.78 rad/s environ respectivement. Par ailleurs, on note que le courant de phase simulé suit parfaitement son relevé expérimental aussi bien en régime transitoire qu'en régime permanent à une petite erreur prés. Cette erreur commise moyennement sur le courant de phase statorique est inférieure à 0.18 A (en valeur absolue) tant en régime transitoire qu'en régime permanent.

A l'issue de ces résultats, nous avons constaté une nette amélioration de l'allure du courant de phase statorique au détriment d'une augmentation de l'erreur dynamique de la vitesse de 2 rad/s et une déviation de la vitesse de sa valeur réelle en régime établi de 1.7 rad/s environ. Cela s'explique par le fait que la fonction objectif basée sur la mesure du courant de phase statorique tout seul ne favorise pas forcément une bonne minimisation de l'erreur de vitesse. D'où la nécessité d'opter pour une fonction objectif qui comprend des caractéristiques électromécaniques (vitesse + courant).

III.6.1.3 Cas d'une fonction objectif basée sur la mesure de la vitesse et du courant à la fois

D'après les résultats de simulation de la figure (3.10), on peut noter que les courbes des vitesses, et des courants de phase statorique du modèle identifié et les allures obtenues par les mesures, s'assortissent convenablement aussi bien en régime transitoire qu'en régime permanent. En effet, on a obtenu une erreur dynamique maximale de la vitesse de 4.8 rad/s, en régime transitoire et de 0.7 rad/s environ en régime établi. De plus, l'erreur maximale du courant ne dépasse pas 0.2 A (en valeur absolue) moyennement tant en régime transitoire qu'en régime permanent. Ainsi, cette fonction objectif f_{obj3} , qui tient compte des mesures de la vitesse de la vitesse et du courant, permet d'identifier les paramètres électromécaniques du *MAS* d'une façon harmonieuse entre une bonne poursuite de la vitesse et du courant statorique réel.


Fig. 3.10 Comparaison des relevés expérimentaux aux caractéristiques dynamiques simulées de la *MAS* alimentée par des tensions sinusoïdales (cas d'une identification par HS+SQP en minimisant f_{obj3}).

III.6.1.4 Comparaison des résultats

Rappelons que les erreurs d'estimation, de l'opération d'identification des paramètres de la machine asynchrone, traduisent l'efficacité de la fonction objectif à minimiser, la puissance de l'algorithme utilisé et la représentativité du modèle choisi. En effet, plus l'identification est meilleure, plus la valeur du critère à l'optimum est minimale (et vice versa), mettant ainsi en évidence une diminution de l'erreur d'estimation et une bonne superposition des caractéristiques réelles et simulées.

Dans ce qui suit, nous allons comparer les résultats des trois cas de fonctions objectifs présentés précédemment. Le tableau (3.3) indique le vecteur des paramètres électromécaniques du *MAS*, identifiés pour chaque cas.

 Tab. 3.3 Paramètres de la MAS, alimentée par des tensions sinusoïdales, identifiés par l'algorithme

 (HS+SQP)

Paramètres (SI)	Rs	<i>R</i> _r	$l_{\sigma s=}l_{\sigma r}$	М	<i>J</i> ×10 ³	$f_r \times 10^3$
Cas 1 (f _{obj1} =0.7113)	50.8086	44.0214	0.1655	0.6298	0.9773	1.1626
Cas 2 (f_{obj2} = 0.0021)	69.8739	38.1344	0.0754	0.8965	1.3617	1.191
Cas 3 (f _{obj3} =1.1076)	62.7853	38.6974	0.1025	0.8901	1.3058	1.1664

Nous allons maintenant remplacer le vecteur des paramètres identifiés, obtenu pour les trois cas, dans les trois fonctions objectifs (voire tableau 3.4) pour mieux comparer ces différents résultats.

Tab. 3.4 Comparaison des résultats des trois fonctions objectifs

Fonction objectif à optimiser		f obj1	f _{obj2}	f obj3
Valeur des trois fonctions objectifs	f _{obj1}	0.7113	0.0412	2.2732
	fobj2	1.4961	0.0021	1.7503
	f obj3	0.8451	0.0064	1.1076

D'après les résultats de ce tableau, nous remarquons que la fonction objectif à base de la vitesse de rotation f_{obj1} favorise la minimisation de l'erreur d'estimation de la vitesse au

détriment de celle du courant (et vice versa). Tandis que la troisième fonction objectif propose un compromis qui minimise les deux erreurs pondérées à la fois, ce qui nous donne deux caractéristiques (de vitesse et de courant) proches de celles mesurées de la machine asynchrone sans pour autant favoriser la bonne estimation d'une grandeur au détriment d'une autre. C'est pourquoi, dans la suite du chapitre, nous allons adopter définitivement cette troisième fonction objectif.

III.6.2 Identification du modèle de la MAS alimentée par des tensions relevées

Maintenant, nous allons nous intéresser à l'identification du même modèle dynamique de la *MAS* alimentée par les tensions réelles relevées expérimentalement (voir figure 3.4). Dans ce cas, la tension d'alimentation, le courant de phase statorique et la vitesse de rotation ont été mesurés sur la machine du laboratoire, récoltés par l'oscilloscope à mémoire et saisis au *PC* sous forme de tableaux de deux vecteurs numérisés (temps-grandeur mesurée) sur un intervalle de 0.3 *s*. Cette mesure des tensions d'alimentation est très importante, car celles-ci peuvent être sujettes à des chutes de tension, des déséquilibres ou même des distorsions harmoniques.

Dans ce cas, nous avons soumis le modèle numérique de la machine à la tension d'alimentation prélevée aux bornes de la machine réelle (délivrée par le réseau triphasé). Cette opération permet de simuler les conditions réelles de fonctionnement de la machine et de s'affranchir d'éventuelles différences que l'on obtiendrait en utilisant les tensions simulées.

Le courant et la vitesse simulés sont ensuite comparés aux mesures via l'indexe de performance (f_{obj3}) permettant à l'algorithme d'optimisation de bien ajuster les paramètres à identifier de la *MAS*. Nous avons obtenu les résultats correspondant aux allures de vitesse et du courant de la figure (3.11).

Nous avons remarqué une bonne superposition des allures simulées, de la vitesse et du courant de phase statorique, avec leurs relevés expérimentaux. En particulier, l'erreur maximale en régime permanent de la vitesse est de l'ordre de 0.52 rad/s (elle était de l'ordre de 0.7 rad/s dans le cas de la tension simulée) et celle du courant ne dépasse pas 0.16 A en valeur absolue (elle était de 0.2 A dans le cas de la tension simulée). Nous avons noté aussi une amélioration de la fonction objectif qui a diminué de 1.1076 jusqu'à 1.0926 soit une réduction de 1.35 %. Ceci prouve que la tension n'est pas trop loin de son fondamental (voir

figure 3.4) et que les courants harmoniques correspondant sont bien filtrés par les inductances de la machine asynchrone.



Fig. 3.11 Résultats de l'identification par l'algorithme (HS+SQP) des paramètres de la MAS alimentée par les tensions relevées expérimentalement (cas de la fonction objectif f_{obj3}).

III.6.3 Identification du modèle de la *MAS* alimentée par des tensions relevées en tenant compte de la saturation et des pertes fer

Comme nous l'avons déjà mentionné, dans la plupart des entrainements électriques, le moteur asynchrone fonctionne en régime de saturation, même en fonctionnement à vide. Il est donc recommandé de prendre en considération ce phénomène, caractérisé principalement par la variation de l'inductance de magnétisation de la *MAS*, dans le modèle afin d'accroitre sa précision et le rendre plus représentatif. Pour ce faire, nous nous baserons sur le courant de magnétisation i_m en introduisant les équations (2.19) et (2.20) dans le modèle de base de la machine. Dans ce cas, le vecteur des paramètres à identifier sera $\rho = [R_s, R_r, l_{\sigma s} = l_{\sigma r}, M, J, f_r, R_{fer}, i_{m0}, \alpha]$.

Le domaine d'exploration du courant de magnétisation (i_{m0}) marquant le début de la saturation du circuit magnétique de la machine est délimité en se basant sur le courant absorbé à vide sous tension nominale. Pour le coefficient α , nous avons choisi une plage de variation basée sur les résultats de la référence [36] tout en l'élargissant si l'algorithme bute sur l'une de ses extrémités.

Les résultats de l'identification du modèle dynamique de la *MAS*, qui tient compte du phénomène de saturation et des pertes fer, sont illustrés par la figure (3.12).

Une comparaison des résultats relevés expérimentalement à ceux de la simulation montre que la prise en compte de la saturation et des pertes fer rend le modèle plus représentatif et donne de bons résultats. Ceci à permis de prédire aussi bien le courant de phase que la vitesse de rotation de la machine. En effet, nous remarquons que les courbes de vitesse et du courant de phase statorique, de ce modèle représentatif, et les allures obtenues par les mesures, s'accouplent convenablement, tant en régime transitoire qu'en régime permanent. Dans ce contexte, nous avons lu une erreur moyenne de vitesse quasiment nulle en régime permanent (au bruit de mesure prés) et une erreur maximale en courant qui ne dépasse pas 0.16 A en valeur absolue. Nous avons noté aussi une amélioration de la fonction objectif (f_{obj3} = 1.0545) qui se trouve réduite de 4.79 % et 3.49 % comparativement aux deux autres cas précédents (celui de la *MAS* alimentée par les tensions simulées et le cas de la *MAS* alimentée par les tensions simulées et le cas de la *MAS* alimentée par les

Dans ce cas, nous constatons que l'effet de la saturation n'apparaît pas de façon marquée sur les tracés des allures de vitesse et du courant de phase statorique, mais l'amélioration est notée à travers la valeur de la fonction objectif. Il est donc important de considérer les effets de saturation magnétique dans le modèle de la *MAS* pour le rendre plus représentatif en vue d'une bonne identification paramétrique.



Fig. 3.12 Résultats de l'identification par l'algorithme (HS+SQP) des paramètres de la *MAS* alimentée par les tensions relevées expérimentalement en tenant compte de la saturation et des pertes fer (cas de la fonction objectif f_{obj3}).

Si nous ne considérons pas ce phénomène, nous allons identifier une réactance de flux commun constante qui ne sera pas exacte, en conséquence tous les autres paramètres seraient faussés. Le démarrage à vide est l'essai qui présente les plus grands effets de la saturation. En effet, la machine passe brusquement d'un régime transitoire linéaire à un régime établi saturé. Le modèle saturé permet d'ajuster la réactance de magnétisation au passage entre les deux modes en fonction du courant de magnétisation. Ceci permet de rapprocher d'avantage l'allure du courant de phase statorique simulé à sons relevé expérimental surtout en régime transitoire, et mieux centrer l'erreur de la vitesse atour de zéro en régime établi.

Nous avons retenu aussi que la résistance des pertes fer identifiée a tendance à buter sur sa valeur limite supérieure (voir tableau 3.8) ce qui montre que l'effet de ces pertes, sur la représentativité du modèle, est infime et peuvent être négligées dans le cas de cette machine de faible puissance.

La figure 3.13 illustre l'évolution du courant de magnétisation et l'allure de la mutuelle inductance, ce qui montre bien que la machine fonctionne effectivement en mode saturé quand elle atteint le régime établi.



Fig. 3. 13 Evolution du courant et allure de l'inductance, de magnétisation de la machine asynchrone.

III.7 Comparaison des résultats de l'algorithme de recherche d'harmonie à ceux de quelques méthodes métaheuristiques usuelles

Rappelons ici qu'en termes de simplicité et d'efficacité, les algorithmes d'optimisation métaheuristiques présentent les avantages suivants :

- La nature globale de la solution trouvée ce qui assure sa validité ;
- La rapidité d'obtention d'un code de calcul basé sur ces méthodes ;
- Les procédés mathématiques sur lesquels reposent ces algorithmes ne nécessitent pas de point de départ physiquement cohérent (ils évitent naturellement les optimums locaux);
- Ces méthodes sont directes, c'est-à-dire aucun calcul supplémentaire n'est demandé (surtout les dérivées de la fonction objectif) et aucune hypothèse particulière n'est exigée (notamment la dérivabilité de la fonction objectif).

Cependant, les inconvénients qui limitent l'efficacité de ces algorithmes d'optimisation, concernent :

- Le temps de calcul nécessaire pour l'obtention d'une solution : En effet, ces méthodes convergent lentement et nécessitent un grand nombre d'itérations pour converger asymptotiquement à un optimum global ;
- Il est très difficile de savoir avec quelle précision relative l'optimum global est atteint.

Pour pallier les problèmes reliés aux méthodes méta-heuristiques et tirer profit de leurs avantages, nous pouvons procéder (comme nous l'avons déjà vu à la section précédente) ainsi :

- Utiliser une méthode métaheuristique simple à programmer, relativement rapide et/ou plus précise que les méthodes méta-heuristiques de base (*GA* : *Genetic Algorithm, SA* : *Simulated Annealing, PSO* : *Particle Swarm Optimization*), en terme de localisation de l'optimum global ;
- Finaliser l'optimisation par un algorithme déterministe (programmation quadratique séquentielle sous contraintes) afin de déterminer avec précision l'optimum global.

Pour valider cette efficacité, en termes de précision et de temps de calcul, de l'algorithme *HS* appliqué à l'identification des paramètres électromécanique de la *MAS*, nous avons jugé utile de comparer les résultats d'identification obtenus sans finalisation (dans le cas d'une

alimentation par les tensions expérimentales, avec prise en compte de la saturation et des pertes fer et en considérant la minimisation de la fonction objectif vitesse-courant, f_{obj3}) à ceux obtenus par quelques méthodes méta-heuristiques usuelles (les algorithmes génétique '*GA*', le recuit simulé '*SA*' et les essaims de particules '*PSO*').

Voici, dans ce cas, le tracé de l'évolution de la fonction objectif au fil des itérations de l'algorithme *HS* (Dans ce cas, nous avons considéré le même paramétrage du tableau 3.1 sauf que *N*=9 et *HM*=36) :



Fig. 3.14 Evolution de la fonction objectif dans le cas de l'algorithme *HS* au fil des itérations.

D'après cette figure, nous remarquons que la fonction objectif stagne pratiquement au delà de 1000 itérations qui nécessitent un temps de calcul de 940 s environ. Ce nombre d'itérations est largement suffisant pour la localisation de l'optimum global qui sera utilisé comme solution initiale de l'algorithme déterministe. Nous avons noté aussi que l'indexe de performance dans ce cas est (f_{obj3} =1.1376).

III.7.1 Identification des paramètres du MAS par l'algorithme génétique

Appliquons maintenant les algorithmes génétiques pour l'identification des paramètres de notre machine asynchrone triphasée.

En résumé, cet algorithme usuel consiste à choisir aléatoirement, selon une distribution uniforme, les individus (vecteurs de paramètres appelés chromosomes) formant la population initiale. La fonction objectif calcule l'indexe de performance qui est l'erreur quadratique intégrale globale de la caractéristique dynamique (vitesse-courant) de la *MAS* pour ces différents individus. Ensuite, l'algorithme applique les opérations de sélection, de croisement et de mutation pour générer une nouvelle génération à partir de la population en cours, ... et ainsi de suite. Si le critère d'arrêt (nombre maximal de générations) est atteint, l'algorithme est arrêté et les résultats sont affichés.

Dans cette procédure d'identification, nous avons délimité l'espace de recherche des paramètres en se basant sur la méthode classique d'identification de la même manière que dans le cas de l'algorithme *HS*.

En outre, voici les paramètres principaux (bien connus) utilisés pour configurer l'algorithme génétique à utiliser pour l'identification des paramètres du modèle dynamique de la machine asynchrone :

Paramètre	Valeur
Nombre de variables (paramètres à identifier)	9
Probabilité de croisement	0.8
Probabilité de mutation	0.2
Nombre d'individus	45
Nombre de générations	100

Tab. 3.5 Paramètres de l'algorithme génétique

Pour les résultats, nous nous limiterons à la présentation de l'évolution de la fonction objectif au fil des générations car notre objectif c'est de comparer la rapidité et la précision des deux algorithmes (*HS* et *GA*).



Fig. 3.15 Evolution de la fonction objectif dans le cas de l'algorithme *GA* au fil des générations.

On peut constater que la convergence de la fonction objectif nécessite 28 générations environ (soient 1260 évaluations de f_{obj3}). Ceci nécessite un temps de calcul de 1190 s.

Notons aussi que l'indexe de performance dans ce cas de l'algorithme GA est (f_{obj3} =1.4284) qui est plus grand de 25.56 % par rapport à celui de l'algorithme HS, mais les deux algorithmes restent assez proches en terme de temps de calcul.

III.7.2 Identification des paramètres du MAS par l'algorithme du recuit simulé

Le recuit simulé est une procédure d'optimisation (inspirée d'un processus de métallurgie) selon laquelle la topologie courante, retenue momentanément comme meilleure solution, est continuellement comparée à d'autres topologies qui lui sont très proches. Ces topologies voisines sont obtenues à la suite de petites perturbations sur la topologie courante. Lorsqu'une perturbation aboutit à une topologie meilleure que la solution courante, elle est sauvegardée comme solution courante. Cependant, il peut arriver que, suite à une perturbation, la topologie voisine obtenue soit conservée comme solution courante, même si elle n'est pas meilleure que la solution courante, à condition qu'elle respecte une certaine probabilité d'acceptation. Le fait d'accepter de temps à autre une solution dégradée permet d'éviter de s'enfermer trop dans un minimum local. D'autre part, la probabilité d'acceptation, de telle sorte que l'algorithme puisse s'approcher le plus possible de l'optimum global.

En fin de compte, l'algorithme se termine lorsque le critère d'arrêt est satisfait. A cette étape, la recherche locale devrait avoir abouti à un minimum local ou à un optimum global. Il s'ensuit que la solution idéale trouvée est, soit localement optimale en cas de nombre élevé de minima locaux, soit globalement optimale dans le meilleur des cas, [52].

Rappelons que cet algorithme est une procédure de recherche locale qui part d'une solution (et non pas d'un ensemble de solutions), mais qui a l'aptitude de trouver l'optimum global en évitant le piégeage dans une solution locale. Dans ce cas, voici les paramètres principaux de configuration de l'algorithme du recuit simulé utilisé pour l'identification des paramètres du modèle dynamique de la machine asynchrone :

Paramètre	Valeur
Nombre de variables (paramètres à identifier)	9
Température initiale	100
Décroissance de la température	0.99
Probabilité d'acceptation	Formule de <i>Boltzmann</i>
Solution initiale	$[\rho_0 I_{s0} \alpha_0 = 1]$
Nombre d'itérations	3000

Tab. 3.6 Paramètres de l'algorithme du recuit simulé

L'évolution de la fonction objectif au fil des itérations est représentée par la figure 3.16. Nous pouvons constater que la convergence de la fonction objectif nécessite 600 itérations environ. Ceci nécessite un temps de calcul de 600 s environ. Notons aussi que l'indexe de performance dans ce cas est (f_{obj3} =1.5603) qui est plus grand de 33.84 % par rapport à celui de l'algorithme *HS* qui reste très lent de point de vue temps de calcul.



Fig. 3.16 Evolution de la fonction objectif dans le cas de l'algorithme SA au fil des itérations.

III.7.3 Identification des paramètres du MAS par l'algorithme des essaims de particules

Rappelons que l'origine de cet algorithme revient aux observations faites lors des simulations informatiques de vols groupés d'oiseaux et de bancs de poissons. Ces simulations ont mis en valeur la capacité des individus d'un groupe en mouvement à conserver une distance optimale entre eux et à suivre un mouvement global par rapport aux mouvements locaux de leur voisinage. D'autre part, ces simulations ont également révélé l'importance du

mimétisme dans la compétition qui oppose les individus à la recherche de la nourriture. En effet, les individus, en recherchant des sources de nourriture, sont dispersés de façon aléatoire dans un espace de recherche. Et dès lors qu'un individu localise une source de nourriture, les autres individus vont alors chercher à le reproduire.

Ce comportement social basé sur l'analyse de l'environnement et du voisinage constitue alors une méthode de recherche d'optimum par l'observation des tendances des individus voisins. Chaque individu cherche à optimiser ses chances en suivant une tendance qu'il modère par ses propres vécus.

La version historique peut facilement être décrite en se plaçant du point de vue d'une particule. Au départ de l'algorithme *PSO*, un essaim est réparti au hasard dans l'espace de recherche, chaque particule ayant également une vitesse aléatoire. Ensuite, à chaque pas de temps [37] :

- Chaque particule est capable d'évaluer la qualité de sa position qu'elle a atteinte jusqu'ici et sa qualité (la valeur en cette position de la fonction à optimiser) ;
- Chaque particule est capable d'interroger un certain nombre de ses congénères et d'obtenir de chacune d'entre elles sa propre meilleure performance ;
- A chaque pas de temps, chaque particule choisit la meilleure des meilleures performances dont elle a connaissance, modifie sa vitesse en fonction de cette information et de ses propres données et se déplace en conséquence.

Dans notre cas, les paramètres principaux de configuration de l'algorithme d'essaims de particules (assez connus) que nous avons utilisé pour l'identification des paramètres du modèle dynamique de la machine asynchrone sont résumés dans le tableau suivant :

Paramètre	Valeur
Nombre de variables (paramètres à identifier), N	9
Moment d'inertie de la particule	0.9
Contrôle du comportement cognitif de la particule (C_1)	0.5
Contrôle d'aptitude sociale de la particule (C2)	1.25
Taille de l'essaim	36
Nombre d'itérations	200

Tab. 3.7	Paramètres de l'algorith	me d'optimisation	à essaims de particules
----------	--------------------------	-------------------	-------------------------

La figure (3.17) montre l'évolution de la fonction objectif dans le cas de l'algorithme à essaims de particules au fil des itérations.



Fig. 3.17 Evolution de la fonction objectif dans le cas de l'algorithme PSO au fil des itérations.

On peut constater que la convergence de la fonction objectif nécessite 65 itérations environ (soient 2340 évaluations de la fonction objectif). Ceci nécessite un temps de calcul de 913 s. Notons aussi que l'indexe de performance dans ce cas est (f_{obj3} =1.17) qui est plus grand de 2.86 % par rapport à celui de l'algorithme *HS*. Les deux algorithmes restent équivalents de point de vue rapidité.

III.7.4 Comparaison des résultats et performances des différentes méthodes d'identification

Le tableau (3.8) récapitule l'ensemble des paramètres identifiés de la *MAS* par les différents algorithmes méta-heuristiques utilisés (*HS, GA, SA* et *PSO*) ainsi que la valeur de la fonction objectif, le nombre d'itérations nécessaire pour localiser l'optimum global, le temps de calcul et l'indice d'efficacité (le produit fonction objectif × temps de calcul).

En résumé, les résultats présentés dans ce tableau sont obtenus après plusieurs exécutions (les temps de calcul ne sont que des moyennes, les performances de la machine de calcul ne sont pas présentées car notre but c'est comparer des méthodes lancées sous le même environnement) et montrent que les deux algorithmes *HS* et *PSO* convergent mieux vers la solution minimale globale puisqu'ils ont permis de bien minimiser la fonction objectif jusqu'à des valeurs (de 1.1376 et 1.1702 respectivement) proches du résultat final obtenu par la méthode hybride (*HS+SQP*) qui est de 1.0545. Cependant, l'algorithme *HS* présente une aisance de mise en œuvre et une meilleure performance en termes du produit (fonction

objectif × temps de calcul). De sa part, l'algorithme du *RS* qui n'est pas une procédure à population, reste très rapide aussi efficace que l'algorithme *HS* mais moins précis que les trois algorithmes concurrents. Ce problème de précision pénalise cet algorithme qui ne garantit pas de s'échapper aux optimums locaux des fonctions multi-variables et complexes, tels que le problème d'identification traité ici. Pour l'algorithme *AG*, nous avons retenu sa mauvaise efficacité en se référant au dilemme précision – temps de calcul.

Paramètre (Valeur en unité SA	Algorithme d'identification			
	HS	GA	SA	PSO
R _s	81.2706	88.2678	81.3774	82.5760
<i>R</i> _r	42.3388	45.3336	44.7364	42.1280
l _{os,r}	0.1010	0.1163	0.1315	0.1094
М	1.0096	0.9137	0.7896	0.9495
<i>J</i> × 10 ³	1.2677	1.111	1.0930	1. 1145
$f_r imes 10^3$	1.4311	0.8788	1.0095	1.2151
$R_{fer} \times 10^{-3}$	30.0000	29.3907	29.2394	30.0000
i _{m0}	0.8403	1.3540	1.2466	1.0570
α	1.9404	0.9792	1.0716	1.4005
f obj3	1.1376	1.4284	1.5103	1.1702
Nombre d'évaluations de f _{obj3}	1000	1120	600	2340
Temps de calcul t _c (s)	940	1190	600	913
$f_{obj3} imes t_c$	1069.3	1699.8	906.18	1068.39

Tab. 3.8	Comparaison des performances	(précision et/ou rapidité)	des algorithmes	d'identification
		étudiés		

Ainsi, nous concluons que l'algorithme *HS* est plus performant de point de vue précision que l'ensemble des algorithmes étudiés, mais il reste équivalent à l'algorithme *PSO* en ce qui concerne le temps de calcul, plus lent que l'algorithme du *RS* et nettement rapide que l'algorithme génétique. Nous devons mentionner à l'occasion que le code de calcul de l'algorithme *HS* que nous avons développé n'est pas bien travaillé comparativement aux autres algorithmes qui sont bien optimisés et font partie d'un logiciel professionnel. Mais vu le nombre considérables des paramètres de configuration des différents algorithmes d'identification étudiés, nous ne pouvons prétendre que les conclusions tirées ici sont définitives. Mais une chose est certaine, c'est que l'algorithme *HS*, a toute ses chances pour concurrencer ou même remplacer les deux algorithmes (*AG* et *PSO*) connus pour leur performances dans le domaine de l'optimisation et de l'identification.

III.8 Conclusion

Le but principal de ce chapitre, consiste à identifier avec plus de précision les paramètres électromécaniques de la machine asynchrone en appliquant une méthode basée sur l'algorithme de la recherche d'harmonie. Cette méthode est un récent algorithme métaheuristique, inspirée de la recherche d'une harmonie parfaite dans un orchestre. Son concept a été présenté et son efficacité a été mise en lumière à travers des résultats de simulation.

En premier lieu, la formulation de l'identification paramétrique du modèle dynamique de la machine asynchrone a été établie sous forme d'un problème d'optimisation sous contraintes. Ensuite, une description détaillée de cette nouvelle méthode d'identification méta-heuristique a été donnée en mettant l'accent sur ses aspects algorithmiques.

L'application avec succès et les résultats de simulation ont démontré clairement l'efficacité de cette technique pour l'identification paramétrique du modèle dynamique de la machine asynchrone. L'évaluation de la précision des paramètres identifiés par cet algorithme a été effectuée implicitement à travers la superposition de quelques relevés expérimentaux (courant de phase statorique et/ou vitesse de rotation), ce qui a montré un accouplement convenable entre les deux caractéristiques surtout dans le cas d'une fonction objectif à base de la vitesse et du courant mesurés.

Pour montrer davantage l'efficacité de l'algorithme *HS*, une comparaison des résultats obtenus par cette méthode avec ceux de quelques méthodes méta-heuristiques usuelles (*GA*, *SA* et *PSO*) a été réalisée. Les résultats montrent que l'algorithme *HS* converge asymptotiquement vers la solution optimale globale tout en étant plus simple en concept, faible en paramètres, facile à implémenter et plus performant que touts les autres algorithmes en terme de précision. En plus, il ne nécessite aucun calcul de dérivées tout comme tous les algorithmes méta-heuristiques. Ses caractéristiques avantagent son applicabilité particulièrement dans la résolution de ce problème d'identification où nous avons pris en considération la saturation magnétique et les pertes fer dans la machine ce qui rend la formulation mathématique du problème de plus en plus complexe à cause du nombre élevé des variables et des contraintes.

Partie

Poursuite en Temps Réel des Paramètres Clés de la Machine Asynchrone



Chapitre

IV

Sensibilité des Techniques de Commande de la Machine Asynchrone aux Variations Paramétriques

	Contenu	
IV.1	Introduction	76
IV.2	Commande scalaire	77
IV.3	Commande vectorielle par orientation de flux rotorique	78
IV.4	Commande directe du couple	92
IV.5	Conclusion	98

IV.1 Introduction

Depuis des décades, plusieurs recherches ont été élaborées pour maitriser la commande de la machine asynchrone et établir une similitude avec la machine à courant continu. En effet, la difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage entre les variables d'entrées et de sorties et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse. De plus, la technique de commande classique (dite scalaire) devient insuffisante surtout dans les applications industrielles réclamant un couple important en basses vitesses (traction, positionnement). Pour maîtriser ces difficultés, et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu deux méthodes ont été développées, à savoir, la commande vectorielle par orientation du flux (*FOC : Field Oriented Control*) et la commande directe du couple électromagnétique (*DTC : Direct Torque Control*). Avec l'avènement des microcontrôleurs, il est devenu possible de réaliser de telles commandes vectorielles à un coût raisonnable.

La commande vectorielle par orientation de flux permet d'avoir un découplage entre le flux et le couple électromagnétique de la machine asynchrone. En général, elle est basée sur le choix d'un repère de référence lié aux flux rotorique. Néanmoins, elle est caractérisée par sa sensibilité aux variations des paramètres rotoriques de la machine (provoquées par la variation de la température et de la saturation magnétique). Un ajustement de ces paramètres par des structures bouclées est nécessaire si on veut éviter une dégradation des performances de cette commande vectorielle [45].

D'autre part, la commande *DTC* est un type de commande vectorielle qui s'applique à un onduleur de tension pour piloter une machine asynchrone. Son objectif est de réguler de façon découplée le flux statorique et le couple électromagnétique sans disposer de mesures de vitesse, de flux ou de couple. Les seules mesures utilisées sont les tensions et les courants alimentant le stator de la machine. Le flux et le couple sont entièrement estimés à partir de ces mesures. En ce qui concerne la connaissance de la machine, la valeur de la résistance statorique est nécessaire pour calculer le flux. Cette résistance est amenée à varier dans le temps, et ce paramètre doit donc être constamment connu pour une telle commande [63], [79] si on veut conserver ses performances.

Dans ce chapitre, nous présenterons les concepts de bases de la commande vectorielle par orientation de flux et la commande directe du couple ainsi que leur application au pilotage en vitesse de la machine asynchrone. Ensuite, nous allons procéder à une évaluation des performances des deux techniques de commande de la machine asynchrone (la *FOC* et la *DTC*) et de leur robustesse vis à vis de la variation paramétrique en régimes transitoire et permanent. Les éléments théoriques et les résultats de simulation seront présentés et discutés.

IV.2 Commande scalaire

C'est l'une des premières commandes, développée pour la variation de vitesse des moteurs asynchrones. Elle équipe le plus grand nombre de variateurs électroniques de vitesse et elle est utilisée dans les applications qui ne nécessitent pas de fonctionnement à basse vitesse avec fort couple ou des performances dynamiques très élevées [44]. Dans cette commande, on ne s'intéresse qu'à l'amplitude de la variable contrôlée et non à sa phase. On trouve dans la littérature deux variantes de commande scalaire [6],[8],[9] :

- La commande scalaire indirecte où le flux magnétique est contrôlé en imposant le rapport (amplitude / fréquence) de la tension ou du courant en réalisant ω_s= ω_r+ ω_{gl} à l'aide d'un capteur mécanique de vitesse ;
- La commande scalaire directe où le flux magnétique est contrôlé à partir de son estimation ou de sa mesure.

La deuxième méthode est plus difficile à mettre en œuvre en pratique et nous nous contentons de présenter brièvement uniquement à la première approche qui de par sa simplicité est la plus utilisée [9].

En régime statique, le couple est déterminé selon l'équation suivante [9] :

$$C_e = 3p \frac{\varphi_r^2}{R_r} \omega_{gl} \tag{4.1}$$

Cette équation montre que si le flux est maintenu constant, on obtient une caractéristique de commande rappelant celle de la machine à courant continu où le rôle du courant d'induit est joué par la pulsation des grandeurs rotoriques ω_{gl} .

En négligeant la chute de tension ohmique dans le bobinage statorique, le flux rotorique peut être maintenu constant si la tension statorique reste proportionnelle à la pulsation des grandeurs rotoriques. Cette hypothèse n'est plus applicable aux basses vitesses et il faut alors imposer à la tension statorique une valeur plus grande que celle que donnerait un rapport (tension/pulsation) constant. La figure (4.1) représente le schéma classique d'une commande scalaire indirecte. L'erreur *e* de vitesse permet par l'intermédiaire d'un régulateur (un *PI* par exemple) de générer la pulsation de glissement ω_{gl} qui, ajoutée à la pulsation rotorique ω_r , donne la pulsation ω_s^* des tensions statoriques. Celle-ci nous permet de déterminer la tension statorique V_s^* en utilisant la loi (*V/f*) constante [3], [5].



Fig. 4.1 Schéma d'une commande scalaire en tension d'une machine asynchrone.

Rappelons que des analyses de cette méthode ont montré, d'une part, la simplicité de sa mise en œuvre et, d'autre part, ses performances acceptables en régime permanent pour une plage restreinte de vitesse [5], [8]. Toutefois, la limitation en question est indésirable pour les systèmes entraînés, dans de larges gammes de variation de la vitesse (notamment le fonctionnement à pleine charge et à vitesse proche de zéro) et/ou nécessitant de hautes performances dynamiques. En effet, le fonctionnement à des vitesses proches de zéro entraîne de mauvaises performances et plus particulièrement durant les régimes transitoires. Il est à signaler que pour de tels entraînements performants, les industriels optent pour les commandes vectorielles (*FOC* ou *DTC*) pour bien piloter la machine asynchrone en transitoire et à basses vitesses.

IV.3 Commande vectorielle par orientation de flux rotorique

La commande vectorielle est l'une des alternatives permettant de découpler le flux et le couple de la machine asynchrone à chaque instant et sur toute la plage de variation de la vitesse (y compris la vitesse nulle). Contrairement à la méthode précédente, celle-ci est basée sur le modèle dynamique de la machine. Son principe de base consiste à orienter l'axe direct du repère tournant sur le porteur du vecteur de flux. Par conséquent, ce dernier sera

proportionnel à la composante directe du vecteur de courant statorique ; tandis que le couple sera proportionnel à la composante en quadrature (ainsi la machine est contrôlée d'une manière identique à la machine à courant continu à excitation séparée).

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique est la plus utilisée pour deux raisons principales, d'une part, à cause de son algorithme plus simple comparativement aux algorithmes des autres orientations, et d'autre part, le découplage obtenu entre le flux et le couple est meilleur [45], [74].

Rappelons ici, que les équations d'état exprimant le flux rotorique s'écrivent comme suit :

$$\frac{d\varphi_{rd}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \left(\varphi_{rd} - Mi_{sd}\right) + \omega_{gl} \varphi_{rq}$$
(4.2)

$$\frac{d\varphi_{rq}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \left(\varphi_{rq} - Mi_{sq}\right) - \omega_{gl}\varphi_{rd}$$
(4.3)

Donnons aussi l'expression du couple électromagnétique en fonction des composantes du flux rotorique :

$$C_e = \frac{3pM}{2L_r} \left(\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd} \right)$$
(4.4)

En appliquant les conditions d'orientation du flux rotorique ($\varphi_r^* = \varphi_{rd}, \varphi_{rq} = 0$) aux équations des tensions statoriques, on obtient :

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_r^*}{dt} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} = v_{sd}^{'} - e_d$$
(4.5)

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{M}{L_r} \varphi_r^* \omega_s + \sigma L_s \omega_s i_{sd} = v_{sq} - e_q$$
(4.6)

Sous cette forme, la partie électrique apparaît comme étant deux processus monovariables couplés par des grandeurs de perturbations e_d et e_q , tels que :

$$e_d = \sigma L_s \omega_s i_{sq} \tag{4.7}$$

$$e_q = -\left(\frac{M}{L_r}\varphi_r^*\omega_s + \sigma L_s\omega_s i_{sd}\right)$$
(4.8)

Les tensions v_{sd} et v_{sq} représentent respectivement les commandes du flux et du couple électromagnétique de la machine, mais il existe aussi, entre les deux processus, un couplage

linéaire dans les équations (4.7) et (4.8). Pour cela, l'emplacement de deux correcteurs de découplage est souhaitable sur les deux axes de commande pour éliminer le couplage complètement. Ce problème peut être résolu aussi en imposant le courant de commande dans le bobinage par l'onduleur de tension contrôlé en courant [44].

Dans ce cas, le modèle découplé est régi par les expressions suivantes :

$$i_{sq}^{*} = \frac{2L_{r}C_{e}^{*}}{3pM\,\varphi_{r}^{*}}$$
(4.9)

$$i_{sd}^{*} = \frac{1}{M} \left(T_{r} \frac{d\varphi_{r}^{*}}{dt} + \varphi_{r}^{*} \right)$$
(4.10)

$$\omega_{gl}^{*} = \left(\frac{M}{T_r \varphi_r^{*}}\right) i_{sq}^{*}$$
(4.11)

Il existe, essentiellement, deux méthodes de commande à flux orienté : la première, appelée directe et repose sur une commande de flux en boucle fermée. La seconde, dite méthode indirecte, est caractérisée par un réglage de flux en boucle ouverte.

IV.3.1 Commande vectorielle directe

Le contrôle direct du flux, développé par *Blaschke*, est basé sur la connaissance du module de flux rotorique et de sa position [74]. Dans les travaux de *Blaschke*, le flux rotorique est déduit à partir du flux dans l'entrefer et du courant statorique. Le flux d'entrefer est mesuré avec des sondes à effet de *Hall* logées dans le bobinage statorique. Le module de flux rotorique déduit est utilisé comme retour de la boucle de flux. Cette commande directe ne fait pas explicitement apparaître les paramètres électriques de la machine. Cependant, l'emplacement des sondes ou des bobines supplémentaires dans le bobinage statorique influe sur le coût de la machine et sur sa robustesse (nécessité de moteurs asynchrones spéciaux et sensibilité des capteurs vis-à-vis de la température). Pour les raisons suscitées, certains auteurs ont substitué les capteurs par des estimateurs basés sur les équations statiques et dynamiques de la machine à induction. Ces équations permettent d'estimer le flux rotorique pour toute la plage de variation de la vitesse [74]. Le module de flux est aposition sont obtenus par :

$$\varphi_r = \sqrt{\varphi_{rd}^2 + \varphi_{rq}^2} \tag{4.12}$$

80

Chapitre IV

$$\theta_{s} = \operatorname{arctg}\left(\frac{\varphi_{r\beta}}{\varphi_{r\alpha}}\right) \tag{4.13}$$

Dans ce cas, la commande est peu robuste face aux variations paramétriques et nécessite l'adaptation de la constante de temps rotorique (la résistance rotorique en particulier) [44], [74]. La structure de la commande vectorielle directe est représentée par la figure (4.2).



Fig. 4.2 Schéma d'une commande vectorielle directe d'une machine asynchrone.

IV.3.1.1 Performances de la commande vectorielle directe

La figure (4.3) montre les bonnes performances dynamiques et statiques de la machine asynchrone étudiée (l'ensemble des paramètres de cette machine sont résumés dans l'annexe *C*), commandée en tension, pour un démarrage à vide, puis en charge et en sens inverse.





Fig. 4.3 Résultats de simulation d'une commande vectorielle directe de la machine asynchrone.

IV.3.1.2 Sensibilité de la commande vectorielle directe face aux variations de T_r

Pour étudier la sensibilité de la commande vectorielle directe face aux variations des paramètres rotoriques, nous avons provoqué des variations de la résistance rotorique et de la mutuelle au niveau du modèle de la machine (les inductances changent avec la mutuelle aux fuites près supposées constantes). Les résultats de simulation sont présentés par les figures ci-après pour un démarrage à vide suivi d'une insertion de différents couples de charges.





Fig. 4.4 Effet d'une variation de T_r (due à une variation de ±50% de R_r) sur la commande vectorielle directe de la machine asynchrone.





Fig. 4.5 Effet d'une variation de T_r (due à une variation de ±20% de *M*) sur la commande vectorielle directe de la machine asynchrone.

Cette technique de commande est parfaite pour la machine asynchrone avec des paramètres nominaux, invariables, mais elle n'est pas tout à fait robuste face aux variations paramétriques. En effet, les résultats de simulation des figures (4.4) et (4.5) montrent que cette commande présente une perte du découplage ($\varphi_{rq}\neq 0$) face aux variations des paramètres rotoriques de la machine de façon générale (surtout la résistance rotorique qui peut varier considérablement) mais préserve la réponse dynamique en vitesse de l'entrainement et l'état magnétique de la machine.

IV.3.2 Commande vectorielle indirecte

A l'encontre de la méthode directe, la commande vectorielle indirecte n'utilise pas l'amplitude du flux mais seulement sa position car le flux dans ce cas n'est pas régulé. Ainsi, elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux (capteurs physiques ou modèle dynamique) mais nécessite l'utilisation d'un capteur de position (vitesse) du rotor [74], [101].

Dans la commande indirecte, on considère uniquement la dynamique du rotor, l'angle de *Park* θ_s est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique $\omega_r = p\Omega_r$ telle que :

$$\theta_{s} = \int \left(p \Omega_{r} + \omega_{gl}^{*} \right) dt \tag{4.14}$$

Mise à part l'adjonction d'un capteur de position, la commande indirecte est plus simple que la commande directe. Mais, cette technique de commande est très sensible aux variations des paramètres de la machine asynchrone. En effet, si la constante de temps rotorique utilisée dans le calcul de $\omega_{g_l}^*$ est très différente de sa valeur réelle, on obtient une erreur sur la phase du flux par rapport au stator, ce qui introduit un couplage supplémentaire entre le couple et le flux. Et comme le système n'a pas une régulation du flux, ceci peut conduire à des instabilités du système à contrôler. Ainsi, cette méthode de contrôle ne peut garantir des performances dynamiques et statiques selon le cahier des charges imposé par les différentes applications industrielles.

La figure suivante montre le schéma de cette commande vectorielle indirecte.



Fig. 4.6 Schéma d'une commande vectorielle indirecte d'une machine asynchrone.

IV.3.2.1 Performances de la commande vectorielle indirecte

Le bon comportement dynamique (mis à part le flux qui évolue en boucle ouverte) et statique des différentes caractéristiques de la machine asynchrone dans le cas d'une commande vectorielle indirecte au démarrage à vide, puis en charge et en sens inverse, est illustré par les figures suivantes :





Fig. 4.7 Résultats de simulation d'une commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone.

IV.3.2.2 Sensibilité de la commande vectorielle indirecte face aux variations de T_r

Des variations sur les paramètres (R_r et M) selon les mêmes profils des figures 4.4 et 4.5, sont provoquées au niveau du modèle de la machine asynchrone pour tester la sensibilité de cette commande vectorielle indirecte face à une variation de T_r . Les résultats obtenus sont présentés par les figures ci-après.





Fig. 4.8 Effet d'une variation de T_r (due à une variation de ±50% de R_r) sur la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone.





Fig. 4.9 Effet d'une variation de T_r (due à une variation de ±20% de *M*) sur la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone.

D'après les figures (4.8) et (4.9), nous pouvons noter (en plus de la mauvaise dynamique de flux) une sensibilité considérable da la commande vectorielle indirecte, face aux variations des paramètres rotoriques de la machine asynchrone. En effet, nous avons remarqué une influence néfaste de la résistance rotorique en particulier (qui peut varier beaucoup au cours de fonctionnement du *MAS*) sur le découplage de cette commande. Cette résistance R_r intervient dans T_r et par la suite dans la détermination de l'angle θ_s nécessaire pour la transformation vectorielle. Celle-ci affecte considérablement le flux magnétique, chose qui est exprimée par la perte du découplage et le grand changement de l'état magnétique de la machine. Ainsi, on risque de faire saturer (ou désaimanter) le circuit magnétique de la machine et d'altérer les performances de la commande et le rendement de la *MAS*.

IV.4 Commande directe du couple

La structure du contrôle direct de couple de la machine asynchrone a été introduite en 1985 par *Takahashi* [73]. Puis, plusieurs études ont permis de développer de plus en plus cette commande.

La commande *DTC* correspond à un contrôle vectoriel direct du flux statorique et du couple électromagnétique d'une machine asynchrone. L'idée de base est de contrôler des grandeurs instantanées et rapides de l'état électromagnétique du système. La suppression de l'étage *MLI* est la principale caractéristique dans une commande *DTC*. En effet, la génération des commandes de l'onduleur ($F=F_{a,b,c}$ où $F_a=1$ veut dire que la phase (*a*) est reliée à la borne (+) et vice versa si $F_a=0$) se fait de façon directe sans l'intermédiaire de cet étage (voire figure (4.10)). Deux contrôleurs à hystérésis pour le couple et le flux assurent la régulation séparée de ces deux grandeurs. ΔC_e et $\Delta \varphi_s$ représentent respectivement les sorties booléennes des comparateurs à hystérésis de l'erreur sur le couple et le flux.

Les valeurs estimées du flux et du couple sont comparées à leurs valeurs prescrites φ_s^* , C_e^* respectivement. L'objectif du contrôle de flux étant de garder le module de ce dernier constant. La meilleure façon de le faire sera de piéger sa trajectoire de référence de telle sorte qu'elle reste dans les limites de deux cercles concentriques de rayons très proches. La largeur $\Delta \varphi_s$ de cet anneau circulaire dépend de la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur.



Fig. 4.10 Schéma d'une commande directe de couple d'une machine asynchrone.

Les conditions du contrôle dynamique de couple de la machine asynchrone peuvent être mises en évidence, par le modèle vectoriel de la machine. Pour cela, on prendra les expressions vectorielles de la machine. Par la suite, on se placera dans le référentiel fixe α - β lié au stator. Le flux statorique de la machine asynchrone est obtenu à partir des équations de tension suivantes :

$$v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt}$$
(4.15)

$$v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt}$$
(4.16)

D'où :

$$\varphi_{s\alpha} = \int \left(v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} \right) dt \tag{4.17}$$

$$\varphi_{s\beta} = \int \left(v_{s\beta} - R_s i_{s\beta} \right) dt \tag{4.18}$$

Le module et la phase du flux statorique sont exprimés par :

$$\left|\overline{\varphi}_{s}\right| = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^{2} + \varphi_{s\beta}^{2}}; \quad \theta_{s} = \angle \overline{\varphi}_{s} = \tan^{-1}\left(\frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}}\right)$$

$$(4.19)$$

Et le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante :

$$C_{e} = \frac{3}{2} p \left(\varphi_{s\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} i_{s\alpha} \right)$$
(4.20)

Le choix de $\overline{V_s}$ ne porte pas uniquement sur l'erreur du module mais sur le sens de rotation de $\overline{\varphi}_s$ et le secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux. A cet effet, le repère (α , β) lié au stator est subdivisé en six secteurs k (k =1,...,6), voir figure (4.11).




Les valeurs estimées du couple C_e et du flux statorique φ_s sont comparées respectivement à leurs valeurs de références C_e^* et φ_s^* ; les résultats de la comparaison forment les entrées des comparateurs à d'hystérésis.

Le niveau d'efficacité des vecteurs de tension appliqués dépend également de la position du vecteur de flux statorique dans la zone *k*. En effet, au début de la zone, les vecteurs \overline{V}_{k+1} et \overline{V}_{k-2} sont perpendiculaires à $\overline{\varphi}_s$ d'où une évolution rapide du flux et une évolution lente de l'amplitude du couple, alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inverse. De plus, aux vecteurs \overline{V}_{k-1} et \overline{V}_{k+2} , il correspond une évolution lente du flux et rapide de l'amplitude du couple, au début de la zone, alors qu'à la fin de la zone c'est le contraire. Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone *k*, les deux vecteurs \overline{V}_k et \overline{V}_{k+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la composante du flux la plus forte (évolution très rapide du flux φ_s) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de $\overline{\varphi}_s$ dans la zone, avec un effet nul au milieu de la zone.

Donc, le vecteur de tension statorique \overline{V}_s (délivré par l'onduleur), est déduit des écarts du couple et du flux estimés par rapport à leur référence, ainsi que de la position du vecteur de flux $\overline{\varphi}_s$. Un estimateur du flux $\overline{\varphi}_s$ en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires pour une commande *DTC* [73], [79], [84].

Le tableau 4.1 récapitule pour chaque vecteur de tension statorique \overline{V}_s , les combinaisons possibles entre le flux statorique φ_s et le couple électromagnétique C_e . Dans ce tableau, une seule flèche indique une petite variation positive (†) ou négative (↓) et deux flèches désignent une grande variation positive (↑↑) ou négative (↓↓). Si \overline{V}_0 (*F*=000) et \overline{V}_7 (*F*=111) sont sélectionnés, la rotation du flux $\overline{\varphi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance (en valeur absolue) du couple alors que le flux $\overline{\varphi}_s$ reste inchangé [73].

Tab. 4.1 Table de commutation de la DTC

	\overline{V}_{k+1}	\overline{V}_{k-1}	\overline{V}_k	\overline{V}_{k+1}	\overline{V}_{k+2}	\overline{V}_{k+3}	<i>V</i> 0,7
\overline{arphi}_s	Ļ	ſ	1 1	ſ	Ļ	$\downarrow\downarrow$	¢↓
$C_e(\omega_s>0)$	ΥĻ	↓↓	Ļ	ſ	ſ	↓	Ļ
$C_e(\omega_s < 0)$	Ļ	\downarrow	ſ	↑ ↑	↑ ↑	Ť	ſ

IV.4.1 Performances de la commande directe du couple

Passons maintenant à la présentation de quelques résultats de simulation. La figure (4.12) illustre les bonnes performances de la *DTC* à travers quelques caractéristiques dynamiques de la machine asynchrone étudiée tournée à basse vitesse.





Fig. 4.12 Résultats de simulation de la machine asynchrone commandée par la DTC.

IV.4.2 Sensibilité de la commande directe du couple face aux variations de Rs

Pour montrer l'effet de l'évolution de la résistance statorique sur les performances de la *DTC*, nous allons étudier la sensibilité de la *DTC* face à une variation de R_s provoquée au niveau du modèle de la machine.

Une augmentation de la résistance statorique de la machine, qui peut être causée par une élévation de la température durant le fonctionnement (lors d'une augmentation de la charge de la machine asynchrone par exemple), provoque une légère diminution de flux statorique mais l'entrainement reste fonctionnel.

Par contre, la diminution de la résistance statorique de la machine (cas où la résistance statorique utilisée dans le bloc de commande est supérieure à la résistance statorique réelle de la machine, correspondant à un fonctionnement à charge faible, à une mauvaise mesure ou à une sous-estimation de ce paramètre) peut provoquer l'instabilité du système (c'est le cas ici à partir de *t*=2.5 s). Ainsi, il est impératif d'ajuster ce paramètre clé de la *MAS* si on veut conserver les performances de la *DTC* et/ou la stabilité de l'entrainement.



97



Fig. 4.13 Effet d'une variation (de +75% puis de -50%) de R_s sur la commande par la *DTC* de la machine asynchrone.

IV.5 Conclusion

Nous avons présenté, dans ce chapitre, les résultats d'une application de la commande vectorielle directe, indirecte et la commande directe du couple à la machine asynchrone.

Ces techniques de commande ont rendu le pilotage de la machine asynchrone semblable à celui de la machine à courant continu et à excitation séparée. Elles sont parfaites pour la machine avec des paramètres nominaux, invariables, mais elles ne sont pas robustes face aux

variations paramétriques. En effet, les résultats de simulation ont montrés que la commande vectorielle indirecte est plus sensible aux variations des paramètres rotoriques par rapport à la commande vectorielle directe et la commande directe du couple présente une grande sensibilité face à la diminution de la résistance statorique.

A cause de l'effet de ces variations paramétriques sur les performances de ces techniques de commande appliquées à la machine asynchrone, une adaptation de ces paramètres clés s'avère nécessaire pour maintenir la stabilité de l'entrainement et/ou conserver les performances de ces techniques.

Le chapitre suivant fera l'objet de quelques approches dédiées à l'estimation de la résistance statorique et la poursuite de la constante de temps rotorique de la machine asynchrone.

Chapitre

V

Poursuite de la Résistance Statorique et de la Constante de Temps Rotorique de la Machine Asynchrone

	Contenu	
V.1	Introduction	101
V.2	Poursuite de la résistance statorique de la machine asynchrone	102
V.3	Poursuite de la constante de temps rotorique de la machine asynchrone	118
V.4	Conclusion	132

V.1 Introduction

Au niveau des variations paramétriques de la machine asynchrone, la résistance statorique et la résistance rotorique sont les paramètres les plus critiques, car leurs influence est cruciale pour la commande. Ces paramètres peuvent varier jusqu'à 50% et 100% de leurs valeurs nominales respectivement [91], [96].

D'une part, la *DTC* est une commande qui est basée sur l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique. La résistance statorique est théoriquement le seul paramètre de la machine asynchrone qui intervient dans la commande directe du couple, ceci pour l'estimation du vecteur de flux statorique. L'influence de la variation de la résistance statorique est due généralement à la variation de la charge et de la température du milieu ambiant. Elle varie pratiquement d'une manière irrégulière pendant le fonctionnement. Comme nous l'avons montré au chapitre IV, cette variation provoque une erreur d'estimation du flux statorique et du couple, ce qui peut causer l'instabilité de l'entrainement piloté par la *DTC* à travers l'application de séquences non conformes à l'onduleur alimentant la *MAS* [79]. De ce point de vue, qui est purement théorique, on peut considérer une robustesse infinie par rapport aux autres paramètres de la machine, et en particulier par rapport aux paramètres rotoriques.

D'autre part, la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté, est basée sur le calcul de la fréquence rotorique. La simplicité de cette méthode (par rapport à son homologue 'commande vectorielle directe' en particulier) est la raison principale de sa réputation industrielle. En effet, elle offre une structure minimale pour atteindre un découplage effectif entre le flux et le couple du moteur asynchrone. Cependant, elle est caractérisée par sa sensibilité vis-à-vis de la variation de la constante de temps rotorique (T_r). Celle-ci est tributaire des changements de la température ainsi que de la saturation de la machine. La variation de T_r affecte directement le découplage de la commande, les performances du réglage et l'efficacité du moteur asynchrone.

D'où l'estimation et l'adaptation en temps réel des paramètres (R_s et T_r) de la machine asynchrone s'avèrent nécessaires dans le cas des deux commandes vectorielles (*DTC* et *FOC* respectivement) si on veut garder leurs performances satisfaisantes même en présence de ces variations paramétriques.

Dans ce chapitre, nous allons intéresser principalement à l'élaboration de nouvelles approches pour l'estimation de la résistance statorique et de la constante de temps rotorique

que nous allons comparer à quelques versions d'estimateurs existantes ou améliorées. Dans les deux cas, nous allons analyser théoriquement l'influence de la variation du paramètre sur les performances de la commande. Ensuite, nous présenterons et discuterons les résultats de simulation concernant quelques estimateurs dédiés à la poursuite en temps réel de ces deux paramètres en vue de compenser convenablement leurs variations et améliorer la robustesse des deux commandes.

V.2 Poursuite de la résistance statorique de la machine asynchrone pilotée par la *DTC*

Dans cette partie du chapitre, une analyse théorique de l'effet de la déviation de R_s sur le flux statorique et le couple électromagnétique d'une machine asynchrone commandée par la *DTC* est effectuée. Ensuite, différentes approches seront proposées pour ajuster en temps réel ce paramètre clé (résistance statorique), afin de rendre la *DTC* plus robuste face à cette variation paramétrique.

V.2.1 Effet de la variation de résistance statorique sur la commande DTC

Toute variation de la résistance statorique entraîne un déséquilibre dans les équations de tension permettant d'estimer les composantes de flux statorique de la machine. Donc, toute information obtenue par le flux estimé sera entachée d'erreurs.

A partir des équations de tension et du flux rotorique (2.14) et (2.15) exprimées dans le repère lié au champ tournant et en régime harmonique, on peut déduire le courant rotorique :

$$\overline{I_r} = -\frac{jM\,\omega_{gl}}{R_r + j\,\omega_{gl}L_r}\overline{I_s}$$
(5.1)

L'expression du flux statorique est obtenue à partir des équations (2.15) et (5.1) :

$$\overline{\varphi_s} = L_s \frac{R_r + jL_r \sigma \omega_{gl}}{R_r + j \omega_{gl} L_r} \overline{I_s}$$
(5.2)

En remplaçant l'expression du flux statorique (5.2) dans l'équation de tension statorique (2.14), on obtient :

$$\overline{V_s} = \left(R_s + j\,\omega_s L_s \,\frac{R_r + jL_r \sigma \omega_{gl}}{R_r + j\,\omega_{gl} L_r}\right)\overline{I_s}$$
(5.3)

102

D'après l'expression (5.3), pour des pulsations statoriques suffisamment élevée, l'influence du terme résistif R_s est négligeable. Mais pour les faibles pulsations, ce terme devient de plus en plus significatif. Les effets de la variation de la résistance R_s , sur le flux statorique, le couple électromagnétique et le courant du stator peuvent être montrés à travers l'analyse suivante.

Nous avons le couple estimé qui peut être exprimé par :

$$\hat{C}_{e} = \frac{3}{2} p Im \left(\overline{I_{s}} \, \overline{\hat{\phi}}_{s}^{c} \right) \tag{5.4}$$

"*Im*" et "*c*" expriment respectivement la partie imaginaire et le conjugué d'un complexe.

Nous avons aussi l'expression du flux statorique estimé qui est déduite de l'équation (2.14) :

$$\overline{\hat{\varphi}_s} = \frac{1}{\omega_s} j \left(\hat{R}_s \overline{I_s} - \overline{V_s} \right)$$
(5.5)

En remplaçant (5.5) dans (5.4), on trouve :

$$\hat{C}_{e} = \frac{3}{2} p Im \left(\overline{I_{s}} \left(\frac{1}{\omega_{s}} j \left(\hat{R}_{s} \overline{I_{s}} - \overline{V_{s}} \right) \right)^{c} \right)$$
(5.6)

Remplaçons maintenant (5.3) dans (5.6). On obtient :

$$\hat{C}_{e} = \frac{3}{2} p \frac{\left(R_{s} - \hat{R}_{s}\right)}{\omega_{s}} I_{s}^{2} + \frac{3}{2} p M^{2} \frac{\omega_{gl} R_{r}}{R_{r}^{2} + \omega_{gl}^{2} L_{r}^{2}} I_{s}^{2}$$
(5.7)

D'autre part, le couple électromagnétique réel peut être exprimé par :

$$C_{e} = \frac{3}{2} p M^{2} \frac{\omega_{gl} R_{r}}{R_{r}^{2} + \omega_{gl}^{2} L_{r}^{2}} I_{s}^{2}$$
(5.8)

En comparant (5.7) et (5.8), on peut noter que :

$$\hat{C}_{e} - C_{e} = \frac{3}{2} p \frac{\left(R_{s} - \hat{R}_{s}\right)}{\omega_{s}} I_{s}^{2}$$
(5.9)

L'expression (5.9) montre bien l'influence d'une dérive paramétrique $\Delta R_s = (R_s - \hat{R_s})$ sur les performances du contrôle de couple. Ainsi, pour des valeurs élevées du courant statorique et pour des faibles vitesses, la commande est plus sensible à cette variation. En effet, pour les faibles vitesses et/ou les grandes charges, la *fem* est faible et la chute de tension résistive R_sI_s est comparable avec la tension d'alimentation V_{s} . Par conséquent, n'importe quel changement de la résistance statorique provoque une fausse évaluation du courant estimé et par la suite du couple électromagnétique et de la position du flux.

Plus l'erreur d'estimation de courant est importante, plus l'erreur d'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique est remarquable, ce qui peut causer l'instabilité de la DTC par l'application de séquences non conformes à l'état de l'entraînement (surtout en cas d'une sous-estimation du couple qui correspond à une diminution de *R*_s, voir équation 5.9).

Pour les vitesses élevées, l'effet de la variation de résistance statorique (la chute de tension résistive) est faible et n'influe pas beaucoup l'opération d'estimation du couple et du flux.

V.2.2 Modèle de base utilisé pour l'estimation de la résistance statorique

Le module de courant statorique instantané est obtenu à partir de ses composantes dans le repère (d, q) comme suit :

$$i_{s} = \sqrt{i_{sd}^{2} + i_{sq}^{2}}$$
(5.10)

Ainsi, le calcul du module de courant statorique estimé $\hat{i_s}$ fait appel aux équations de la machine dans le référentiel (d, q). Rappelons à cet effet :

Les équations des flux :

 $-T = -\lambda I$

$$\varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \tag{5.11}$$

$$\varphi_{sq} - L_s \iota_{sq} + M \iota_{rq}$$

$$\varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd}$$

$$\varphi_{rg} = L_r i_{rg} + M i_{sg}$$
(5.12)

Les équations des tensions rotoriques :

$$0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_{gl}\varphi_{rq}$$
(5.13)

$$0 = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_{gl}\varphi_{rd}$$
(5.14)

104

• Et l'équation mécanique :

$$C_{e} = \frac{3}{2} p(\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd})$$
(5.15)

Si on lie l'axe *d* du repère (*d*, *q*) au vecteur de flux statorique, on aura :

$$\varphi_{sd} = \varphi_s \quad ; \quad \varphi_{sq} = 0 \tag{5.16}$$

En remplaçant (5.16) dans (5.11) et (5.15), on obtient :

$$\varphi_{s} = L_{s}i_{sd} + Mi_{rd} \quad ; \quad 0 = L_{s}i_{sq} + Mi_{rq} \tag{5.17}$$

$$C_e = \frac{3}{2} p \,\varphi_s i_{sq} \tag{5.18}$$

Ainsi, l'expression de la composante en quadrature du courant statorique estimé \hat{i}_{sq} , est donnée par :

$$\hat{i}_{sq} = \frac{2}{3p} \frac{\hat{C}_e}{\hat{\varphi}_s}$$
(5.19)

D'autre part, on peut déterminer l'expression de la composante directe du courant statorique estimé \hat{i}_{sd} en remplaçant (5.12) et (5.17) dans (5.13) et (5.14), on obtient respectivement :

$$\frac{R_r L_s}{M} \hat{i}_{sd} + M \,\hat{\omega}_{gl} \left(1 - \frac{L_s L_r}{M^2 - L_s L_r} \right) \hat{i}_{sq} - \frac{R_r}{M} \,\hat{\varphi}_s = 0 \tag{5.20}$$

$$\frac{R_{r}L_{s}}{M}\hat{i}_{sq} - M\,\hat{\omega}_{gl}\left(1 - \frac{L_{s}L_{r}}{M^{2} - L_{s}L_{r}}\right)\hat{i}_{sd} - \frac{L_{r}}{M}\hat{\omega}_{gl}\hat{\varphi}_{s} = 0$$
(5.21)

D'où on peut établir, par élimination de $\hat{\omega}_{gl}$ de (5.20) et (5.21), une équation reliant \hat{i}_{sd} à \hat{i}_{sq} et $\hat{\varphi}_s$:

$$L_{s}\hat{i}_{sd}^{2} - \left(1 - \frac{L_{s}L_{r}}{M^{2} - L_{s}L_{r}}\right)\hat{\varphi}_{s}\hat{i}_{sd} + L_{s}\hat{i}_{sq}^{2} - \left(\frac{L_{r}}{M^{2} - L_{s}L_{r}}\right)\hat{\varphi}_{s}^{2} = 0$$
(5.22)

Ainsi, la composante directe du courant statorique estimé peut être calculée par la résolution de cette équation (5.19) [78], [79]. Cela donne deux solutions pour le courant \hat{i}_{sd} et la solution appropriée est celle qui donne une plus petite valeur (physique) [78]. Finalement, on peut calculer l'amplitude du courant statorique estimé \hat{i}_s comme suit :

$$\hat{i}_{s} = \sqrt{\hat{i}_{sd}^{2} + \hat{i}_{sq}^{2}}$$
(5.23)

Ce courant estimé $\hat{i_s}$ évolue avec la variation de la résistance statorique (voir équation (5.7) qui lie ΔR_s au module du courant statorique en régime harmonique I_s) et peut être utilisé pour estimer cette variation de R_s .

V.2.3 Correction du modèle de base du courant statorique estimé

Quand un moteur asynchrone, piloté par la *DTC*, développe son flux et couple de références (en régime établi), il y a une erreur entre l'amplitude du courant statorique réel et filtré et sa valeur estimée calculée à partir de l'équation (5.23) [79]. Cette erreur est due aux commutations pseudos aléatoires des interrupteurs de l'onduleur. D'après la figure (5.1) qui correspond à l'évolution du courant statorique estimé, du courant statorique réel et sa valeur filtrée en régime permanent pour une vitesse de rotation de 100 rad/s et un couple de charge de 15 N.m, on a noté un décalage de 0.297A environ entre le courant réel filtré et le courant estimé.



Fig. 5.1 Module de courant statorique réel, filtré et estimé.

Cette erreur, que nous appellerons 'offset' ou décalage entre les deux grandeurs, dépend de la fréquence de commutation du convertisseur et du niveau de puissance développé par le moteur (couple de charge et vitesse de rotation), voir figure (5.2) où nous avons présenté cet offset en fonction du couple de charge et de la vitesse de rotation pour une fréquence de commutation donnée.



Fig. 5.2 Offset du courant statorique estimé.

Notre objectif c'est d'utiliser le module de courant statorique estimé comme référence à comparer avec sa valeur réelle pour estimer la variation de *R*_s, d'où la nécessité de corriger le décalage entre ces deux grandeurs en régime établi.

Pour ce faire, nous proposons de décaler le courant statorique avec un *offset* corrélé avec la vitesse et le couple de charge pour une fréquence de commutation donnée :

$$offset = f(\omega, C_e) \tag{5.24}$$

Ce décalage augmentera pour les niveaux de puissances élevées et les basses fréquences de commutation, ce qui conduit à une mauvaise estimation de la résistance statorique si on utilise un régulateur dont l'entrée est l'erreur de courant statorique sans décalage.

V.2.4 Nouvel estimateur flou de la résistance statorique

Le nouvel estimateur flou proposé pour l'estimation de la résistance statorique de la machine asynchrone commandée par la *DTC*, est illustré par la figure suivante :





Les deux entrées de cet estimateur sont, l'erreur normalisée (différence entre le courant statorique estimé augmenté d'un *offset* (*i*_s (*k*)+*offset*) et le courant réel \hat{i}_s (*k*)) et la variation de la résistance statorique $\Delta \hat{R}_{sn}$ (*k*) et sa sortie est la nouvelle variation $\Delta \hat{R}_{sn}$ (*k* +1). Le filtre passe-bas permet d'éliminer les fluctuations de la résistance estimée, due au bruit de mesure et aux ondulations de *i*_s (*k*). Tandis que le limiteur permet de garder \hat{R}_s dans une fourchette physique.

Les étapes principales de cet estimateur sont les suivantes :

V.2.4.1 Fuzzification

L'estimateur flou reçoit comme entrées l'erreur corrigée du courant statorique $\Delta i_{sn}(k)$ et la variation de la résistance statorique $\Delta R_{sn}(k)$, et en déduit la nouvelle variation de la résistance statorique à estimer $\Delta \hat{R}_{sn}(k+1)$. Ces trois variables sont (dé)normalisées comme suit :

$$\Delta i_{sn}(k) = G_{\Delta is}\left(\hat{i}_{s}(k) - i_{s}(k) - offset\right)$$
(5.25)

$$\Delta \hat{R}_{sn}(k) = G_{\Delta Rs1}(\hat{R}_{s}(k) - \hat{R}_{s}(k-1))$$
(5.26)

$$\Delta \hat{R}_{s} \left(k+1 \right) = G_{\Delta Rs2} \Delta \hat{R}_{sn} \left(k+1 \right)$$
(5.27)

 $G_{\Delta Rs1}$, $G_{\Delta is}$ et $G_{\Delta Rs2}$ sont des gains de mise en échelle associés aux trois variables, permettant de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer la structure. Ce sont ces derniers qui fixeront les performances de l'estimation floue de la résistance statorique.

On a opté pour cinq fonctions triangulaires et trapézoïdales {*NB*, *NS*, *EZ*, *PS*, *PB* } pour la fuzzification des variables d'entrées et de sortie de cet estimateur flou (voir figure (5.4)).

$$\mu$$
 (Δi_{sn}), μ (ΔR_{sn})



Fig. 5.4 Fonctions d'appartenance de Δi_{sn} et ΔR_{sn} .

V.2.4.2 Inférence floue

Les règles de l'inférence floue peuvent être décrites de plusieurs façons. Elles devraient être établies correctement et peuvent être arrangées dans une table. La construction d'une telle table repose sur une analyse qualitative de l'influence d'une variation de R_s sur le courant statorique. Sur cette base, un ensemble de règles floues a été formulé et résumé dans le tableau suivant :

$\Delta \hat{R}_{sn}(k+1)$		$\Delta i_{sn}\left(k ight)$						
		NB	NS	EZ	PS	РВ		
	NB	PB	PS	EZ	NS	NB		
	NS	PS	PS	EZ	NS	NS		
$\Delta \hat{R}_{sn}(k)$	EZ	NS	NS	EZ	PS	PS		
	PS	NS	NS	EZ	PS	PS		
	PB	NB	NS	EZ	PS	PB		

 Tab. 5.1
 Matrice d'inférence floue proposée pour l'estimation de R_s

Le scénario suivant justifie le raisonnement sur lequel nous nous somme basés pour choisir les règles floues convenables pour l'adaptation de R_s :

- Si l'erreur du courant statorique est égale à zéro, nous n'effectuons aucune variation sur la résistance statorique estimée ;
- Si une variation négative / positive de la résistance statorique est accompagnée d'une erreur de courant statorique négative / positive respectivement, alors nous augmenterons la nouvelle valeur de la résistance statorique ;
- Et si une variation positive / négative de la résistance statorique est associée à une erreur de courant statorique négative / positive respectivement, alors nous diminuerons la future valeur de la résistance statorique.

V.2.4.3 Défuzzification

Pendant cette étape, se fait la déduction de la grandeur de sortie numérique à partir de l'inférence floue. Il s'agit de calculer, à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous des variables d'entrée et des ensembles flous de la variable de sortie, une valeur numérique de la variable de sortie en utilisant un ensemble de règles. Pour ce faire, on a opté pour la méthode de défuzzification par centre de gravité associée à la méthode d'inférence somme-produit. Dans ce cas, l'expression de la mise à jour de la résistance statorique est donnée par :

$$\hat{R}_{s}\left(k+1\right) = \hat{R}_{s}\left(k\right) + G_{\Delta Rs2}\Delta \hat{R}_{sn}\left(k+1\right)$$
(5.28)

Avec :

$$\Delta \hat{R}_{sn} \left(k + 1 \right) = \frac{\sum_{i=1}^{25} \mu_i G_i S_i}{\sum_{i=1}^{25} \mu_i S_i}$$
(5.29)

Où μ_i est le degré de vérification de la permisse de la $i^{\text{ème}}$ règle, G_i est l'abscisse du centre de gravité du sous-ensemble flou de la sortie correspondant à cette $i^{\text{ème}}$ règle et S_i sa surface.

V.2.4.4 Résultats de simulation

Des simulations dynamiques sont exécutées, pour valider les performances de ce nouveau régulateur flou utilisé pour l'estimation de la résistance statorique d'une machine asynchrone commandée par *DTC*. Ce compensateur a été introduit afin de corriger l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique, ses gains sont obtenus après plusieurs essais, afin d'atteindre les meilleurs résultats.

La figure (5.5), illustre l'évolution de la résistance statorique, réelle et celle estimée qui est délivrée par le compensateur flou proposé. La simulation a été effectuée en 4 étapes pour des variations modérées de R_s . Au début, la résistance statorique est augmentée graduellement de sa valeur nominale de 3.88 Ω à une valeur de 4.12 Ω (106 %) pendant environ 1.5 secondes. Elle est maintenue constante jusqu'à t= 4 s, puis elle est augmentée en rampe pendant 1 seconde jusqu'à une valeur de 4.32 Ω (112 %) et graduellement réduite de nouveau à une valeur de 3.52 Ω (90 %) en 4 secondes. Cette figure prouve que la résistance statorique estimée a dépisté étroitement sa valeur réelle en régimes dynamique et statique. En effet, les deux grandeurs sont confondues pratiquement et l'erreur dynamique n'excède pas 0.57% (environ 22 m Ω) dans ce cas de variation en rampe.

Par ailleurs, la vitesse, le couple électromagnétique, le courant statorique, le flux statorique et sa trajectoire (illustrés par la même figure (5.5)) poursuivent très étroitement leurs références en régime statique. Les formes d'onde du flux et du couple prouvent que la

DTC dans ce cas présente une bonne robustesse contre les variations de la résistance statorique. On peut noter évidemment que, en régime permanent, la trajectoire du vecteur de flux déménage une piste de cercle pratiquement.





Fig. 5.5 Résultats de simulation de la *DTC* d'une *MAS* munie d'un estimateur flou proposé pour la poursuite de la résistance statorique.

Nous allons maintenant illustrer l'apport de l'*offset* proposé pour corriger le courant statorique sur le système sous les mêmes conditions (vitesse, couple de charge et fréquence de commutation). Pour cela, nous avons exécuté une simulation pour laquelle la résistance statorique réelle a été changée selon le même profil illustré par la figure (5.6). La valeur de la résistance estimée sans *offset* est tracée sur la même figure. On peut noter clairement, une erreur d'estimation d'environ 80 m Ω sur la résistance statorique quand l'*offset* n'est pas inclus.



Fig. 5.6 Effet de l'offset sur l'estimation de la résistance statorique.

Par conséquent, il s'est avéré que l'intensité du courant et le module de flux statoriques estimés sont surestimés de 7 mA et 2.3 mWb respectivement. Ces erreurs peuvent s'amplifier considérablement pour les grandes puissances, à basse fréquence de commutation et à haute tension de l'étage continu.

A titre d'exemple, l'influence de l'*offset*, pour les niveaux de vitesse et du couple élevés, est montré sur la figure (5.7) pour une consigne de vitesse de 100 rad/s et un couple de charge de 12.5 N.m. On a noté des ondulations significatives au niveau du couple électromagnétique, du courant et du flux statoriques et de la résistance estimée. Ceci a influencé légèrement la vitesse de rotation de la machine asynchrone car l'inertie a permis de filtrer les fluctuations de couple. En conclusion, sans compensation de l'*offset*, la *DTC* peut perdre ces performances et provoque des ondulations nuisibles au niveau du couple et des oscillations vibratoires au niveau de la vitesse.





Fig. 5.7 Effet de l'*offset* sur les performances de la *DTC* pour Ω_{ref} =100 rad/s et *C*_r=12.5 N.m.

V.2.5 Version améliorée de l'estimateur PI flou de la résistance statorique

La version améliorée du régulateur *PI* flou utilisé pour l'estimation de la résistance statorique de la machine asynchrone, est représenté par la figure (5.8). Il a la même architecture que le *PI* flou décrit dans la littérature [95] avec ces deux entrées qui sont, l'erreur $e_n(k)$ entre le courant statorique estimé $\hat{i}_s(k)$ et le courant réel $i_s(k)$ et la variation de cette erreur $\Delta e_n(k)$ et sa sortie qui est la variation de la résistance statorique $\Delta \hat{R}_{sn}(k)$. Nous avons juste ajouté l'*offset* au courant statorique pour éliminer l'effet des commutations pseudo-aléatoires des composants du convertisseur.



Fig. 5.8 Version améliorée de l'estimateur *PI* flou de la résistance statorique.

Les trois variables d'entrée et de sortie sont exprimées par :

$$e_n(k) = G_e\left(\hat{i}_s(k) - i_s(k) - offset\right)$$
(5.30)

$$\Delta e_n(k) = G_{\Delta e}\left(e(k) - e(k-1)\right) \tag{5.31}$$

$$\Delta \hat{R}_{s}(k) = G_{\Delta Rs} \Delta \hat{R}_{sn}(k)$$
(5.32)

Où $G_{e^{\prime}}$ $G_{\Delta e}$ et $G_{\Delta Rs}$ sont des gains de (dé)normalisation associés aux trois variables.

Dans ce cas, des expressions similaires à (5.28) et (5.29) (on remplace $G_{\Delta Rs2}$ par $G_{\Delta Rs}$ dans (5.28) et $\Delta R_{sn}(k+1)$ par $\Delta R_{sn}(k)$ sont utilisées pour l'adaptation de la résistance statorique estimée de la machine asynchrone.

Rappelons ici, la matrice d'inférence qui résume les 25 règles permettant de mettre en œuvre une action *PI* floue à la sortie du régulateur, après intégration bien sûr.

$\Delta \hat{R}_{sn}(k+1)$		$e_n(k)$						
		NB	NS	EZ	PS	РВ		
$\Delta e_n(k)$	NB	NB	NB	NB	NS	EZ		
	NS	NB	NB	NS	EZ	PS		
	EZ	NB	NS	EZ	PS	PB		
	PS	NS	EZ	PS	PB	PB		
	РВ	EZ	PS	PB	PB	PB		

Tab. 5.2 Matrice d'inférence du PI flou assurant l'estimation de R_s

Les résultats de simulation obtenus dans ce cas sont illustrés par la figure (5.9). Cette figure, montre l'évolution des résistances statoriques réelle et estimée. Les deux grandeurs sont confondues pratiquement. En effet, l'erreur d'évaluation est nulle pratiquement en régime établi et elle ne dépasse pas les 26.1 m Ω soit environ 0.7 % en régime dynamique.



Fig. 5.9 Résultats de simulation de la poursuite de *R*_s par un estimateur *PI* flou.

V.2.6 Version améliorée de l'estimateur PI de la résistance statorique

De même, la version améliorée de l'estimateur *PI* classique de la résistance statorique proposé dans la littérature [79] est schématisé par la figure (5.10).



Fig. 5.10 Version améliorée de l'estimateur *PI* de la résistance statorique.

L'ajout de l'*offset* permet une bonne estimation de R_s pour différentes charges et différentes vitesses de rotation. Dans ce cas, l'erreur du courant statorique corrigée $\Delta i_s(k) = (\hat{i}_s(k) - i_s(k) - offset)$ est utilisée comme signal d'entrée pour déterminer la variation de la résistance statorique $\Delta \hat{R}_s(k)$ par l'estimateur *PI*, comme suit :

$$\Delta R_{s}\left(k\right) = \left(k_{p} + \frac{k_{i}}{p}\right) \Delta i_{s}\left(k\right)$$
(5.33)

Où k_P et k_i sont les gains proportionnel et intégral respectivement de l'estimateur PI.
Les résultats de simulation sont présentés sur la figure (5.11).



Fig. 5.11 Résultats de simulation de la poursuite de *R*_s par un estimateur *PI*.

V.2.7 Comparaison des résultats de simulation

En se basant sur les résultats obtenus (voir tableau (5.3)), on peut noter que le nouvel estimateur flou proposé est le meilleur en termes de poursuite. De plus, la version améliorée de ces trois estimateurs est nettement meilleure que la version originale. En effet, l'introduction de l'*offset*, permet de centrer l'erreur du courant statorique en régime établi autour de zéro et d'améliorer considérablement la qualité d'estimation de ces régulateurs.

Tab. 5.3 Comparaison des estimateurs de R_s

Type de l'estimateur de Rs		imateur de Rs	Nouvel estimateur	Estimateur PI flou	Estimateur PI	
eur de	rsuite	1 %	Sans offset	2.630	2.734	2.900
Erre	Erre poui er	ы	Avec offset	0.567	0.672	0.837

V.3 Poursuite de la constante de temps rotorique de la machine asynchrone à flux orienté

Nous avons déjà énoncé que la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté, est basée sur le calcul de la fréquence rotorique. La simplicité de cette méthode est la raison principale de sa réputation industrielle. Cependant, sa simplicité est accompagnée par sa sensibilité vis-à-vis de la variation de la constante de temps rotorique. Celle-ci est tributaire de la variation de la température, de l'effet de peau ainsi que de la saturation de la machine. Elle (variation de T_r) peut affecter directement les performances du réglage et l'efficacité du moteur asynchrone.

Dans cette section, subdivisée en deux parties, nous allons présenter une analyse théorique de l'effet de la déviation de T_r sur le couple électromagnétique de la machine asynchrone, puis nous allons nous pencher sur l'adaptation en temps réel de cette constante de temps rotorique.

V.3.1 Effet de la variation de la constante de temps rotorique sur la commande vectorielle

Les effets de la variation de la constante de temps rotorique de la machine asynchrone sur les performances de la commande vectorielle (indirecte plus précisément) ont été constatés via des résultats de simulation présentés au chapitre IV, section (IV.3.2). Théoriquement, on peut noter, à travers l'expression suivante de la vitesse de glissement, que plus la constante de temps rotorique T_r est petite, plus le courant i_{sq} demandé est grand :

$$\omega_{gl} = \frac{i_{sq}}{T_r i_{sd}} \tag{5.34}$$

Dans ce qui suit, en vue de développer un modèle mathématique de commande du moteur asynchrone qui prend en considération les variations de la constante de temps rotorique, on se propose d'exprimer une valeur effective de la constante de temps T_r par [57], [60] :

$$T_r = \lambda T_r^* \tag{5.35}$$

Où λ est un gain de variation de T_r et T_r^* est la constante de temps rotorique de commande.

Dans le cas d'une variation de T_r , nous pouvons noter une erreur de flux rotorique provoquée sur les deux axes du repère tournant. Si on considère les équations du flux rotorique en régime permanent, en éliminant les termes dynamiques, nous obtenons :

$$\varphi_{rd} = Mi_{sd} \frac{1 + \omega_{gl} T_r \frac{i_{sq}}{i_{sd}}}{1 + (\omega_{gl} T_r)^2}$$
(5.36)

$$\varphi_{rq} = Mi_{sd} \frac{\frac{i_{sq}}{i_{sd}} - \omega_{gl}T_r}{1 + (\omega_{gl}T_r)^2}$$
(5.37)

Notons que si nous remplaçons la vitesse de glissement (5.34) dans ces deux équations (5.36) et (5.37), en considérant une valeur effective de T_r égale à T_r^* , nous obtenons $\varphi_{rd} = Mi_{sd}$ et $\varphi_{rq} = 0$. Ceci correspond au découplage idéal de la machine, et servira comme modèle de référence pour le mécanisme d'adaptation. S'il y a un désaccord entre la constante de temps rotorique effective T_r et celle utilisée dans le bloc de commande T_r^* , les équations des flux rotoriques en régime établi deviennent ($\omega_{gl}T_r$ est remplacé par $\lambda \frac{i_{sq}}{i_{sl}}$ dans ce cas) :

$$\varphi_{rd} = Mi_{sd} \frac{1 + \lambda \left(\frac{i_{sq}}{i_{sd}}\right)^2}{1 + \left(\lambda \frac{i_{sq}}{i_{sd}}\right)^2}$$
(5.38)

119

$$\varphi_{rq} = Mi_{sd} \frac{\frac{i_{sq}}{i_{sd}} - \lambda \frac{i_{sq}}{i_{sd}}}{1 + \left(\lambda \frac{i_{sq}}{i_{sd}}\right)^2}$$
(5.39)

Ainsi, les expressions des erreurs sur les composantes directe et en quadrature du flux rotorique en fonction de λ sont données par :

$$\Delta \varphi_{rd} = \varphi_{rd} - \varphi_{r}^{*} = \varphi_{r}^{*} \left(\frac{1 + \lambda \left(\frac{i_{sq}}{i_{sd}} \right)^{2}}{1 + \left(\lambda \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \right)^{2}} - 1 \right)$$

$$\Delta \varphi_{rq} = \varphi_{rq} - 0 = \varphi_{r}^{*} \frac{(1 - \lambda) \frac{i_{sq}^{*}}{i_{sd}}}{1 + \left(\lambda \frac{i_{sq}^{*}}{i_{sd}^{*}} \right)^{2}}$$
(5.40)
(5.41)

Notons que :

- si $(\lambda = 1 \text{ c'est-à-dire } T_r^* = T_r)$ on a alors $\Delta \varphi_{rd} = 0$ et $\Delta \varphi_{rq} = 0$ donc $(\varphi_{rd} = \varphi_r^* \text{ et } \varphi_{rq} = 0)$ et φ_r garde son module et sa phase et reste orienté suivant l'axe *d*.
- si $(\lambda < 1 \text{ c'est-à-dire } T_r^* > T_r)$ on a alors $(\Delta \varphi_{rd} < 0 \text{ et} \Delta \varphi_{rq} < 0)$ ce qui donne $\varphi_{rd} < \varphi_r^*$ et $\varphi_{rq} < 0$ ainsi φ_r augmente et s'oriente en arrière par rapport à l'axe d.
- si $(\lambda > 1 \text{ c'est-à-dire } T_r^* < T_r)$ on a alors $\Delta \varphi_{rd} > 0 \text{ et } \Delta \varphi_{rq} > 0 \text{ donc } (\varphi_{rd} > \varphi_r^* \text{ et } \varphi_{rq} > 0)$ et cela veut dire que φ_r diminue et s'oriente en avance par apport à l'axe *d*.

Ainsi, on peut remarquer que la variation de la constante de temps rotorique influe les deux composantes du flux rotorique et par conséquence le découplage de la commande.

V.3.2 Modèle de base utilisé pour l'estimation de la constante de temps rotorique

Rappelons, une fois de plus, que l'étude par simulation présentée au chapitre IV a montré que le problème majeur de la commande vectorielle (indirecte) est la variation de la constante de temps rotorique (la résistance rotorique plus précisément). L'analyse précédente permet de conclure que le bloc de commande classique permettant l'orientation de flux doit être modifié et muni d'un mécanisme qui est en mesure d'adapter la fréquence de glissement à travers une bonne estimation de *Tr*. Cette adaptation peut être basée sur l'analyse du signal d'erreur entre le flux rotorique estimé et celui supposé orienté. Pour cette fin, on peut utiliser un correcteur afin d'adapter la constante de temps rotorique au niveau du bloc de la commande vectorielle indirecte.

L'utilisation d'un repère d'estimation adéquat permet de déterminer analytiquement le module et l'angle du vecteur de flux rotorique. Ceci permet donc d'assurer une orientation exacte et par le fait même garantir le découplage.

Tout d'abord, le référentiel lié au stator (α , β) est choisi comme repère d'estimation des grandeurs électriques statoriques et rotoriques, ensuite les composantes φ_{rd} et φ_{rq} sont estimées en mesurant les courants et les tensions statoriques à l'entrée de la machine, conformément aux étapes suivantes :

• Estimation du flux statorique dans le repère (α, β) :

$$\hat{\varphi}_{s\,\alpha} = \int_{0}^{t} \left(v_{s\,\alpha} - R_{s} i_{s\,\alpha} \right) dt$$

$$\hat{\varphi}_{s\,\beta} = \int_{0}^{t} \left(v_{s\,\beta} - R_{s} i_{s\,\beta} \right) dt$$
(5.42)

• Estimation du flux rotorique dans le repère (α, β) :

$$\hat{\varphi}_{r\,\alpha} = \frac{L_r}{M} \left(\hat{\varphi}_{s\,\alpha} - L_s \sigma i_{s\,\alpha} \right)$$

$$\hat{\varphi}_{r\,\beta} = \frac{L_r}{M} \left(\hat{\varphi}_{s\,\beta} - L_s \sigma i_{s\,\beta} \right)$$
(5.43)

Il est à signaler que durant ce processus d'estimation du flux rotorique, la résistance rotorique (paramètre provoquant le plus des variations sévères de la constante de temps rotorique) n'intervient pas.

Dans le référentiel (α , β), les grandeurs (tension, courant et flux) sont sinusoïdales et de fréquence égale à la fréquence d'alimentation et le passage au référentiel lié au vecteur tournant du flux rotorique se fait à l'aide de la matrice de rotation. Nous déterminons alors les composantes du flux suivant les deux axes *d*-*q* du repère tournant comme suit :

$$\begin{bmatrix} \hat{\varphi}_{rd} \\ \hat{\varphi}_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \hat{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix}$$
(5.44)

Où θ est l'angle entre l'axe d du repère tournant (d, q) et l'axe α du repère fixe (α , β) qui est considéré coïncidant avec l'axe de la phase a du stator (donc $\theta = \theta_s$).

D'où le module de flux rotorique est calculé par :

$$\hat{\varphi}_{r} = \sqrt{\hat{\varphi}_{rd}^{2} + \hat{\varphi}_{rq}^{2}} \tag{5.45}$$

V.3.3 Nouvel estimateur flou de la constante de temps rotorique

L'architecture interne du compensateur flou de la constante de temps rotorique proposé est parfaitement semblable à celle du régulateur flou proposé pour l'estimation de la résistance statorique. Il en diffère dans ses entrées et dans sa sortie bien évidement.

Ce compensateur flou estime la variation future de la constante de temps rotorique $\hat{T}_r(k+1)$ à partir de ses deux entrées actuelles $(\Delta \varphi_r(k) = \varphi_r^*(k) - \hat{\varphi}_r(k))$ et $\Delta \hat{T}_r(k)$ comme le montre la figure 5.12.



Fig. 5.12 Schéma synoptique d'un nouvel estimateur flou de la constante de temps rotorique.

Les deux gains G_{ε} , $G_{\Delta Tr}$ sont utilisés pour normaliser les deux entrées et le gain $G_{\Delta Tr2}$ sert à dénormaliser la sortie. Celle-ci $(\Delta \hat{T_r}(k+1))$ est rajoutée à la constante de temps rotorique actuelle $\hat{T_r}(k)$ pour calculer la nouvelle valeur estimée $\hat{T_r}(k+1)$, exprimée par :

$$\hat{T}_{r}(k+1) = \hat{T}_{r}(k) + G_{\Delta Tr2} \Delta \hat{T}_{rn}(k+1)$$
(5.46)

Les trois étapes usuelles d'un régulateur flou : (fuzzification, interface floue et défuzzification) sont mises en œuvre de la même manière que celles du nouvel estimateur flou de R_s (voir section V.2.4).

Les résultats de simulation que nous allons présenter ci-après vont nous permettre de juger les performances de ce régulateur flou proposé pour l'estimation de la constante de temps rotorique de la machine asynchrone pilotée par la commande vectorielle indirecte.

Dans un premier cas, la constante de temps rotorique réelle a été variée au niveau du modèle de la machine selon le profil de la figure (5.13) à travers la variation de la résistance rotorique corrélée avec la variation du couple de charge. Une diminution en pente de T_r est effectué jusqu'à 50 % de la valeur nominale, puis une augmentation avec la même pente est provoquée jusqu'au double de la valeur nominale, comme le montre la figure (5.13).





Fig. 5.13 Résultats de simulation de la poursuite de T_r par l'estimateur flou proposé correspondant à une variation de R_r de ± 50%.

D'après les résultats de simulation précédents, on peut constater que :

- L'estimateur flou proposé donne des résultats très satisfaisants. En effet, la constante de temps rotorique estimée a dépisté étroitement sa valeur réelle en régime statique. Mais naturellement, elle présente une dynamique légèrement lente et une erreur dynamique peu importante pour une variation en pente, qui n'excède pas (1.2 ms), soit 0.89 % dans le pire des cas ;
- Le principe du flux rotorique orienté est parfaitement assuré, du fait que sa composante sur l'axe q est égale à zéro et sa composante sur l'axe d est constante et égal à sa consigne en régime établi (la commande est bien découplée);
- La vitesse réelle suit rapidement et convenablement sa vitesse de référence.

Pour montrer davantage les performances de cet estimateur flou proposé, nous allons présenter des résultats de simulation (voir figure 5.14) concernant des variations de T_r dues à des variations de ± 20% de la mutuelle inductance provoquées de la même manière de la section (IV.3.2) du chapitre IV.





Fig. 5.14 Résultats de simulation de la poursuite de T_r par l'estimateur flou proposé correspondant à une variation de *M* de ± 20%.

Les mêmes remarques précédentes concernant des variations de la constante de temps rotorique dues à l'évolution de la résistance rotorique restent valables dans ce cas.

V.3.4 Comparaison avec quelques estimateurs existants

Les résultats obtenus par le régulateur flou proposé et présentés précédemment sont comparés avec ceux de quelques estimateurs de T_r existants déjà dans la littérature spécialisée (estimateur flou dont les entrées sont les erreurs sur les composantes du flux rotorique, estimateur *PI* flou et estimateur *PI* linéaire). Nous nous limitons aux cas des variations de la constante de temps rotorique dues à l'évolution de la résistance rotorique.

V.3.4.1 Estimateur flou à erreur sur les composantes de flux rotorique comme entrées

Dans ce cas, l'adaptation de la constante de temps rotorique est basée sur l'analyse du signal d'erreur entre les deux composantes (d, q) du flux rotorique estimé et celles du flux supposé 'orienté', voir figure 5.15. Dans cet estimateur, on utilise un mécanisme d'inférence floue similaire à celui d'un *PI* flou [60] afin d'adapter la commande indirecte à travers l'ajustement de T_r .

Les entrées de ce correcteur (qui sont les erreurs (ε_{rd} et ε_{rq}) sur les composantes (d, q) des flux rotoriques correspondant au découplage idéal et au découplage réel) sont exprimées par les équations suivantes :

$$\varepsilon_{rd} = \Delta \varphi_{rd} = \varphi_{rd}^* - \hat{\varphi}_{rd} = M \ i_{sd}^* - \hat{\varphi}_{rd}$$

$$\varepsilon_{rq} = \Delta \varphi_{rq} = \varphi_{rq}^* - \hat{\varphi}_{rq} = 0 - \hat{\varphi}_{rq}$$
(5.47)



Fig. 5.15 Schéma synoptique de l'estimateur flou de T_r dont les entrées sont les erreurs sur les composantes d, q du flux rotorique.

L'adaptation de la constante de temps rotorique est obtenue à partir du schéma de la figure (5.15) et une simple lecture sur la table de décision suivante :

$\Delta \hat{T}_m(k+1)$		$\mathcal{E}_{rdn}(k)$					
		NB	NS	EZ	PS	РВ	
$\mathcal{E}_{rqn}(k)$	NB	NB	NB	NB	NS	EZ	
	NS	NB	NB	NS	EZ	PS	
	EZ	NB	NS	EZ	PS	PB	
	PS	NS	EZ	PS	PB	PB	
	РВ	EZ	PS	PB	PB	PB	

Tab. 5.4Matrice d'inférence floue assurant l'estimation de Tr

Les résultats de simulation concernant cet estimateur flou de T_r , sont présentés sur la figure (5.16). On note d'après l'évolution des constantes de temps rotoriques, réelle et estimée par le compensateur flou, que les deux grandeurs sont confondues pratiquement en régime statique. En effet, l'erreur d'estimation est pratiquement nulle en régime établi et elle ne dépasse pas les 4.2 ms soit environ 3.11 % en régime transitoire. On peut remarquer aussi

que le flux rotorique suit toujours sa valeur de référence et le découplage est parfaitement maintenu malgré la faible erreur de poursuite de la constante de temps rotorique en régime transitoire.



Fig. 5.16 Résultats de simulation de la poursuite de *T_r* par l'estimateur flou à erreurs sur les composantes *d*, *q* du flux rotorique comme entrées.

V.3.4.2 Estimateur PI flou de la constante de temps rotorique

Les deux entrées de cet estimateur *PI* flou de T_r sont, l'erreur ε (k) entre le flux rotorique de référence et son module estimé ($\varepsilon = (\varphi_r^* - \hat{\varphi}_r)$) et la variation de cette erreur $\Delta \varepsilon(k)$, et sa sortie est la variation de la constante de temps rotorique $\Delta \hat{T}_{rn}(k)$. Cette sortie est obtenue à partir du schéma 5.15 à travers une simple lecture sur la table de décision précédente (Tab. 5.4), en introduisant ε (k) et $\Delta \varepsilon$ (k) comme entrées. La figure suivante illustre les résultats de simulation obtenus dans ce cas.



Fig. 5.17 Résultats de simulation de la poursuite de *T_r* par l'estimateur *PI* flou.
On peut remarquer clairement que la constante de temps rotorique estimée par le régulateur *PI* flou poursuit convenablement sa valeur réelle le long du profil de variation surtout en régime permanent (Mises à part une erreur dynamique de poursuite de 2 ms (15%) environ et un dépassement de 2.12 ms (15.7%)). D'après cette même figure, on peut distinguer que malgré ces erreurs dynamiques, le découplage de la commande est toujours gardé à travers une bonne orientation du flux rotorique.

V.3.4.3 Estimateur PI de la constante de temps rotorique

Dans ce cas, l'évolution des constantes de temps rotoriques, réelle et estimée par l'estimateur *PI*, est représentée par la figure (5.18).

La grandeur estimée suit pratiquement sa valeur réelle surtout en régime permanent, mais elle présente quelques petites oscillations, une erreur de poursuite maximale de 5 ms (3.71 %) et un dépassement maximale de 30 ms (22.25%). On peut remarquer aussi une légère perte de découplage entre le flux rotorique direct et indirect correspondant à ce niveau d'erreur d'estimation de T_r en régime dynamique.





Fig. 5.18 Résultats de simulation de la poursuite de *T_r* par l'estimateur *PI*.

V.3.4.4 Comparaison des résultats de simulation

En se basant sur les résultats obtenus précédemment et résumés dans le tableau suivant (5.5), on peut noter que l'estimateur flou proposé est le mieux placé pour bien estimer T_r et garder les bonnes performances de la commande vectorielle indirecte face à la variation de ce paramètre clé de la *MAS*. En effet, celui-ci permet d'offrir une robustesse meilleure que celle des autres estimateurs surtout en régime dynamique. Bien que, les deux estimateurs flous donnent aussi de bons résultats.

Tab. 5.5 Comparaison des différents estimateurs étudiés de	T_r
--	-------

Type de l'estimateur de Tr	Nouvel estimateur flou	Estimateur flou de (V.3.3.1)	Estimateur PI flou	Estimateur PI
Erreur de poursuite en %	0.310	0.672	3.006	3.708
Dépassement en %	0.890	3.115	15.727	22.257
Erreur statique en %	0.000	0.052	0.000	0.030

V.4 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'application de différentes approches d'estimation de la résistance statorique (et de la constante de temps rotorique) d'un moteur asynchrone piloté par la *DTC* (commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté).

Des résultats de simulation détaillés ont été présentés et discutés. Les cas traités considèrent des variations critiques, à travers lesquelles on a pu juger l'efficacité des estimateurs proposés pour la compensation de la variation de la résistance statorique et de la constante de temps rotorique.

D'une part, les résultats de simulation prouvent qu'il y a une erreur entre l'intensité du courant statorique filtrée et sa valeur estimée (qu'on a utilisées pour la poursuite de R_s), ce qui peut dégrader les performances de l'estimateur de la résistance statorique. Ainsi, un *offset* a été introduit afin de surmonter cette situation, augmenter la précision des estimateurs proposés et/ou améliorés et par conséquent rendre la *DTC* plus robuste. L'efficacité du nouvel estimateur flou proposé et des deux autres estimateurs (*PI* et *PI* flou améliorés) a été montrée. En effet, les résultats de simulation ont illustré leur excellente capacité de poursuite, dans les deux cas d'augmentation et de diminution de la résistance statorique de la *MAS*.

D'autre part, nous avons montré que la variation de la constante de temps rotorique affecte directement les performances du réglage et l'efficacité du moteur asynchrone. Un nouvel estimateur est proposé pour pallier ce problème dû à la variation de la constante de temps rotorique. Il est basé sur une analyse qualificative de l'effet de la variation de T_r sur le flux rotorique de la machine asynchrone.

Pour juger l'efficacité de ce nouvel estimateur de la constante de temps rotorique, les résultats de simulation obtenus sont comparés à ceux obtenus par d'autres estimateurs déjà existants (l'estimateur flou à erreurs sur les composantes (d, q) de φ_r comme entrées, l'estimateur *PI* flou et l'estimateur *PI*). D'après ces résultats, nous avons conclu que l'estimateur flou proposé est le mieux placé pour bien poursuivre la constante de temps rotorique et maintenir les bonnes performances de la commande vectorielle en assurant un bon découplage entre le flux rotorique direct et celui en quadrature.

CONCLUSION GENERALE

Dans le cadre des travaux de cette thèse, nous nous sommes donnés fondamentalement pour objectif l'identification et la poursuite en temps réel des paramètres d'une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil. Pour cela, nous avons investigué deux voies de recherche : l'une concerne l'application de méthodes d'optimisation avancée afin d'identifier l'ensemble des paramètres électromécaniques du modèle dynamique de ce type de machines tout en tenant compte des imperfections de la source d'alimentation, de la saturation magnétique et des pertes fer. L'autre thématique de recherche s'est intéressée à la poursuite en temps réel de deux paramètres clés de la machine, à savoir, la résistance statorique qui influence considérablement les caractéristiques du pilotage par *DTC* de la *MAS* et la constante de temps rotorique qui affecte le découplage et les performances de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté.

Avant d'aboutir à cet objectif final, il nous a semblé judicieux de définir des étapes intermédiaires pour la mise au point d'une méthodologie d'identification et de poursuite des paramètres de la machine asynchrone, telle que la modélisation, l'identification expérimentale préliminaire, l'analyse de l'effet de la dérive paramétrique sur les performances des techniques de commande vectorielle appliquées à la machine asynchrone, etc. En outre, toute cette étude a été validée tantôt par une simulation numérique (notamment quand il s'agit d'analyse théorique), grâce à la mise au point d'une plate-forme de simulation et tantôt par des relevés expérimentaux.

Ainsi, nous avons tout d'abord présenté, dans le premier chapitre, un état de l'art exhaustif concernant les différentes approches d'identification paramétrique de la machine asynchrone et les différentes méthodes dédiées à la poursuite de la résistance statorique et de la constante de temps rotorique. Ceci nous a permis de bien cerner la problématique à traiter et de lancer les différents axes d'étude. Il était question, principalement, de réformer et/ou élaborer des stratégies innovantes qui permettent d'améliorer les résultats existants dans la littérature.

Ensuite, nous avons consacré le deuxième chapitre à la modélisation et l'identification classique de la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil. En premier temps, les équations différentielles qui régissent le comportement dynamique de la machine asynchrone ont été établies. Puis, nous avons procédé à la transformation biphasée qui nous a permis de simplifier la modèle de la machine. Après établissement du schéma équivalent du moteur en régime harmonique, nous avons montré comment prendre en compte les effets de saturation et les pertes fer dans le modèle dynamique de la machine asynchrone sans trop changer le modèle de base.

Une approche approximative a été utilisée, subséquemment, pour localiser les paramètres électromécaniques de la *MAS* triphasée à cage d'écureuil. Elle est basée sur les essais classiques (à vide, à rotor bloqué et à vitesse ralentie) et elle est effectuée à partir de données expérimentales relevées sur la machine réelle. Dans ce cas, le but est de délimiter la plage de variation des paramètres, permettant une identification plus précise par des méthodes avancées.

Par ailleurs, nous nous sommes intéressés, dans le troisième chapitre, à une identification plus précise des paramètres électromécaniques de la machine asynchrone en appliquant une méthode basée sur l'algorithme de la recherche d'harmonie. Rappelons que cette méthode est un algorithme méta-heuristique récent, inspiré de la recherche d'une harmonie parfaite dans un orchestre, en utilisant une recherche stochastique aléatoire. Son concept a été présenté et son efficacité a été mise en lumière à travers des résultats de simulation. En effet, nous avons tout d'abord formulé l'identification paramétrique du modèle dynamique de la machine asynchrone et mise sous forme d'un problème d'optimisation sous contraintes. Ensuite, nous avons donné une description détaillée de cette nouvelle méthode d'identification stochastique en mettant l'accent sur ses aspects algorithmiques.

Les résultats de simulation ont démontré clairement l'efficacité de cette technique utilisée pour l'identification paramétrique du modèle dynamique de la machine asynchrone. L'évaluation de la précision des paramètres identifiés par cet algorithme a été effectuée implicitement à travers la superposition de quelques relevés expérimentaux (courant de phase statorique et/ou vitesse de rotation), ce qui a montré un accouplement convenable entre les deux caractéristiques surtout dans le cas d'une fonction objectif à base de la vitesse de rotation et du courant de phase statorique mesurés.

Ensuite, nous avons montré davantage l'efficacité de l'algorithme *HS* en termes de rapidité et de précision, via une comparaison des résultats obtenus par cette méthode à ceux de quelques méthodes stochastiques usuelles (*GA*, *SA* et *PSO*). En effet, ceux-ci ont montré que l'algorithme *HS* converge asymptotiquement vers la solution optimale globale tout en étant

plus simple en concept, faible en paramètres, facile à implémenter et plus performant en terme de précision. En plus, cet algorithme ne nécessite aucun calcul de dérivées tout comme toute la famille des méthodes d'optimisations méta-heuristiques. Ses caractéristiques avantagent son applicabilité à la résolution de ce problème d'identification où nous avons pris en considération la saturation magnétique et les pertes fer dans la machine ce qui rend la formulation mathématique du problème de plus en plus complexe à cause du nombre élevé des variables et des contraintes.

D'un autre côté, nous avons présenté au quatrième chapitre l'application de la commande vectorielle directe, indirecte et la commande directe du couple à la machine asynchrone.

Ces techniques de commande ont rendu, comme convenu, le pilotage de la machine asynchrone semblable à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. Elles sont parfaites pour la conduite de la machine avec des paramètres nominaux, invariables, mais elles ne sont pas robustes face aux variations paramétriques. En effet, les résultats de simulation ont montré que la commande vectorielle indirecte est plus sensible aux variations paramétriques rotoriques par rapport à la commande vectorielle directe et la commande directe du couple présente une grande sensibilité face à la diminution de la résistance statorique.

A cause de l'effet de ces deux variations paramétriques (ΔR_s et ΔT_r) sur les performances de ces deux techniques de commande vectorielle (*DTC* et *FOC*) appliquées à la machine asynchrone, une adaptation de ces paramètres s'est avérée nécessaire pour maintenir la stabilité de l'entrainement et/ou garder les performances et renforcer la robustesse de ces deux techniques de commande.

Au cinquième chapitre, nous avons proposé des solutions aux problèmes cités ci-dessus par l'application de différentes approches de poursuite de la résistance statorique (de la constante de temps rotorique) d'un moteur asynchrone piloté par la *DTC* (la *FOC*).

D'une part, les résultats de simulation prouvent qu'il y a une erreur entre l'intensité du courant statorique filtrée et sa valeur estimée (qu'on a utilisées pour la poursuite de R_s). Ce qui peut, dans certains cas, dégrader les performances de l'estimateur de la résistance statorique. Ainsi, un offset a été introduit afin de surmonter cette situation, améliorer la précision des estimateurs (proposé et déjà existants) et par conséquent renforcer la robustesse de la *DTC*. L'efficacité du nouvel estimateur flou proposé et des deux autres

estimateurs (*PI* et *PI* flou améliorés) a été montrée. En effet, les résultats de simulation ont illustré leur excellente capacité de poursuite, dans les deux cas d'augmentation et de diminution de la résistance statorique de la *MAS*.

Par ailleurs, un nouvel estimateur flou est proposé pour pallier le problème dû à la variation de la constante de temps rotorique. Il est basé sur une analyse qualificative de l'effet de la variation de T_r sur le flux rotorique de la machine asynchrone.

D'après les résultats de simulation obtenus, comparativement à ceux établis par d'autres estimateurs déjà existants (l'estimateur flou à erreurs sur les composantes du flux rotorique comme entrées, l'estimateur *PI* flou et l'estimateur *PI*), nous avons conclu que l'estimateur flou proposé est le mieux placé pour bien poursuivre la constante de temps rotorique et maintenir les bonnes performances de la commande vectorielle en assurant un bon découplage entre le flux rotorique direct et celui en quadrature.

Pour en finir, l'ensemble de nos réflexions et de nos études nous a conduits à avancer quelques perspectives concernant ces travaux de thèse, que nous jugeons d'un intérêt de premier plan :

• Notre travail ne serait complet sans la réalisation pratique des estimateurs proposés, ce que nous souhaitons faire prochainement, pour valider leur apport et leurs performances;

• D'autre part, et suite à notre petite expérience dans ce domaine, nous proposons une continuation des travaux concernant les deux thématiques examinées, en explorant les voies suivantes :

- Utiliser des approches d'optimisation multi-objectif pour mieux identifier les paramètres du modèle dynamique de la *MAS*;
- Se baser sur les mêmes caractéristiques dynamiques de la *MAS*, à relever pour une machine pilotée par un convertisseur de fréquence à *MLI*, pour réaliser cette même tâche d'identification, puisque l'objectif final c'est de commander la machine ;
- Appliquer les résultats obtenus dans la partie modélisation et identification avancées, à la partie commande vectorielle de la *MAS* et la poursuite de ces paramètres clés à la fois.

- [1] D. Elten, "Identification Method for Estimation of Electrical Parameters of Induction Motors", *Ph.D. Thesis, Fachbereich Elektrotechnik, Technische University, Berlin, Germany F.R., 1989.*
- [2] E. Laroche, "Métodologies Multimodèles pour l'Identification et la Commande Robuste de la Machine Asynchrone", *Thèse de Doctorat de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, France, 2000.*
- [3] M. Belhaj, "Modélisation Fréquentielle de la Machine Asynchrone en Vue de l'Analyse des Perturbations Conduites Basses Fréquences", *Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, France, 2007.*
- [3] C. Vermaelen, "Contribution à la Modélisation et à la Réduction des Perturbations Conduites dans les Systèmes d'Entraînement à Vitesse Variable", *Thèse de Doctorat, Ecole Normale Supérieure de Cachan, France, 2003.*
- [4] --, "Standard procedures for obtaining asynchronous machine parameters by SSFR testing", *IEEE Standard 115 A-(1987), 1987.*
- [5] S. Canat and J. Faucher, "Fractional Order: Frequential Parametric Identification of the Skin Effect in the Rotor Bar of Squirrel Cage Induction Machine", *in ASME Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference, pp. 1–7, Chicago, Illinois, USA, September 2–6, 2003.*
- [6] A.E. Fitzgerald, C.Jr. Kingsley and S.D. Umans, "Electric Machinery", *Sixth Edition, Mc Graw Hill, Wl New York, USA, 2003.*
- [7] --, "IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators", *IEEE Power Engineering Society, Vol. 112, USA, pp. 1–79, New York, USA, 1996.*
- [8] R. Krishnan, "Electric Motor Drives Modeling, Analysis, and Control", *Virginia Tech, Blacksburg, Virginia, Prentice Hall, USA, 2001.*
- [9] N. Mohan, "Advanced Electric Drives Analysis, Control and Modeling Using Simulink", *Minnesota Power Electronics Research & Education Publisher, Minneapolis, USA, 2001.*
- [10] N. Mohan, "Electric Drives Analysis, an Integrative Approach", *Minnesota Power Electronics Research* & Education Publisher, Minneapolis, USA, 2001.
- [11] I. Boldea and S.A. Nasar, "Electric Machines Dynamics and Control", CRC Press, 1993.
- [12] P. Barrass, "Automatic Characterization of Induction Motors for Optimum Performance". *TechOPS, 2005.*
- [13] R. Babau and I. Boldea, "Parameter Identification for Large Induction Machines Using Direct Online Startup Test", Workshop on Electrical Machines Parameters, Technical University of Cluj-Napoca, Romania, pp. 47–52, May 2001.
- [14] M.H. Haque, "Estimation of 3-Phase Induction-Motor Parameters", *Electric Power Systems Research*, *Vol. 26, No. 3, pp. 187-193, 1993.*
- [15] D. Lindenmeyer, H.W. Dommel, A. Moshref, and P. Kundur, "An Induction Motor Parameter Estimation Method", *International Journal of Electrical Power & Energy Systems, Vol. 23, No. 4, pp. 251–262, 2001.*
- [16] H. Kabbaj, "Identification d'un Modèle Type Circuit Prenant en Compte les Effets de la Fréquence dans une Machine Asynchrone à Cage d'Ecureuil", *Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 1997.*

- [17] S. Canat "Contribution à la Modélisation Dynamique d'Ordre non Entier de la Machine Asynchrone à Cage", *Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2005.*
- [18] S. R. Shaw, "Numerical Methods for Identification of Induction Motor Parameters", *Massachusetts Institute of Technology, USA, 1997.*
- [19] P. F. Seixas, "Electrical Parameter Estimation Considering the Saturation Effects in Induction Machines", in the Proceedings of IEEE - PESC 31st Annual Meeting, Vol. 3, pp. 1563–1568, Galway, Ireland, 18-23 June 2000.
- [20] W. Michalik and W. Devices, "Standstill Estimation of Electrical Parameters in Motors with Optimal Input Signals", *in the 2nd IEEE International Caracas Conference on Devices, Circuits and Systems, pp.* 407–413, Margarita, Venezuela, 2-4 March 1998.
- [21] F. Barrero, J. Perez, R. Millan, and L. G. Franquelo, "Self-Commissioning for Voltage-Referenced Voltage - Fed Vector Controlled Induction Motor Drives", in the Proceedings of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IECON '99), Vol. 3, pp. 1033–1038, California, USA, 1999.
- [22] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Cirrincione and G. A. Capolino, "A New Experimental Application of Least -Squares Techniques for the Estimation of the Induction Motor Parameters", *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, No. 5, pp.1247–1256, 2003.*
- [23] D. Aguglia, "Identification des Paramètres du Moteur à Induction Triphasé en Vue de sa Commande Vectorielle", *Mémoire de Maîtrise, Université de Laval, Québec, Canada, 2004.*
- [24] S. R. Shaw and S. B. Leeb, "Identification of Induction Motor Parameters from Transient Stator Current Measurements", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 46, No. 1, pp. 139 – 149, 1999.
- [25] M. Widmer, "Les Métaheuristiques : Des Outils Performants pour les Problèmes Industriels", *3éme* Conférence Francophone de Modélisation et Simulation, Conception, Analyse et Gestion des Systèmes Industriels, MOSIM'01, Troyes, France, 25-27 Avril 2001.
- [26] J. K. Hao, P. Galinier and M. Habib, "Méthaheuristiques pour l'Optimisation Combinatoire et l'Affectation sous Contraintes", *Revue d'Intelligence Artificielle, Vol. 1999, pp. 1–39,1999*
- [27] T. O. Kowalska, J. Lis and K. Szabat, "Identification of the Induction Motor Parameters at Standstill Using Soft Computing Methods", COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, Vol. 25, pp. 181–194, 2006.
- [28] P. J. Fleming and R. C. Purshouse, "Evolutionary Algorithms in Control Systems Engineering: A Survey", *Control Engineering Practice, Vol. 10, pp. 1223–1241, 2002.*
- [29] R. R. Bishop and G. G. Richards, "Identifying Induction Machine Parameters Using a Genetic Optimization Algorithm", *in the IEEE Proceedings, Southeastcon'90, Vol. 2, pp. 476–479, New Orleans, USA, 1-4 April 1990.*
- [30] F. Alonge, F. D'Ippolito, G. Ferrante and F. M. Raimondi, "Parameter Identification of Induction Motor Model Using Genetic Algorithms", in the IEEE Proceedings of Control Theory Application, Vol. 145, No. 6, pp. 587–593, 1999.
- [31] S. Jangjit and P. Laohachai, "Parameter Estimation of Three-Phase Induction Motor by Using Genetic Algorithm", *Journal of Electrical Engineering & Technology, Vol. 4, pp. 360–364, 2009.*
- [32] K. Kampisios, P. Zanchetta, C. Gerada, A. Trentin and O. Jasim, "Induction Motor Parameters Identification Using Genetic Algorithms for Varying flux Levels", *in the Proceedings of Power Electronics and Motion Control Conference, pp. 887–892, Poznan Poland, 1-3 September 2008.*
- [33] K. Kampisios, "Electrical Machines Parameter Identification Using Genetic Algorithms", *Ph.D. Thesis, University of Nottingham, U.K., 2009.*

- [34] K. Kampisios, P. Zanchetta, C. Gerada and A. Trentin, "Identification of Induction Machine Electrical Parameters Using Genetic Algorithms Optimization", *in the Proceedings of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS'08), pp. 1–7, Edmonton, Canada, 5-9 October 2008.*
- [35] R. Giri, A. Chowdhury, A. Ghosh, B. K. Panigrahi and S. Das, "Off-line Parameter Estimation of Induction Motor Using a Meta Heuristic Algorithm", *First International Conference on Swarm*, *Evolutionary, and Memetic Computing, SEMCCO 2010, Vol. 6466, pp. 523–530, Chennai, India, 16-18 December 2010.*
- [36] K. R. Ursem and P. Vadstrup, "Parameter Identification of Induction Motors using Stochastic Optimization Algorithms", *Applied Soft Computing, Vol.4, pp. 49–64, 2004.*
- [37] A. Nikranajbar, M. K. Ebrahimi and A. S. Wood,' Parameter Identification of a Cage Induction Motor using Particle Swarm Optimization', *Journal of Systems and Control Engineering, Vol. 224 Part I, pp.* 479–491, 2009.
- [38] V. P. Sakthivel, R. Bhuvaneswari and S. Subramanian, "An Improved Particle Swarm Optimization for Induction Motor Parameter Determination", *International Journal of Computer Applications, Vol. 1, N°* 2, pp. 62–67, 2010.
- [39] L. R. Haupt and S. E. Haupt, "Practical Genetic Algorithms", Second Edition, John Wiley & Sons IntersCience Publication, 2004.
- [40] Z. Chen, Y. Zhong and J. Li, "Parameter Identification of Induction Motors using Ant Colony Optimization", in the IEEE Proceedings of World Congress on Computational Intelligence, pp. 1611–1616, Hong Kong, China, 1-6 June 2008.
- [41] K. Sundareswaran, H. N. Shyam, S. Palani and J. James, "Induction Motor Parameter Estimation using Hybrid Genetic Algorithm", in the IEEE Proceedings of the 3rd International Conference on Industrial and Information Systems, pp. 1–6, Kharagpur, India, 8-10 December 2008.
- [42] F. Alonge, F. D'Ippolito and F. M. Raimondi, "Least Squares and Genetic Algorithms for Parameter Identification of Induction Motors", *Control Engineering Practice, Vol. 9, pp. 647–657, 2001.*
- [43] V. P. Sakthivel, R. Bhuvaneswari and S. Subramanian, "Multi-objective Parameter Estimation of Induction Motor using Particle Swarm Optimization", *Engineering Applications of Artificial Intelligence, Vol. 23, pp. 302–312, 2010.*
- [44] J. Bocker and S. Mathapati, "State of the Art of Induction Motor Control", in the IEEE Proceedings of the International Electric Machines & Drives Conference, IEMDC '07, Vol. 2, pp. 1459–1464, Antalya Turkey, 3-5 May 2007.
- [45] H. Toliyat, E. Levi and M. Raina, "A Review of RFO Induction Motor Parameter Estimation Techniques", *IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 18, No. 2, pp. 271–283, 2003.*
- [46] F. Corcoles, J. Pedra, M. Salichs and L. Sainz, "Analysis of the Induction Machine Parameter Identification", *IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol. 17, No. 2, pp. 183–190, 2002.*
- [47] T. A. Najafabadi and S. M. Nabavi, "The Analysis of Saturation and Coreloss Effects of Induction Motor Direct Starting", in the Proceedings of the International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS'07, pp. 1265–1268, Seoul, Korea, 8-11 October 2007.
- [48] V. Donescu, A. Charette, Z. Yao and V. Rajagopalan, "Modeling and Simulation of Saturated Induction Motors in Phase Quantities", *IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No. 3, pp. 386–393, 1999.*
- [49] M. Ranta, "Dynamic Induction Machine Models Including Magnetic Saturation and Iron Losses", Doctoral Dissertation, Aalto University Publication Series, Finland, 2013.

- [50] K. Wang, J. Chiasson, M. Bodson and L. M. Tolbert, "A Nonlinear Least-Squares Approach for Identification of the Induction Motor Parameters", *IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 50, No. 10, pp. 1622–1628, 2005.*
- [51] C. Guangyi, G. Wei and H. Kaisheng, "On Line Parameter Identification of an Induction Motor using Improved Particle Swarm Optimization", *in the Proceedings of the 26th Chinese Control Conference, pp.* 745–749, Zhangjiajie, China, 26-31 July 2007.
- [52] A. Millan, C. Villanueva, J. Restrepo, J. Aller, V. Guzman, M. Giménez and J. Viola, "Comparing Parameter Identification Strategies for a Saturated Model of an Induction Motor", *in the Proceedings of the IEEE Andean Region International Conference, pp. 123–126, Cuenca, Azuay, Ecuador, 07 - 09 November 2012.*
- [53] T. Mizling, J. Takayama, T. Ichioka and M. Terashima, "Decoupling Control Methods of Induction Motors Taking Stator Core Loss in to Consideration", *in the Proceedings of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS'90), pp. 69–74, Washington, USA, 7-12 October 1990.*
- [54] B. Robyns, B. François, P. Degobert et J. P. Hautier, "Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone : Désensibilisation et Optimisation par la Logique floue", *Editions Technip, Paris, 2007.*
- [55] F. Zidani, M. S. Nait-Said, R. Abdessemed and M. E. H. Benbouzid, "A Fuzzy Method for Rotor Time Constant Estimation for High-Performance Induction Motor Vector Control", *Electric Power Components and Systems Journal, Vol. 31, No. 6, pp. 1007–1019, 2003.*
- [56] G. Grellet et G. Clerc, "Actionneurs Électriques", Edition Eyrolles, 2000.
- [57] B. Karanayil, M. F. Rahman and C. Grandham, "Speed-Sensorless Vector Controlled Induction Motor Drive with Rotor Time Constant Identification using Artificial Neural Networks", in the IEEE Proceeding of the International Symposium on intelligent Control, pp. 715–720, Vancouver, Canada, 27-30 October 2002.
- [58] M. A. Ouhrouche, "Estimation of Speed, Rotor Flux and Rotor Resistance in Cage Induction Motor using the *EKF* Algorithm", *International Journal of Power and Energy Systems, Vol. 22, No. 2, pp. 103–109, 2002.*
- [59] K. T. Hong and R. D. Lorenz, "A Rotor Flux Error Based Adaptive Tuning Approach for Feed-forward Field Oriented Induction Dives", *in the Proceedings of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS'90), pp. 589–594, Washington, USA, 7-12 October 1990.*
- [60] A. Kheldoun, "Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté ", *Thèse de Doctorat, Université de Boumerdès, Alger, Algérie,* 2007.
- [61] Y. Miloud and A. Draou, "Fuzzy Logic Based Rotor Resistance Estimator of an Indirect Vector Controlled Induction Motor Drives", *in the Proceedings of the IEEE Industry Applications Society Annual Conference (ICON'02), Vol. 2, pp. 961–966, Sevilla, Spain, 5-8 November 2002.*
- [62] Y. Li, J. Shao and B. Si, "Direct Torque Control of Induction Motor for Low Speed Drives Considering Discrete Effects of Control and Dead-Time of Inverter", *in the Proceedings of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS'97), New Orleans, USA, 5-9 October 1997.*
- [63] M. P. Kazmierkowski and G. Buja, "Review of Direct Torque Control Methods for Voltage Source Inverter-Fed Induction Motors", *in the Proceedings of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS'03), Vol. 1, pp. 981–991, Roanoke, VA, USA, 2-6 November 2003.*
- [64] C. Laseu, I. Boldea and F. Blaabjerg, "Direct Control of Sensorless Induction Motor Drives: A Sliding-Mode Approch", *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 40, No. 2, pp. 582–590, 2004.*

- [65] S. Mir, M. E. Elbuluk and D. S. Zinger, "PI and Fuzzy Estimators for Tuning the Stator Resistance in Direct Torque Control of Induction Machines", *IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 2, pp. 279–287, 1998.*
- [66] G. Kenné, T. Ahmed-Ali, F. Lamnabhi-Lagarrigue and A. Arzandé, "Time-Varying Parameter Identification of a Class of Nonlinear Systems With Application to Online Rotor Resistance Estimation of Induction Motors", *in the Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, *Vol. 1, pp. 301–306, Montreal, Quebec, Canada, 09-13 July 2006.*
- [67] T. S. Kwon, M. H. Shin and D. S. Hyun, "Speed Sensorless Stator Flux oriented Control of Induction Motor in the Field Weakening Region using Luenberger Observer", *IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, No. 4, pp. 864–869, 2005.*
- [68] Y. R. Kim, S. K. Sul and M. H. Park, "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Extended Kalman Filter", *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 5, pp.1225–1233,* 1994.
- [69] H. Kubota, I. Sato, Y. Tamura, K. Matsuse, H. Ohta and Y. Hori, "Regenerating-Mode Low-Speed Operation of Sensorless Induction Motor Drive with Adaptive Observer", *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 38, No. 4, pp. 1081–1086, 2002.*
- [70] R. Marino, P. Tomei and C. M. Verrelli, "A global Tracking Control for Speed Sensorless Induction Motors", *Automatica, Vol. 40, pp. 1071–1077, 2004.*
- [71] P. Vas, "Sensorless Vector and Direct Torque Control", Oxford University Press, New York, USA, 1998.
- [72] J. Li, L. Xu and Z. Zhang, "An Adaptive Sliding Mode Observer for Induction Motor Sensorless Speed Control", *IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 41, No. 4, pp. 1039–1046, 2005.*
- [73] I. Takahashi and T. Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, No. 5, pp. 820–827, 1986.*
- [74] F. Blaschke, "The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transkvector Close-Loop Control System for Rotating-Field Machines", *Siemens Review, Vol. 1, No. 34, pp. 217–220, 1972.*
- [75] C. G. Mei, S. K. Panda, J. X. Xu and K. W. Lim, "Direct Torque Control of Induction Motor-Variable Switching Sectors", in the Proceedings of the IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'99, pp. 80–85, Hong Kong, 27-29 July 1999.
- [76] F. Zidani, D. Diallo, M.E.H. Benbouzid and R. Naït-Saïd, "Direct Torque Control of Induction Motor with Fuzzy Stator Resistance Adaptation", *IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 21, No. 2, pp.* 619–621, 2006.
- [77] G. Guidi and H. Umida, "A Sensorless Induction Motor Drive for Low Speed Applications using a Novel Stator Resistance Estimation Method", *in the Proceedings of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS'99), pp. 180–186, Arizona, USA, 3-7 October 1999.*
- [78] B. S. Lee and R. Krishnan, "Adaptive Stator Resistance Compensator for High Performance Direct Torque Controlled Induction Motor Drives", *in the Proceedings of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS'98), pp. 423–430, Missouri, USA, 12-16 October 1998.*
- [79] S. Haghbin, M.R. Zolghadri, S. Kaboli and A. Emadi, "Performance of PI Stator Resistance Compensator on DTC of Induction Motor", in the Proceedings of the IEEE Industrial Electronics Society Annual Meeting (IECON '03), Vol. 3, pp. 425–430, Roanoke, VA, USA, 2-6 November 2003.
- [80] N. P. Selvam, M. A. Prasanna, I. G. C. Raj and V. Rajasekaran, "On-Line Stator Resistance Tuning of DTC Control CSI Fed IM Drives", *International Journal of Power Electronics and Drive System, Vol. 2, No. 2, pp. 225–231, 2012.*

- [81] R. J. Kerkman, B. J. Seibel, T. M. Owan and D. W. Schlegel, "A New Flux and Stator Resistance Identifier for AC Drive Systems", *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 3, pp. 585–593, 1996.*
- [82] I. Ha and S.H. Lee, "An Online Identification Method for Both Stator and Rotor Resistances of Induction Motors without Rotational Transducers", *IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.* 47, No. 4, pp. 842–853, 2000.
- [83] L. Umanand and S. R. Bhat, "Online Estimation of Stator Resistance of an Induction Motor for Speed Control Applications", in the Proceedings of the IEE Proceedings - Electric Power Applications, Vol. 142, No. 2, pp. 97–103, 1995.
- [84] L. Liu, S. Shen, S. Liu, Q. Liu and W. Liao, "Stator Resistance Identification of Induction Motor in DTC System Based on Wavelet Network", in the Proceedings of the IEEE 6th World Congress on Intelligent Control and Automation, pp. 6411–6415, Dalian, China, 21-23 June 2006.
- [85] R. Marino, S. Peresada and P. Tomei, "On-line Stator and Rotor Resistance Estimation for Induction Motors", *IEEE Transactions on Control System Technology, Vol. 8, No. 3, pp. 570–579, 2000.*
- [86] G. Guidi and H. Umida, "A Novel Stator Resistance Estimation Method for Speed Sensorless Induction Motor Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 6, pp. 1619–1627, 2000.*
- [87] A. Monti, F. Pironi, F. Sartogo and P. Vas, "A New State Observer for Sensorless DTC Control", in the Proceedings of the Power Electronics, Variable Speed Drives Conference, pp. 311–317, London, U.K. 21-23 Sepember 1998.
- [88] B. Raison, J. Arza, G. Rostaing and J.P. Rognon, "Comparison of Two Extended Observers for the Resistance Estimation of an Induction Machine", *in the Proceedings of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS'00), Vol. 2, pp. 1330–1335, Rome, Italy, 08-12 October 2000.*
- [89] M. Tsuji, S. Chen, K. Izumi, and E. Yamada, "A Sensorless Vector Control System for Induction Motors Using q-axis Flux With Stator Resistance Identification", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *Vol. 48, No. 1, pp. 185–194, 2001.*
- [90] K. Shinohara, T. Nagano and W. Z. W. Mustafa, "Online Tuning Method of Stator and Rotor Resistances in Both Motoring and Regenerating operations for Vector Controlled Induction Machines", *Electrical Energy, Vol. 135, No. 1 , pp. 56–64, 2001.*
- [91] B. Karanayil, "Parameter Identification for Vector Controlled Induction Motor Drives Using Artificial Neural Networks and Fuzzy Principles", *A Ph.D. Thesis, School of Electrical Engineering and Telecommunications, University of New South Wales, U.K., 2005.*
- [92] L. A. Cabrera, E. Elbuluk and I. Husain, "Tuning the Stator Resistance of Induction Motors using Artificial Neural Network", *IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 5, pp. 779–787, 1997.*
- [93] J. Campbell and M. Sumner, "Practical Sensorless Induction Motor Drive Employing an Artificial Neural Network for Online Parameter Adaptation", *in the Proceedings of the IEEE Power Applications, Vol. 149, No. 4, pp. 255–260, 2002.*
- [94] B. K Bose and N. R. Patel, "Quazi-Fuzzy Estimation of Stator Resistance of Induction Motor", *IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 3, pp. 401–409, 1998.*
- [95] B. Dobrucky, F. Chaloupka, P. Kucer and V. Racek, "A Neural Fuzzy Control with Stator Resistance Estimator for IM Drives with DSC", *in the Proceedings of the European Power Electronics Applications Conference, pp. 789–794, Sevilla, Spain, 19-21 September 1995.*
- [96] G. Kenné, R. S. Simo, F. L. Lagarrigue, A. Arzandé and J. C. Vannier, " An Online Simplified Rotor Resistance Estimator for Induction Motors", *IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol.* 18, No. 5, pp. 1188–1194, 2010.

- [97] S. Wade, M.W. Dunnigan and B. W. Williams, "Modeling and Simulation of Induction Machine Vector Control with Rotor Resistance Identification", *IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 3, pp. 495–506, 1997.*
- [98] S. Wade, M.W. Dunnigan and B.W. Williams, "Improving the Accuracy of the Rotor Resistance Estimate for Vector Controlled Induction Machines", *in the IEE Proceedings of Power Applications, Vol.* 144, No. 5, pp. 1187–1192, 1997.
- [99] K. T. Hong, R. D. Lorenz, "A Rotor Flux Error Based Adaptive Tuning Approach for Feed-Forward Field Oriented Induction Drives", in the Proceedings of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS'90), pp. 589–594, Seattle, WA, USA, 7-12 October 1990.
- [100] C. C. Chang and H. Wang, "An Efficient Method for Rotor Resistance Identification for High-Performance Induction Motor Vector Control", *IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 37, No.* 6, pp. 477-482 1990.
- [101] G. C. D. Sousa and B. K. Bose, "Fuzzy Logic Based On-Line MRAC Tuning of Slip Gain for an Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive", in the Proceedings of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS'93), pp.1003–1008, Toronto, Ontario, Canada, 2-8 October 1993.
- [102] H. Sugimoto and S. Tamai, "Secondary Resistance Identification of an Induction Motor Applied Model Reference Adaptive System and its Characteristics", in the Proceedings of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS'85), pp. 613–620, Toronto, Canada, 6-11 October 1985.
- [103] J. Holtz and T. Thimm, "Identification of the Machine Parameters in a Vector Controlled Induction Motor Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 28, No. 6, pp. 96–102, 1992.*
- [104] F. Mehazzem "Contribution à la Commande d'un Moteur Asynchrone Destiné à la Traction Electrique", *Thèse de Doctorat en Cotutelle, Université de Constantine (Algérie) Université Paris-Est, Paris, France, 2010.*
- [105] H. A. Tolyat, M. S. Arefee, K. M. Rahman and D. Figoli, "Rotor Time Constant Updating for Rotor Flux Oriented Induction Motor Drive", *IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No. 5, pp. 850– 857, 1999.*
- [106] K. L. Shi, T. F. Shan, Y. K. Wong and S. L. Ho, "Speed Estimation of an Induction Motor Drive using an Optimized Extended Kalman Filter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1*, pp.124–133, 2002.
- [107] L. C. Zai, C. L. De Marco and T. A. Lipo, "An Extended Kalman Filter Approach to Rotor Time Constant Measurement in PWM Induction Motor Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 1, pp. 96–104, 1992.*
- [108] M. S. Nait Said and M. E. H. Benbouzid, "Induction Motors Direct Field Oriented Control with Robust On-Line Tuning of Rotor Resistance", *IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No. 4, pp.* 1038–1042, 1999.
- [109] V. Vasic, S. N. Vukosavic and E. Levi, "A Stator Resistance Estimation Scheme for Speed Sensorless Rotor Flux Oriented Induction Motor Drives", *IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 18, No. 4, pp. 476–483, 2003.*
- [110] M. Djemai, J. Hernandez and J.P. Barbot, "Nonlinear Control with Flux Observer of a Singularly Perturbed Induction Motor", in the Proceedings of the 32nd IEEE Conference on Decision and Control, pp. 3391–3396, San Antonio, Texas, USA, 15-17 December 1993.
- [111] G. Kenné, "Méthodes d'Identification pour des Systèmes non Linéaires avec Paramètres Variant dans le Temps : Application aux Machines Tournantes à Induction", *Thèse de Doctorat de l'Université Paris XI, Paris, France, 2003.*

- [112] L. J. Garces, "Parameter Adaptation of the Speed Controlled Static AC with a Squirrel-Cage Induction Motor", *IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 16, No. 2, pp. 173–178, 1980.*
- [113] K. Tungpimolrut, F. Z. Peng and T. Fukao, "Robust Vector Control of Induction Motor without using Stator and Rotor Circuit Time Constants", *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 5,* pp. 168–173, 1994.
- [114] D. Dalal and R. Krishnan "Parameter Compensation of Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive Using Estimated Airgap Power", in the Proceedings of the IEEE Industrial Electronics Society Conference (IECON '87), pp.170–176, Cambridge, Massachusetts, USA, 2-6 November 1987
- [115] Z. W. Geem, J. H. Kim and G. V. Loganathan, "A New Heuristic Optimization Algorithm: Harmony Search", *Simulation, Vol. 76, No. 2, pp. 60–68, 2001.*
- [116] K. S. Lee and Z. W. Geem, "A New Meta-Heuristic Algorithm for Continuous Engineering Optimization: Harmony Search Theory and Practice", *Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering, Vol. 194, No. 36, pp. 3902–3933, 2005.*
- [117] L. Yong, S. Liu, J. Zhang and Q. Feng, "Theoretical and Empirical Analysis of an Improved Harmony Search Algorithm Based on Differential Mutation Operator", *Journal of Applied Mathematics, Vol.* 2012, pp. 1–20, 2012.
- [118] B. K. Panigrahi, V. R. Pandi, S. Das and Z. Cui. "Dynamic Economic Load Dispatch with Wind Energy using Modified Harmony Search", *International Journal of Bio-Inspired Computing, Vol. 2, No. 3/4, pp.* 282–289, 2010.
- [119] V. Ravikumar, B. K. Panigrahi, R. C. Bansal, S. Das and A. Mohapatra. "Economic Load Dispatch Using Hybrid Swarm Intelligence Based Harmony Search Algorithm", *Electric Power Components & Systems, Vol. 39, No. 8, pp. 751–767, 2011.*
- [120] S. Kulluk, L. Ozbakir and A. Baykasoglu, "Training Neural Networks with Harmony Search Algorithms for Classification Problems", *Engineering Applications of Artificial Intelligence, Vol. 25, No. 1, pp. 11–19, 2012.*
- [121] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Cirrincione and G.A. Capolino, "Constrained Minimization for Parameter Estimation of Induction Motors in Saturated and Unsaturated Conditions", *IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, No. 5, pp.1391–1402, 2005.*

Annexe A Présentation du Banc d'Essai et du Matériel Utilisé

A.1 Banc d'essai

La plateforme expérimentale que nous avons utilisée est constituée principalement par une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil, un frein magnétique avec son unité de contrôle et deux alimentations triphasées (l'une à tension fixe et l'autre à tension variable), voir la figure suivante :



Fig. A.1 Banc d'essai monté pour réaliser les tests d'identification.

A.2 Materiel utilisé

Voici une liste non exhaustive du matériel et des instruments utilisés :

- Moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil de type 732104 Classe 0.3 ;
- Génératrice tachymétrique de type SE 2672-2U;
- Frein à poudre magnétique de type *T* 732306005 ;
- Oscilloscope digital à mémoire de type *SQ*2100*C* muni d'un interfaçage avec *PC* ;
- Alimentation triphasée à tension fixe ;
- Alimentation triphasée à tension variable ;
- Ampèremètre, voltmètre, wattmètre, multimètre ;
- Tachymètre digital ;
- Rhéostats (utilisés pour la mesure de courant et tension), sondes et fils de connexion.

A.2 Présentation de la machine étudiée

Voici les spécifications et les caractéristiques de la machine asynchrone testée et identifiée :

Puissance nominale de la machine	$P_n = 0.25 \ kW$
Tension nominale des enroulements du stator (Y/ Δ)	$V_n = 400/230 V$
Courant nominal des enroulements du stator (Y/ Δ)	$I_n = 0.76/1.32 A$
Vitesse mécanique nominale du moteur	Ω_{rn} = 1350 tr/min
Facteur de puissance	$\cos\varphi_n = 0.79$

Tab. A.1 Caractéristiques de la MAS identifié

Annexe B Identification Classique des Paramètres de la Machine Asynchrone

La démarche suivie pour l'identification des paramètres du *MAS* étudié est basée sur les essais classiques suivants : Essai à courant continu, essai à vide, essai à rotor bloqué et essai à vitesse ralentie.

B.1 Détermination des paramètres électriques de la machine asynchrone

Dans cette section, nous allons déterminer les paramètres électriques de la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil, présentée précédemment, dont le stator est couplé en étoile.

B.1.1 Mesure directe de la résistance statorique

La mesure directe de la résistance d'une phase statorique donne : *R*_s=49.5 *Ohms*.

B.1.2 Détermination de la réactance de fuites et de la résistance rotorique

L'essai à rotor bloqué, nous a permis de relever les résultats du tableau suivant :

Tab. B.1 Résultats de l'essai à rotor bloqué de la machine asynchrone étudiée

<i>V_{cc}</i> (<i>V</i>)	<i>Icc</i> (<i>A</i>)	<i>P_{cc}</i> (<i>W</i>)
80	0.76	132

En se basant sur ces résultats expérimentaux, nous avons calculé R_r et $l_{\sigma s}$ de la façon suivante :

• Puissance apparente absorbée par le moteur :

$$S_{cc} = 3 V_{cc} I_{cc} = 182.40 VA \tag{B.1}$$

• Puissance réactive absorbée par la machine :

$$Q_{cc} = \sqrt{S_{cc}^2 - P_{cc}^2} = 125.88 \, VAr \tag{B.2}$$

En négligeant les pertes fer actives dans cet essai sous tension réduite, on peut écrire :

$$P_{cc} \approx 3(R_s + R_r) I_{cc}^{2} \tag{B.3}$$

A partir de cette équation, nous pouvons calculer R_r . On trouve : $R_r = 26.68 Ohms$.

D'autre part, et de la même manière, en négligeant les pertes fer réactives, on a :

$$Q_{cc} = 3(X_{\sigma s} + X_{\sigma r}) I_{cc}^{2} = 3X_{\sigma} I_{cc}^{2}$$
(B.4)

D'où on peut calculer les inductances de fuites statoriques et rotoriques en utilisant les deux expressions (2.30) et (2.31) on obtient : $l_{\sigma s} = l_{\sigma r} = 0.116 H$.

B.1.3 Détermination de la réactance de magnétisation et de la résistance des pertes fer

En effectuant un essai à vide, on peut déterminer la réactance de magnétisation X_m et la résistance des pertes dans le fer R_{fer} et d'en déduire la mutuelle inductance M.

Le tableau suivant regroupe une série de mesures effectuées pour différentes valeurs de la tension d'alimentation.

. ..

|--|

V _{s0} (V)	<i>Is0</i> (<i>A</i>)	P _{s0} (W)	$\Omega_{r_{0}}$ (tr/min)
230	0.720	102	1480
220	0.640	84	1477
200	0.520	66	1475
180	0.430	48	1472
160	0.365	42	1468
140	0.312	36	1465
120	0.267	30	1460
100	0.222	24	1447
80	0.188	19.5	1430
60	0.162	18	1393
50	0.160	16.5	1350

/. .../

Pour ce fonctionnent à vide, le moteur absorbe une puissance P_{s0} qui correspond approximativement à la somme des pertes mécaniques, ferromagnétiques (fer) et Joule au stator.

En traçant la courbe de la puissance $P_{fer} + P_{Joule} + P_{mec}$ en fonction du carré de la tension d'alimentation, on obtient en principe une droite dont le prolongement jusqu'à la tension nulle donne les pertes mécaniques, voir figure *B*.1.



Fig. *B*.1 Puissance à vide en fonction du carré de la tension d'alimentation et extrapolation des pertes mécaniques.

D'après cette figure, le prolongement de la droite $P_{s0}(V_{s0}^2)$ permet d'extrapoler les pertes mécaniques. On obtient : $P_{mec} \approx 14.26 W$.

Pour un fonctionnement à vide sous tension nominale, on peut calculer :

• La puissance apparente absorbée par la machine :

$$S_{s0} = 3V_0 I_{s0} = 496.80 VA$$
 (B.5)

• La puissance réactive consommée par le moteur :

$$Q_{s0} = \sqrt{S_{s0}^2 - P_{s0}^2} = 486.21 \, VAr \tag{B.6}$$

On peut calculer aussi la résistance représentant les pertes fer R_{fer} et la mutuelle inductance cyclique entre le stator et le rotor M en utilisant les équations (2.23)-(2.27) :

$$R_{fer} = 3V_{s0}^2 / P_{fer} = 1.475 \times 10^4 Ohms$$
$$M = \frac{X_m}{2\pi f} = 1.175 H$$

Ainsi, nous pouvons déterminer les inductances propres cycliques statorique et rotorique comme suit : $L_s = L_r = l_{cs} + M = 0.116 + 1.175 = 1.291 H$

B.2 Détermination des paramètres mécaniques

La détermination du coefficient des frottements visqueux et du moment d'inertie est basée sur la mesure des pertes mécaniques pour une vitesse donnée à vide et sur le relevé de la courbe de ralentissement de la vitesse (voir figure B.2).



Fig. B.2 Essai de ralentissement de la vitesse.

D'après cette figure et en utilisant l'équation (2.32), le moment d'inertie J peut être calculé. On trouve : $J = 7.71 \times 10^{-4} N.m.$

D'autre part, en régime permanent à vide, il est légitime de considérer que le couple résistant n'est dû qu'aux frottements visqueux, ce qui permet de déduire le coefficient f_r à partir de la relation (2.33). On obtient : $f_r = 5.94 \times 10^{-4} N.m.s/rad$.

Alors, les paramètres de la machine étudiée obtenus par ces tests approximatifs sont résumés dans le tableau suivant :

Paramètre	R _s	<i>R</i> _r	$l_{\sigma s} = l_{\sigma r}$	М	J	f r	R _{fer}
Valeur identifiée (SI)	49.5	26.68	0.116	1.175	7.71×10 ⁻⁴	5.94×10 ⁻⁴	1.475×104

B.3 Etude de la précision des paramètres identifiés

L'examen de la figure (*B*.3) indique une concordance acceptable entre les résultats de simulation et les résultats expérimentaux (surtout en en régime établi pour la vitesse et au début du régime transitoire du courant). On constate cependant, qu'il subsiste un écart considérable entre les deux vitesses pendant la durée du régime transitoire et une différence entre les deux courants en régime établi. Ce comportement était prévisible compte tenu du fait que le modèle utilisé (basé sur le schéma équivalent en régime harmonique) pour l'identification ne prend pas en considération le comportement transitoire de la machine et les tests et les calculs sont aussi très approximatifs.



Fig. *B*.3 Vitesse de rotation et courant de phase statorique de la *MAS* au démarrage à vide (les résultats de simulation concernent une identification paramétrique basée sur les essais classiques).

Annexe *C* Paramètres de la Machine Asynchrone Utilisée dans la Partie II " Poursuite en Temps Réel des Paramètres Clés de la *MAS* "

Le tableau suivant résume les paramètres de la machine asynchrone utilisée dans la deuxième partie de la thèse concernant la poursuite des paramètres clés de la *MAS*.

Puissance nominale de la machine	$P_n=2.2 \ kW$
Tension nominale de phase du stator	$V_n = 220 V$
Nombre de paires de pôles	<i>p</i> =2
Fréquence	<i>f</i> =50 <i>Hz</i>
Résistance du stator	R _s =3.88 Ohms
Résistance du rotor	<i>R_r</i> =1.87 <i>Ohms</i>
Inductance propre cyclique du stator	$L_s = 0.252 H$
Inductance propre cyclique du rotor	<i>L_r</i> =0.252 <i>H</i>
Inductance mutuelle cyclique stator - rotor	M=0.236 H
Moment d'inertie	J=0.0266 N.m
Coefficient des frottements visqueux	fr=0 N.m.s/rad

 Tab. C.1
 Paramètres de la machine asynchrone étudiée dans la deuxième partie [121]