

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À  
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE  
DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR  
NADIA ELKHATTABI

IDENTIFICATION DES PARAMÈTRES DU MOTEUR À INDUCTION POUR LA  
MESURE *IN SITU* DU RENDEMENT

Février 2009

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

## REMERCIEMENTS

*Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire se sont déroulés au Laboratoire d'Électronique Industrielle, anciennement Chaire de Recherche Industrielle d'Hydro-Québec sur la Puissance et l'Énergie Électrique/CRSNG du Département de Génie Électrique et Génie Informatique de l'Université du Québec à Trois-Rivières.*

*Je suis très honorée que Monsieur Anatole Sévigny, Monsieur Dumbia Mamada Lamine, Professeurs à l'Université du Québec à Trois-Rivières, et Monsieur Gabriel Rakotonirina, PHD, ingénieur concepteur de machines électriques chez TM4, d'avoir accepté la charge de juger ce mémoire.*

*Je tiens à exprimer mes remerciements à Monsieur Anatole Sévigny, D.Sc.A, Professeur au département de Génie Électrique et Génie Informatique de l'Université du Québec à Trois-Rivières de m'avoir dirigée et encouragée durant ce travail.*

*J'exprime aussi ma profonde gratitude à Monsieur Pierre Sicard, Ph.D, Professeur au département de Génie Électrique et Génie Informatique de l'Université du Québec à Trois-Rivières et Directeur du Groupe de Recherche Industrielle, en co-dirigeant ce travail, en m'accueillant au sein de son groupe de recherche et surtout en me donnant l'opportunité de réaliser ce mémoire au Canada.*

*Je tiens à remercier très vivement les Professeurs du Département du Génie Électrique et Génie Informatique qui ont participé directement ou indirectement en me donnant des conseils et de nombreux encouragements.*

*Je remercie chaleureusement ma famille pour sa confiance et son soutien. J'ai toujours trouvé une oreille attentive et j'ai apprécié les conseils qui m'ont été donnés. C'est en partie grâce à eux que j'ai pu évoluer au cours de ma maîtrise.*

*Et à titre de modeste remerciement, je dédie ce mémoire à mes parents qui m'ont soutenue et encouragée durant toutes ces années, je leur dédicace ce travail et les remercie du fond du cœur pour m'avoir permis d'aller aussi loin dans mes études.*

## RÉSUMÉ

Les moteurs électriques font de plus en plus partie de notre vie quotidienne. Cependant, les fournisseurs qui produisent et distribuent l'électricité sont bien conscients que la quantité d'énergie électrique consommée par les moteurs électriques ne cesse de croître. La demande en électricité augmente continuellement; en conséquence, il faut bien considérer le rendement de ces moteurs comme un facteur significatif de réduction du coût de cette consommation, puisqu'il permet de déterminer la consommation énergétique d'un moteur associé à un procédé déterminé, tout en évaluant la possibilité de remplacement des moteurs en fonction par d'autres, neufs et plus efficaces. Bien que de plus en plus d'entraînements à vitesse variable soient utilisés pour atteindre des performances autrement inaccessibles dans la plupart des secteurs industriels, y compris le domaine des grandes puissances, les machines triphasées alimentées directement du réseau représentent un pourcentage important des applications.

Le moteur asynchrone fait l'objet d'un intérêt accru dans les domaines industriels et universitaires. Il est devenu le moteur le plus utilisé dans l'ensemble des applications industrielles du fait de sa facilité de mise en œuvre, de son faible encombrement, de son bon rendement, de son faible coût et de son excellente fiabilité; il détrône progressivement la machine à courant continu et concurrence son homologue synchrone couvrant ainsi une plage de puissance de quelques watts jusqu'à quelques mégawatts. Il ne nécessite pas un entretien fréquent ce qui lui permet d'opérer dans des conditions difficiles, et de puissance élevée, tout en gardant un bon rendement. Les études montrent que 75% de l'énergie consommée par le secteur industriel est liée aux applications dont le moteur à induction est à la base. Les seules puissances consommées par le moteur sont les pertes d'énergie électriques et mécaniques; l'inconvénient majeur du moteur à induction est l'énergie réactive consommée pour magnétiser l'entrefer.

Les méthodes les plus directes d'évaluation du rendement des moteurs emploient la mesure des puissances électrique d'entrée et mécanique de sortie. Cette pratique requiert cependant un arrêt complet du moteur-charge pour l'installation des capteurs de mesure. Cependant, l'évaluation du rendement du moteur asynchrone avec la mesure *in situ* non intrusive doit s'effectuer en utilisant seulement ses entrées et ses sorties, sans le découpler de sa charge.

Dans le présent travail, nous avons développé une approche d'estimation du rendement *in situ* du moteur à induction alimenté directement du réseau, basée sur l'identification des paramètres, et utilisant l'optimisation comme outil mathématique de résolution du système d'équations non linéaires du modèle ABC/abc du moteur à induction. Nous avons choisi l'algorithme de Levenberg-Marquardt pour ses performances et sa rapidité de convergence.

La méthode proposée a pour but de présenter une amélioration au problème de mesure du rendement *in situ* tout en réduisant le degré d'intrusion; c'est la raison pour laquelle nous supposons que le moteur fonctionne dans des conditions d'opération réelles, qu'il doit être couplé à sa charge et que les courants et les tensions du stator et la vitesse du rotor sont les seules grandeurs mesurables. Ainsi cette méthode s'applique aux moteurs asynchrones à rotor à cage d'écureuil et à rotor bobiné en boucle ouverte en perturbant le système minimalement.

L'analyse de conditionnement de l'identification permet de déterminer les signaux de mesures requis, leurs caractéristiques, ainsi que les perturbations requises à injecter sur les entrées du moteur, son alimentation, pour tirer profit de l'information du régime transitoire dans le cas où le régime transitoire de démarrage n'est pas accessible. La possibilité d'injection d'excitations externes et de la présence de perturbations dans le réseau d'alimentation est aussi prise en compte.

# TABLE DES MATIÈRES

Remerciements.....	i
Résumé.....	iii
Table des matières.....	v
Liste des symboles et abréviations.....	ix
Liste des figures.....	xi
Liste des tableaux.....	xiii
 Chapitre 1 Introduction.....	 1
1.1 Mise en contexte.....	2
1.2 Problématique.....	3
1.2.1 Utilité d'améliorer le rendement.....	4
1.2.2 Mesure du rendement.....	6
1.2.3 Mesure <i>in situ</i> du rendement.....	6
1.2.4 Mesure <i>in situ</i> non intrusive du rendement.....	6
1.2.5 Problématique générale.....	7
1.3 But, objectifs et contributions escomptées.....	7
1.4 Méthodologie et démarche suivie.....	9
1.4.1 Identification des paramètres du modèle du moteur à induction...9	
1.4.2 Simulation et évaluation de la précision de la méthode suivie...10	
1.5 Limites d'étude.....	11
1.6 Structure du travail.....	11
1.7 Conclusion.....	13
 Chapitre 2 Revue de littérature.....	 14
2.1 Méthodes de mesure du rendement du moteur à induction.....	14
2.1.1 Normes de mesure du rendement.....	16

2.1.2	Méthodes in situ de la mesure du rendement.....	19
2.1.3	Méthodes in situ non intrusive de la mesure du rendement.....	21
2.1.3.1	Méthodes informatiques.....	21
2.1.3.2	Méthodes utilisant l'algorithme génétique pour l'identification des paramètres du moteur à induction pour la mesure <i>in situ</i> non intrusive du rendement.....	24
2.1.3.3	Méthodes utilisant l'algorithme des Moindres Carrés pour l'identification des paramètres du moteur à induction pour la mesure in situ non intrusive du rendement.....	27
2.1.4	Conclusion.....	27
2.2	Modèles du moteur à induction.....	29
2.2.1	Principe de fonctionnement du moteur asynchrone.....	30
2.2.2	Pertes dans le moteur asynchrone.....	33
2.2.3	Modélisation du moteur asynchrone.....	36
2.2.3.1	Analyse sommaire de différents modèles.....	37
2.2.3.2	Modèle ABC/abc.....	38
2.2.4	Conclusion.....	41
2.3	Méthodes d'estimation non linéaires.....	42
2.3.1	Estimation par optimisation.....	42
2.3.1.1	Définition de l'optimisation.....	43
2.3.1.2	Description générale d'un problème d'optimisation.....	44
2.3.1.3	Difficulté de l'identification par optimisation.....	45
2.3.1.4	Estimation par optimisation des paramètres du modèle du moteur à induction.....	46
2.3.2	Les différentes stratégies d'optimisation.....	47
2.3.3	Optimisation combinatoire.....	49
2.3.4	Optimisation continue non linéaire.....	50
2.3.4.1	Méthodes directes d'optimisation.....	51
2.3.4.2	Méthode du gradient.....	52



2.3.5	Conclusion.....	61
Chapitre 3	Estimation des paramètres du modèle du moteur asynchrone pour la mesure <i>in situ</i> non intrusive du rendement électromagnétique.....	62
3.1	Modélisation du moteur à induction.....	62
3.2	Approche de la mesure <i>in situ</i> non intrusive du rendement.....	64
3.3	Estimation des paramètres du modèle ABC/abc du moteur à induction.....	65
3.3.1	Estimation par optimisation.....	67
3.3.1.1	Vecteur d'erreur.....	70
3.3.1.2	Critère de minimisation.....	71
3.3.1.3	Conditions initiales.....	72
3.3.2	Algorithme d'optimisation.....	72
3.4	Estimation du rendement électromagnétique du moteur à induction.....	74
3.4.1	Moteur asynchrone à rotor bobiné.....	74
3.4.1.1	Estimation des paramètres électriques du moteur à induction à rotor bobiné.....	75
3.4.1.2	Estimation du rendement électromagnétique.....	77
3.4.2	Moteur asynchrone à rotor à cage.....	78
3.4.2.1	Estimation des paramètres électriques et des courants du rotor.....	78
3.4.2.2	Estimation du rendement électromagnétique.....	83
3.5	Estimation du rendement utile du moteur à induction.....	83
3.6	Conclusion.....	83
Chapitre 4	Validation des résultats par simulation.....	85
4.1	Validation du choix du modèle du moteur à induction.....	86
4.1.1	Simulation en régime équilibré non perturbé.....	87
4.1.2	Simulation en régime déséquilibré.....	89

4.1.2.1	Ajout de l'harmonique 5 aux phases A, B et C.....	89
4.1.2.2	Ajout de l'harmonique 3 aux phases A, B et C.....	91
4.1.2.3	Coupure d'une phase entre 0.5 et 0.6 seconde.....	93
4.2	Estimation du rendement électromagnétique du moteur à induction.....	94
4.2.1	Moteur à rotor bobiné.....	95
4.2.2	Moteur à rotor à cage.....	98
4.3	Processus intégré du calcul du rendement du moteur à induction.....	104
4.4	Conclusion.....	106
Chapitre 5	Conclusion et recommandations.....	107
Références		
Annexe A		
Annexe B		
Annexe C		
Annexe D		

## LISTE DES SYMBOLES ET ABRÉVIATIONS

C	Dépenses d'énergie moyennes
$E_{std}$	Rendement minimal du moteur (% pourcentage)
$E_{ee}$	Rendement du moteur
GN	Gauss-Newton
HP	<i>Horsepower</i>
Hr	Heures annuelles d'exploitation
$J_m$	Moment d'inertie
K	Coefficient de ventilation (Frottement quadratique)
$K_f$	Coefficient de frottement visqueux
L	Facteur de charge
$L_{ls}$	Inductance de fuite des enroulements du stator
$L_{ms}$	Inductance de magnétisation des enroulements du stator
$L_{lr}$	Inductance de fuite des enroulements du rotor
$L_{mr}$	Inductance de magnétisation des enroulements du rotor
$L_{sr}$	Inductances mutuelles entre stator et rotor
LM	Levenberg-Marquardt
LS	<i>Large-Scale</i>
N	Durée de fonctionnement attendue du moteur
NR	Newton-Raphson
PE	Pourcentage d'erreur
$P_{js}$	Pertes joule au stator
$P_{jr}$	Pertes joule au rotor
$P_{fer}$	Pertes fer
$P_{mec}$	Pertes mécaniques par frottement et ventilation
$P_{supp}$	Pertes supplémentaires de charge
R1	Taux annuel attendu d'inflation de l'énergie

R2	Taux exigé de retour d'investissement
R <sub>s</sub>	Résistance des enroulements du stator
R <sub>r</sub>	Résistance des enroulements du rotor
T <sub>L</sub>	Couple de charge
VE	Valeur estimée
W <sub>r</sub>	Vitesse électrique du moteur

## LISTE DES FIGURES

Figure 1.1	Plan du mémoire.....	13
Figure 2.1	Transfert d'énergie électrique-mécanique.....	31
Figure 2.2	Transfert d'énergie mécanique-électrique.....	32
Figure 2.3	Distribution de la puissance du moteur à induction.....	35
Figure 2.4	Pertes du moteur en fonction de la charge entraînée .....	35
Figure 2.5	Rotor à cage d'un moteur asynchrone.....	36
Figure 2.6	Classification générale des méthodes d'optimisation .....	48
Figure 2.7	Comportement typique de la descente la plus raide.....	53
Figure 2.8	Algorithmes de moindres carrés non linéaires.....	58
Figure 3.1	Principe de base de l'estimation du couple du moteur.....	65
Figure 3.2	Principe d'estimation des variables du modèle.....	66
Figure 3.3	Principe de base d'estimation des paramètres du moteur.....	67
Figure 3.4	Estimation des paramètres du moteur à induction à rotor bobiné.....	75
Figure 3.5	Principe de base d'estimation des paramètres et variables du moteur asynchrone à rotor à cage d'écureuil.....	79
Figure 3.6	Étapes d'estimation des paramètres et variables du moteur asynchrone à rotor à cage d'écureuil.....	81
Figure 4.1	Courant stator des modèles du moteur à induction en régime équilibré.....	87
Figure 4.2	Courant rotor des modèles du moteur à induction en régime équilibré.....	87

Figure 4.3	Vitesse mécanique en régime équilibré.....	88
Figure 4.4	Couple électromagnétique en régime équilibré.....	88
Figure 4.5	Simulation du modèle ABC/abc avec Harmonique 5.....	89
Figure 4.6	Simulation du modèle de Ghani avec Harmonique 5.....	90
Figure 4.7	Simulation du modèle dq0/dq0 avec Harmonique 5.....	90
Figure 4.8	Simulation du modèle ABC/abc avec Harmonique 3.....	91
Figure 4.9	Simulation du modèle de Ghani avec Harmonique 3.....	92
Figure 4.10	Simulation du modèle dq0/dq0 avec Harmonique 3.....	92
Figure 4.11	Simulation du modèle ABC/abc avec la coupure d'une phase.....	93
Figure 4.12	Simulation du modèle de Ghani avec la coupure d'une phase.....	94
Figure 4.13	Indentification des paramètres du moteur à rotor bobiné.....	97
Figure 4.14	Identification des paramètres et variables du moteur à cage d'écureuil sans perturbation.....	100
Figure 4.15	Identification des paramètres du moteur à cage en présence de creux de tension équilibré.....	101
Figure4.16	Identification des paramètres du moteur à cage en présence d'harmonique3 équilibré.....	101
Figure4.17	Identification des paramètres du moteur à cage en présence d'harmonique 3 et 5 équilibrés.....	102
Figure4.18	Processus intégré du calcul du rendement du moteur à induction.....	105

## LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1	Rendements des moteurs évalués par différentes normes.....	18
Tableau 4.1	Paramètres du moteur simulé.....	86
Tableau 4.2	Estimation des paramètres du moteur à rotor bobiné sans perturbation en présence de perturbations.....	96
Tableau 4.3	Estimation des paramètres et variables du moteur à cage sans perturbation en présence de perturbations.....	99

# **Chapitre 1**

## **INTRODUCTION**

D'après le ministère des ressources naturelles du Canada, le secteur industriel est le plus important consommateur d'énergie. En 2001, il était à l'origine de 70.2% de la consommation totale d'énergie secondaire au pays. Ainsi, la rationalisation de la consommation énergétique des biens et des équipements est astreinte à l'optimisation de l'efficacité énergétique [1]. Cette optimisation est assurée à travers l'amélioration des technologies, des procédés industriels et des équipements utilisés.

Les initiatives du gouvernement canadien se sont concrétisées à travers des mesures proposées pour améliorer l'efficacité énergétique dans le secteur industriel, il s'agit principalement de:

- S'assurer de l'utilisation optimale des équipements consommateurs d'énergie;
- Inciter à améliorer le comportement du consommateur;
- Accroître l'efficacité énergétique des équipements et des systèmes existants en mettant au point de nouvelles technologies;
- Convaincre les particuliers et les organismes d'investir dans des systèmes plus éco-énergétiques.

D'autre part, le gouvernement soutient la recherche et le développement qui mènent à de nouvelles technologies, de nouveaux équipements et procédés industriels parcimonieux afin d'atteindre les objectifs visant l'amélioration de l'efficacité énergétique.

Les règlements qui affèrent à la loi sur l'efficacité énergétique au Canada, établissent des normes de rendement minimal en vue d'éliminer du marché les équipements les



moins éco-énergétiques. Ces normes (ÉnerGuide) permettent de promouvoir et d'encourager la fabrication, l'achat et l'utilisation d'équipements industriels plus rentables [2].

Dans le domaine industriel, le parc des équipements rotatifs est un des contributeurs majeurs de la consommation énergétique. Il représente, ainsi, un ratio considérable de la puissance électrique installée.

L'amélioration de l'efficacité énergétique passe principalement par une évaluation précise de la consommation énergétique et du rendement des équipements rotatifs. En fait, on ne peut améliorer ce qu'on ne peut mesurer. Ceci peut être assuré par l'utilisation des moteurs à rendement convenable. Des études montrent que 75% de l'énergie consommée par le secteur industriel est liée aux applications dont le moteur à induction est à la base. Un intérêt accru doit être porté à ce type de moteur afin d'atteindre les objectifs énergétiques escomptés.

## **1.1 Mise en contexte**

Le besoin d'améliorer la qualité de la mesure du rendement du moteur à induction a commencé avec les propositions gouvernementales visant à améliorer l'efficacité énergétique mentionnée précédemment. Ce besoin s'est concrétisé à travers plusieurs initiatives dont celles du Laboratoire des Technologies de l'Énergie (LTE) de l'Institut de Recherche d'Hydro-Québec.

En effet, le laboratoire LTE dispose d'un banc d'essais qui respecte une des normes les plus exigeantes pour la mesure du rendement des moteurs à induction (norme IEEE 112B) et qui nécessite le déplacement des moteurs au laboratoire. Ce dernier a décidé, dans le cadre d'un projet de recherche en collaboration avec l'ancienne chaire de

recherche d'Hydro-Québec du l'Université de Québec à Trois-Rivières, d'étudier la possibilité d'améliorer la mesure *in situ* non intrusive du rendement du moteur à induction.

## 1.2 Problématique

Le rendement énergétique est un critère important dans le choix du moteur asynchrone. Il permet de déterminer sa performance comme convertisseur d'énergie électrique en énergie mécanique. Il doit être considéré comme critère de choix essentiel car le coût de la consommation électrique peut être plus grand que le prix d'achat du moteur en question. C'est à ce niveau qu'intervient la nécessité de la mesure du rendement comme moyen d'économie d'énergie et de maintenance préventive.

L'amélioration de la méthode de mesure du rendement ainsi que sa précision est attribuée à des causes purement économiques qui visent essentiellement à :

- Réduire la consommation énergétique et les dépenses d'exploitation;
- Améliorer la productivité.

Plusieurs méthodes d'évaluation du rendement du moteur asynchrone dans les laboratoires ou dans les conditions d'opération idéales présentent l'inconvénient d'être très intrusives pour les applications industrielles. Lors de la mise en œuvre de ces méthodes, plusieurs écarts par rapport aux mesures faites aux laboratoires ont été constatés. Ces écarts peuvent être causés par des facteurs tels que :

- Les réseaux d'alimentation ne sont jamais parfaits car l'existence de perturbations peut causer des erreurs considérables;

- La caractéristique rendement-charge: dans le secteur industriel, on ne peut pas garantir une charge nominale pour le moteur.

Dans ce qui suit, l'utilité de la mesure du rendement ainsi que ses principes seront introduits. Ensuite, les mesures *in situ* intrusives et non intrusives seront explicitées.

### 1.2.1. Utilité d'améliorer le rendement

Le coût de l'énergie consommée par un moteur dépend des éléments suivants:

- La puissance installée;
- Les cycles de fonctionnement;
- L'efficacité énergétique du procédé;
- Le rendement intrinsèque;
- etc.

L'amélioration du rendement permet d'économiser l'énergie, de réduire les dépenses d'exploitation et d'améliorer la productivité en permettant aux moteurs d'accomplir plus de travail par unité d'électricité consommée.

Ainsi, la méthode proposée par NEMA (*National Electrical Manufacturers Association*) évalue les économies annuelles d'énergies comme suit [1]:

$$\text{Économies annuelles d'énergie} = \text{hp} * L * 0.746 * \text{hr} * C * \left[ \frac{100}{E_{\text{std}}} - \frac{100}{E_{\text{ee}}} \right] \quad (1.1)$$

Avec

hp: Cheval vapeur (*horsepower*);

- L: Facteur de charge;
- hr: Heures annuelles d'exploitation;
- C: Coût moyen de l'énergie (en dollars par kW heure);
- E<sub>std</sub>: Rendement minimal du moteur (en pourcentage);
- E<sub>ee</sub>: Rendement du moteur (en pourcentage);
- 0.746: Conversion du hp au kW.

D'autre part, la taille du moteur, les heures annuelles d'utilisation et le facteur de charge sont tous des facteurs qui influencent l'efficacité énergétique et le rendement. Pour une évaluation plus précise de l'économie d'énergie, il faudrait aussi prendre en considération la dépréciation de la monnaie en fonction du temps et l'inflation du coût de l'énergie.

La méthode proposée par NEMA tient compte de ces nouveaux facteurs dans la formule corrigée [1]:

$$\text{Économies annuelles d'énergie} = \text{hp} * 0.746 * \text{hr} * \text{C} * \text{PW} * \left[ \frac{100}{E_{\text{std}}} - \frac{100}{E_{\text{ee}}} \right] \quad (1.2)$$

et

$$\begin{cases} \text{PW} = \frac{(1+i)^n - 1}{i(1+i)^n} \\ i = \frac{100 + R2}{100 + R1} - 1 \quad \text{le taux d'intérêt (\%)} \end{cases} \quad (1.3)$$

Avec

- R1: Le taux annuel attendu d'inflation de l'énergie;
- R2: Le taux exigé sur le retour de l'investissement;
- n: La durée de fonctionnement attendue du moteur.

Ainsi, tel que démontrée dans l'équation (1.2), l'augmentation du rendement du moteur implique l'augmentation des économies annuelles d'énergie.

### **1.2.2. Mesure du rendement**

La mesure du rendement se base sur la mesure de la puissance d'entrée et de la puissance utile fournie à la charge. La mesure peut se faire de façon indirecte en évaluant les différentes pertes du moteur.

Les méthodes de mesure de rendement de laboratoire sont précises et robustes, nécessitent le découplage et le déplacement du moteur du procédé industriel. Ces méthodes sont aussi appelées normes de mesure du rendement. Elles diffèrent d'un continent à l'autre. En effet, chaque pays emploie la méthode convenable aux procédés industriels utilisés.

### **1.2.3. Mesure *in situ* du rendement**

La mesure *in situ* du rendement est une mesure réalisée sur le moteur en site de fonctionnement. Ce type de mesure permet de minimiser la durée d'évaluation du rendement car aucun déplacement du moteur vers les laboratoires n'est nécessaire.

### **1.2.4. Mesure *in situ* non intrusive du rendement**

La réduction de la durée d'intervention sur le moteur pour la mesure de son rendement permet des gains économiques considérables. Toutefois, ces méthodes de mesure doivent être moins intrusives et doivent atteindre une précision semblable à celles proposées par les normes de mesure de rendement.

Les professionnels jugent que ces mesures n'ont pas encore atteints leurs objectifs espérés tels que:

- La précision;
- La minimisation de la perturbation causée à un procédé industriel après intervention.

La mesure *in situ* non intrusive du rendement, considérée comme étant une mesure difficile et complexe, est une mesure qui ne doit pas perturber, ou le moins possible, le procédé dont le moteur fait partie. Elle doit se baser sur des mesures accessibles pour le commun des installations électriques industrielles telles que la mesure des courants, des tensions du stator et de la vitesse. Dans le cas de ce projet de recherche, le découplage du moteur de sa charge ne sera pas exigé et l'exploitation des signaux mesurables du moteur en fonctionnement sans l'interruption de la production permettra l'évaluation du rendement énergétique.

#### **1.2.5. Problématique générale**

De ce fait, la problématique générale est d'assurer une mesure du rendement du moteur à induction sans avoir recours à l'arrêt de la production. Il s'agit d'exploiter uniquement les signaux dont la mesure est non intrusive (ou la moins possible) pour le procédé dont le moteur fait partie.

### **1.3 But, objectifs et contributions escomptées**

Le but de ce projet de recherche consiste à développer une méthodologie pour la mesure *in situ* non intrusive du rendement des moteurs à induction pendant leur fonctionnement avec une précision convenable.

Pour atteindre ce but, deux objectifs principaux ont été définis, il faut:

- ✓ Établir et valider une méthode d'identification des paramètres d'un modèle du moteur applicable autant en régime équilibré, déséquilibré que perturbé;
- ✓ Évaluer par simulation le rendement électromagnétique en fonction des paramètres estimés.

La contribution générale escomptée de ce travail de recherche est la détermination par simulation du rendement électromagnétique du moteur à induction, uniquement à partir des mesures de tensions, courants statoriques et vitesse. Les contributions spécifiques seront les suivantes:

- ✓ Proposer une méthode d'identification des paramètres du modèle ABC/abc du moteur à induction pour la mesure du rendement ;
- ✓ Élaborer un estimateur des courants rotoriques triphasés du moteur à induction à cage d'écureuil en sus des paramètres ;
- ✓ Formuler le problème d'identification des paramètres du modèle ABC/abc du moteur à induction en régime transitoire et permanent à l'aide d'une approche algorithmique ;
- ✓ Définir les signaux d'excitation à injecter à l'alimentation du moteur, en régime établi, pour l'identification des paramètres.

Ce travail dressera une base pour des objectifs futurs de recherche pour l'expérimentation ainsi que l'évaluation du rendement moteur-charge en identifiant les paramètres mécaniques.

## **1.4 Méthodologie et démarche suivie**

Pour répondre aux objectifs fixés et contourner les limites des méthodes existantes de mesure du rendement qui exigent généralement le découplage du moteur, ce travail de recherche a été divisé en deux volets principaux :

- L'identification des paramètres du modèle du moteur à induction;
- La simulation et l'évaluation de la précision de la méthode.

### **1.4.1 Identification des paramètres du moteur à induction**

L'évaluation directe du rendement du moteur à induction sur le site s'avère impossible. Nous proposons d'évaluer indirectement le rendement en développant une méthode non linéaire pour l'estimation des paramètres et des variables du modèle du moteur à induction. Le rendement sera déterminé à partir des grandeurs identifiées.

Pour que le modèle à identifier soit valide pour une certaine plage de vitesse et de couple, il faut que le moteur balaye cette plage durant l'identification en tenant compte du déséquilibre et des harmoniques de l'alimentation. D'où le besoin d'utiliser un modèle qui tient compte de toutes les sources de pertes significatives d'énergie, qui modélise les phénomènes électriques et mécaniques, et qui normalise les résultats en considérant la variation des pertes en fonction de la charge sans avoir le besoin d'immobiliser le moteur.

La méthode proposée pour l'évaluation du rendement repose sur l'identification des paramètres électriques du modèle ABC/abc du moteur. Cette approche se base sur l'optimisation mathématique pour la résolution d'un système d'équations non linéaires.



Nous avons proposé l'utilisation de l'algorithme de Levenberg-Marquardt comme algorithme de minimisation à cause de sa performance et de sa rapidité de convergence.

L'identification par optimisation non linéaire requiert un temps de calcul considérable. Cet inconvénient sera contourné, dans ce projet de recherche, puisque l'évaluation du rendement se fera hors ligne. Quant à la mesure, elle doit se faire en tout instant, de façon à ce que toute l'information contenue dans les signaux électriques de mesure soit utilisée pour assurer une bonne précision.

#### **1.4.2 Simulation et évaluation de la précision de la méthode suivie**

Cette seconde étape consiste à la validation de la méthode sur différents moteurs. L'intention est de:

- Évaluer la faisabilité du projet de recherche du point de vue scientifique;
- Valider la méthode proposée sur des modèles simulés du moteur à induction (Validation du choix du modèle ainsi que de la méthode d'identification proposée).

La robustesse, l'efficacité ainsi que les limites de la méthode proposée pour l'évaluation du rendement, seront vérifiées par:

- L'injection d'harmoniques;
- La variation des tensions;
- L'application de tensions déséquilibrées comme alimentation du moteur.

## 1.5 Limites d'étude

Dans ce travail, on s'intéresse particulièrement à l'évaluation du rendement du moteur à induction durant son fonctionnement. Ce travail pourra fournir un outil d'aide à la décision pour le remplacement de moteur lorsqu'une baisse de la performance sera observée.

La précision de la méthode dépend de l'approche choisie, de la précision du calcul numérique, et des imprécisions liées aux conditions d'opération. Tous ces facteurs font en sorte que la précision de la méthode ne peut être définitive.

## 1.6 Structure du travail

Ce travail est divisé en 5 parties distinctes (Fig. 1.1). Le premier chapitre, le présent chapitre, décrit la problématique ainsi que les intentions d'élaboration d'une méthode *in situ* non intrusive de mesure du rendement par une approche d'identification des paramètres du modèle du moteur à induction.

Des rappels théoriques et une recherche bibliographique concernant les méthodes de mesure du rendement, les modèles des moteurs à induction ainsi que les méthodes d'estimation non linéaires des paramètres sont exposés au deuxième chapitre.

L'identification des paramètres est une approche expérimentale de la détermination des caractéristiques statiques et dynamiques d'un système donné; elle s'appuie sur un certain nombre de techniques algorithmiques pour traiter les données expérimentales. Elle se déroule en quatre étapes:

1. Le choix du modèle théorique, qui fait l'objet de la section 2.2 du chapitre 2.

2. L'estimation des paramètres du modèle nécessite la connaissance des méthodes d'identification existantes et le choix ou l'adaptation d'une d'entre elles pour le problème de la mesure *in situ* non intrusive du rendement. Le premier volet fait l'objet de la section 2.3 du chapitre 2, dans laquelle le principe d'identification par optimisation sera étudié. Le deuxième volet, celui qui constitue le corps du travail est donné en détails au chapitre 3; dans ce chapitre, le principe d'identification par optimisation sera appliqué pour identifier les paramètres du modèle ABC/abc du moteur à induction à rotor bobiné et à rotor à cage d'écureuil.
3. L'utilisation des variables du moteur et la validation du modèle font l'objet du chapitre 4. Il s'agit de la validation par simulation et de l'analyse des résultats.

Dans le dernier chapitre, une conclusion détaillée du travail est émise, et des propositions sont formulées pour de possibles travaux de recherche futurs qui permettront de compléter et d'améliorer ce qui a été fait jusqu'à présent.

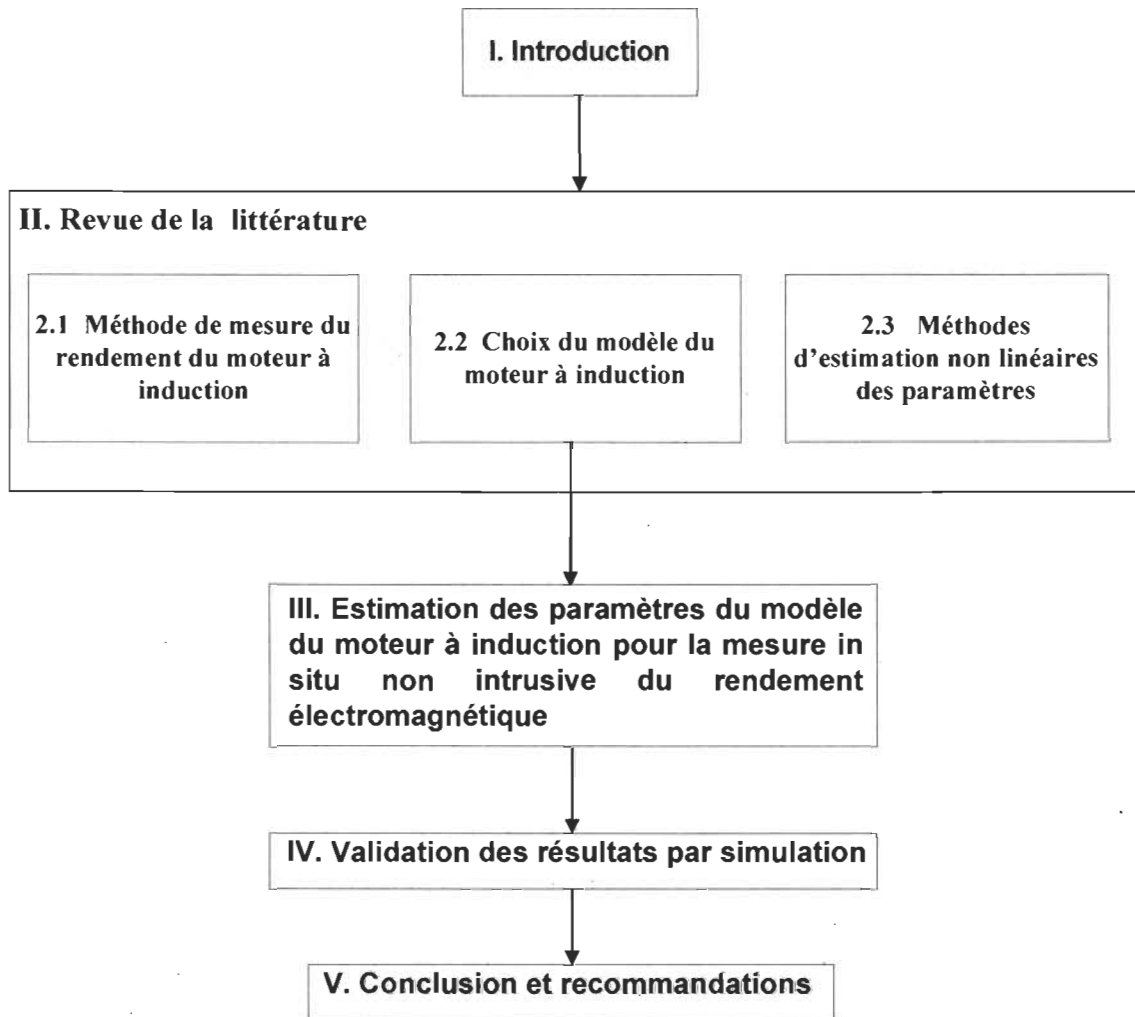


Figure 1.1 Plan du mémoire

## 1.7 Conclusion

Dans ce projet de recherche, la mesure *in situ* non intrusive se fait à l'aide d'une méthode d'identification. Les paramètres à identifier du modèle permettront de calculer le rendement sans avoir à immobiliser le moteur ou à le déconnecter de sa charge. Le modèle doit être assez complet, tenir compte des conditions d'opération non idéales. Une simulation permettra de tester l'efficacité de cette dernière.

## Chapitre 2

### REVUE DE LITTÉRATURE

Dans ce chapitre, nous présentons une revue de littérature assez exhaustive concernant les normes et les méthodes *in situ* intrusives et non intrusives de la mesure du rendement, le principe de fonctionnement et la modélisation du moteur, ainsi que l'identification des paramètres.

#### 2.1 Méthode de mesure du rendement du moteur à induction

L'augmentation du coût de la puissance électrique a rendu l'utilisation des moteurs à faible rendement plus chère. L'amélioration du rendement du moteur à induction est donc très importante. Cette amélioration n'est possible qu'avec la mesure de ce dernier, ainsi la mesure du rendement permet:

- D'étudier la possibilité de remplacer les moteurs en fonctionnement par d'autres à meilleur rendement;
- D'assurer la fiabilité des procédés en évaluant leur efficacité énergétique;
- De vérifier la validité de la valeur du rendement indiquée sur la plaque signalétique.

Le rendement dépend de la géométrie des moteurs électriques, des paramètres de construction et de la technologie de fabrication. Plusieurs travaux de recherche à travers le monde se font actuellement pour assurer l'amélioration du rendement énergétique. Ces travaux présentent plusieurs contraintes [8] telles que:

- Le degré intrusif (nécessite des interventions exigeant le découplage du moteur de sa charge);
- Les coûts assez élevés d'opération pour l'industrie;
- Les limites de la technologie des matériaux (propriétés magnétiques de certains aciers);
- La méconnaissance de tous les paramètres liés au rendement.

Le rendement du moteur asynchrone est le rapport entre la puissance mécanique de sortie fournie à la charge sur la puissance électrique moyenne instantanée fournie au moteur. Il est, en général, exprimé comme un pourcentage.

$$\text{Rendement} = \frac{\text{Puissance mécanique de sortie}}{\text{Puissance électrique d'entrée}} \quad (2.1)$$

Il peut être exprimé aussi par la puissance électrique d'entrée et les pertes du moteur comme suit:

$$\begin{aligned} \text{Rendement} &= \frac{\text{Puissance électrique d'entrée} - \text{Pertes}}{\text{Puissance électrique d'entrée}} \\ &= 1 - \frac{\text{Pertes}}{\text{Puissance électrique d'entrée}} \end{aligned} \quad (2.2)$$

Avec:  $\text{Pertes totales} = \text{Pertes} = P_{js} + P_{jr} + P_f + P_{mec} + P_{sup p}$  Les pertes sont définies dans la section 2.2 du présent chapitre.

### 2.1.1 Normes de mesure du rendement

Les normes de mesure du rendement, appelées aussi essais normalisés, permettent de calculer le rendement du moteur asynchrone selon des procédures bien établies. Ces normes ont des approches différentes pour la détermination des pertes de puissance du moteur étudié. Les différences entre les approches créent de légères variations dans la précision de la mesure. La performance de chaque approche ou méthode dépend de la précision, du coût et de la facilité de mesure du rendement pour chaque classe de moteur.

Les méthodes A, B, C de la norme IEEE 112 (*Institute of Electrical and Electronic Engineers*), déterminent le rendement directement par la mesure de la puissance électrique d'entrée et la puissance mécanique de sortie sous les conditions d'opération (mesures directes). Le rendement est calculé par le rapport de la puissance de sortie sur celle de l'entrée [3]. Par ailleurs, les méthodes E et F de la même norme, les normes IEC (*International Electrotechnical Commission*) et les normes JEC (*Japanese Electrotechnical Committee*) utilisent des techniques différentes pour déterminer l'entrée et/ou la sortie si les mesures directes ne sont pas convenables [4] [5] [6]. La différence principale entre ces méthodes réside dans la détermination des pertes de dispersion à charge (pertes supplémentaires en charge). Les méthodes E et F exigent un test séparé pour estimer ces pertes. Quant à la norme IEC, elle les estime. La norme JEC utilise le diagramme du cercle comme méthode principale pour le calcul du rendement et la mesure des pertes de dispersion n'est pas incluse, les pertes sont estimées entre 8 et 15% des pertes totales du moteur. Le principe de ces méthodes est explicité dans l'annexe A.

Ces pertes selon la norme NEMA «*Nominal Efficiency*» pourront être réduites de moitié si on utilise une conception optimisée et un matériel adéquat et si on contrôle les sources de pertes de puissance convenablement [1] [7] [8]. Cette norme est basée sur IEEE 112B, elle tient compte des facteurs qui affectent l'installation et le point d'opération du

moteur. Elle fixe des exigences et des conditions à respecter sur la tension d'alimentation, la vitesse, la charge, les connexions mécaniques du moteur et les conditions environnementales de fonctionnement telles que mentionnées dans les points suivants [9] :

1. La température ambiante doit être entre  $-15$  et  $40^{\circ}\text{C}$ ;
2. L'altitude ne doit pas dépasser 1000 mètres;
3. Une installation fermée ne doit pas affecter la ventilation du moteur;
4. L'utilisation de sources qui ne dépassent pas  $\pm 10\%$  de la tension nominale;
5. L'utilisation de sources sinusoïdales qui ne dépassent pas  $\pm 10\%$  de déviation;
6. La tolérance sur la fréquence ne dépasse pas  $\pm 5\%$ ;
7. Le déséquilibre de tension ne dépasse pas  $\pm 1\%$  ;  $0.5\%$  de plus que la tolérance de la norme IEEE 112;

D'autres normes mondiales basées sur la méthode IEEE 112B sont utilisées pour la mesure du rendement, telles que les normes C390 de la CSA (*Canadien Standard Association*), IEC61972 [4] de la IEC et JEC37 de la norme JEC. La différence entre ces méthodes réside toujours dans la détermination des pertes soit, par la mesure directe, par l'utilisation des courbes prédéfinies, ou carrément négligées.

Le rendement évalué avec la norme IEE 112B est souvent inférieur à celui de la norme IEC61927 et JEC37 puisque les pertes supplémentaires en charge sont respectivement de  $0.8\%$  et  $1\%$  supérieures pour les moteurs de 60 et 50 Hz [5].

Le tableau suivant donne une idée sur les valeurs mesurées du rendement par chaque méthode pour des moteurs de puissances différentes [10].



**Tableau 2.1:** Rendements des moteurs évalués par différentes normes [10]

Méthode	4 HP	7.5 HP	11 HP	15HP
IEEE 112 Méthode B	82.9	85.9	86.1	84.9
IEC 34-2	84.6	86.5	86.4	85.5
JEC 37	85.4	87.1	87.1	85.5

La méthode convenable de la mesure du rendement d'un moteur peut être choisie selon les critères fixés par le procédé dont le moteur fait partie. Ces critères sont liés:

- À la précision;
- Au degré d'intrusion toléré;
- Au temps d'arrêt;
- Au coût associé à la mesure.

Il faut noter que la norme IEEE 112 est considérée comme la norme la plus précise et la plus rigoureuse utilisée malgré que ses méthodes associées sont inconvenables à l'évaluation du rendement hors laboratoire (intrusives, coûteuses et conditions d'opération pas réelles). Par exemple, la méthode B de la norme représente le test de base de mesure du rendement en laboratoire permettant la séparation des pertes et la détermination des pertes supplémentaires en charge. Cependant, cette méthode nécessite l'utilisation de sources contrôlables, de capteurs de température et de capteurs de couple non utilisables en industrie. Ces exigences permettent une bonne évaluation du rendement du moteur, mais elles font en sorte que ces normes ne peuvent pas être considérées comme des procédures systématiques d'évaluation du rendement dans l'industrie.

Pour palier à ce problème, plusieurs se sont orientés vers la mesure *in situ* du rendement du moteur à induction qui tient compte des imperfections liées aux conditions réelles (déséquilibres, harmoniques, creux de tension, etc.).

### **2.1.2 Méthodes *in situ* de la mesure du rendement**

La particularité des méthodes *in situ* de la mesure du rendement c'est qu'elles sont applicables directement sur le site de fonctionnement du moteur. Ces méthodes fondamentales se différencient par leur précision, mise en œuvre et convenance par rapport aux conditions d'opération. L'évaluation du rendement peut se baser sur une ou plusieurs méthodes conjuguées. Le degré d'intrusion est en fonction de la difficulté de la grandeur à mesurer. Les différentes méthodes seront explicitées dans un ordre croissant de leur importance et difficulté dans l'annexe A :

- ✓ Méthode de la plaque signalétique;
- ✓ Méthode de glissement;
- ✓ Méthode de courant ;
- ✓ Méthode statique;
- ✓ Méthode du circuit équivalent;
- ✓ Méthode de séparation de pertes;
- ✓ Méthode de couple dans l'entrefer;
- ✓ Méthode de couple sur l'arbre.

La méthode de la plaque signalétique assume que le rendement est égal à la valeur constante donnée par la plaque signalétique. Cette méthode est la moins précise pour les raisons énumérées ci-dessous [11]:

- La valeur donnée sur la plaque signalétique pourrait être calculée selon une norme moins précise que la norme IEEE 112B;
- L'environnement de fonctionnement du moteur peut être différent de celui expérimenté au laboratoire (méthodes de laboratoire) [11];
- L'état d'exploitation d'un moteur peut diminuer son rendement initial. En effet, le rembobinage réduit d'environ 2% son rendement. D'autre part, les pertes fer peuvent augmenter en fonction du feuilletage et de la qualité de l'isolation du moteur à induction. De plus, à basse vitesse, des moteurs de moins de 10 HP, fonctionnant dans des conditions d'alimentation électrique polluées (tension déséquilibrée, distorsion d'harmonique, etc.), et dont la réparation ne répond pas aux exigences de la norme EASA (*Electrical Apparatus Service Association*) peuvent facilement perdre 10% de la valeur initiale inscrite sur la plaque signalétique [11] [12].

Les autres méthodes dérivent de celle de la plaque signalétique; elles se basent sur des valeurs de courant, glissement, vitesse inscrites sur la plaque du moteur pour l'évaluation de son rendement. Celles qui n'utilisent pas ces données requièrent l'arrêt du moteur pour effectuer des tests à vide, à pleine charge ou à rotor bloqué, ou aussi pour l'installation des instruments de mesure tel que les capteurs de courants et tensions statoriques ainsi que des capteurs de couple ou de jauges de contraintes sur l'arbre du moteur pour la mesure du couple. Donc, d'une part ou d'autre, le découplage du moteur est indispensable.

Il faut noter que la précision de ces méthodes dépend aussi de la fidélité des instruments de mesure. Et le choix de la méthode *in situ* de la mesure du rendement peut se baser sur:

- La précision;
- La complexité;

- Le degré de perturbation toléré par le processus industriel dont le moteur étudié fait partie.

La condition du découplage présente une limitation majeure, car dans la plupart des cas, ces méthodes sont très intrusives pour être considérées comme des méthodes d'évaluation du rendement du moteur à l'usine. Ces dernières années, des recherches sont orientées vers la mesure *in situ* non intrusive du rendement. Ces recherches, visent à minimiser les coûts d'opération et à estimer le rendement sans arrêter la production industrielle.

### **2.1.3 Méthodes *in situ* non intrusive de la mesure du rendement**

Le but principal de la mesure non intrusive du rendement est le non perturbation de la production dont le moteur fait partie. La mesure *in situ* non intrusive est très difficile et jusqu'à maintenant, on n'a pas encore élaboré de méthodes précises et fiables malgré la multiplication des travaux de recherche dans ce domaine.

#### **2.1.3.1 Méthodes informatiques**

##### a. ORMEL96

Le programme ORMEL 96, développé par ORNL, se limite à la mesure de la vitesse, emploie les données de la plaque signalétique (la puissance, le nombre de pôles, classe du moteur, ...), pertes mécaniques, courant du test à rotor bloqué, pour développer un modèle du moteur à induction en premier lieu et évaluer le rendement en deuxième lieu. L'évaluation du rendement se fait avec un programme informatique (sous LabVIEW) hors ligne.

La méthode est moins intrusive puisqu'elle est basée principalement sur les données de la plaque signalétique. Des essais sur des moteurs montrent que la précision de cette méthode est liée à la précision des données de la plaque signalétique [13], et qu'elle peut augmenter d'avantage si la résistance statorique est connue et insérée dans le programme.

Selon [13], ORMEL96 a également un mode avancé, qui permet à l'utilisateur d'ajuster certains "paramètres réglables". Des tests, faits par Wallace et Wiedenbrüg, ont montré que la méthode de base, sans réglage de paramètres, fonctionne juste pour 20% des moteurs et que le rendement des autres moteurs doit être évalué avec l'utilisation du mode avancé de cette méthode [14].

#### b. MotorMaster+

MotorMaster4 est un programme «logiciel» développé par l'université de Washington, pour analyser le rendement du moteur et l'énergie consommée. Ce programme est destiné à identifier les moteurs inefficaces ou surdimensionnés [13]. Le programme calcule:

- L'épargne d'énergie;
- L'épargne monétaire;
- Le remboursement simple;
- Les marges de financement;
- Le taux de rentabilité après utilisation ou modification du moteur dont le rendement est meilleur.

Des variables telles que l'efficacité énergétique du moteur, le prix d'achat, les coûts énergétiques, les heures d'opération, le facteur de charge, et les remises de service sont prises en considération.

Le programme contient, un module de moteur où les données de la plaque signalétique sont stockées et des données obtenues par des normes de mesure (méthodes de laboratoire). Il est aussi lié aux données directement mesurées (tensions, courant et vitesse) pendant le fonctionnement du moteur dans le processus industriel.

La base de données du programme inclut des informations concernant les prix de plus de 20000 moteurs triphasés de classe B, C et D de la norme NEMA MG-1 et la norme IEC, dont la puissance s'étend de 1 à 4000 HP, avec des vitesses de 900, 1200, 1800 et 3600 tours par minute pour tous les types de tension. Les valeurs de rendement à pleine charge et à charge partielle sont mesurées suivant la norme IEEE 112B pour garantir l'uniformité, les fabricants fournissent l'information et la base de données est mise à jour annuellement [15].

Les données rassemblées pour chaque moteur incluent:

- Rendement du moteur en fonction de la charge;
- Facteur de puissance;
- Vitesse à pleine charge;
- Couple à pleine charge, à rotor bloqué;
- Courant à rotor bloqué et en charge;
- Prix courant du moteur;
- Période de garantie;
- Numéro de catalogue;
- Poids du moteur;
- Adresse du fabricant.

Cette méthode est flexible, facile à utiliser et moins intrusive, mais sa précision n'est pas toujours inférieure à 3% d'erreur.

### **2.1.3.2 Méthodes utilisant l'algorithme génétique pour l'identification des paramètres du moteur à induction pour la mesure *in situ* non intrusive du rendement**

Une étude, effectuée à l'Université du Québec à Trois-Rivières en collaboration avec le LTE sur la mesure *in situ* du rendement, utilise l'algorithme génétique comme outil d'optimisation pour l'estimation des paramètres du modèle équivalent par phase du moteur à induction.

Cette méthode est basée sur l'approche du circuit équivalent et sur la méthode de séparation des pertes. La procédure de mesure ressemble à celle de séparation des pertes à l'exception de non exigence de l'utilisation du test à vide. Les mesures utilisées sont les tensions, courants, la puissance électrique instantanée fournie au moteur, ainsi que la vitesse du moteur [16] [17].

En optimisant l'impédance d'entrée du circuit équivalent modifié par phase, dans lequel une résistance a été ajoutée pour modéliser les pertes supplémentaires en charge (suivant le modèle d'ORNL), la mise à jour des valeurs estimées pour chaque composant du circuit se fait après chaque évolution jusqu'à ce que le critère de convergence soit satisfait. Le rendement est calculé à partir des paramètres du modèle identifié à n'importe quel point de charge.

La robustesse de cette méthode dépend de plusieurs paramètres:

- Le nombre de points de charge: le nombre de points de charge est très important pour la précision et la validité de l'algorithme d'optimisation employé. L'utilisation d'un nombre plus élevé de points de charge donne des résultats plus cohérents [16] [17].
- La distance entre les points de charge: le fait de travailler avec des points de charge dispersés affecte positivement les résultats d'identification car on

fournit à l'algorithme plus d'informations sur le fonctionnement du moteur [16] [17].

- Les erreurs des paramètres: l'estimation du rendement est affectée fortement par les erreurs, autant sur les éléments résistifs qu'inductifs.
- L'erreur du coefficient thermique

La variation de la charge s'avère alors nécessaire pour l'obtention de plusieurs points de charge. Cette variation nécessitera évidemment l'arrêt de la production et ainsi la perturbation du processus industriel.

De plus, les valeurs moyennes obtenues à partir de mesures de longues durées, avec des périodes d'échantillonnage élevées, utilisées dans ce travail, ne permettent pas l'exploitation de toute l'information contenue dans les signaux mesurés ou l'extrapolation des résultats d'une condition d'opération à une autre (déséquilibre, harmonique, etc.).

D'autres travaux utilisant l'algorithme génétique, pour l'estimation des paramètres du moteur à induction sans interrompre son fonctionnement, sont présentés par Pillay [18] [19]. La mesure des paramètres se fait soit pour un seul point d'opération qui est le point à pleine charge, soit pour différents points de charge. Dans les deux cas, le modèle utilisé est un circuit équivalent par phase en T.

Dans le cas d'un seul point de charge, les paramètres du modèle du moteur à induction sont déterminés à partir de la mesure à pleine charge. Ces paramètres sont supposés constants et sont utilisables pour la détermination du rendement pour les différents points d'opération. Le problème de cette méthode, est que le nombre de variables mesurables est insuffisant pour trouver une solution unique. Alors pour augmenter la certitude, la procédure d'optimisation est répétée plusieurs fois et l'estimation est donnée sous forme de valeurs moyennes des résultats optimaux de chaque séquence.



C'est la raison pour laquelle le rendement est donné par sa valeur moyenne après plusieurs itérations du processus génétique.

Quant au cas de l'utilisation de plusieurs points de charge, on a constaté que la méthode ne donne des résultats acceptables qu'à pleine charge. Ainsi, faire des mesures pour chaque point de fonctionnement n'améliore pas nécessairement la performance de la méthode.

Aussi, l'algorithme utilisé dans cette méthode ne permet pas l'estimation de la résistance du rotor et des pertes supplémentaires en charge. Les moyens qui ont été pris pour contourner ces limites sont :

- l'immobilisation du moteur pour la mesure de la résistance rotorique;
- l'utilisation des données statiques pour les pertes supplémentaires en charge.

Ces pertes sont fixées à 1.8% de la puissance de sortie du moteur, et le rapport entre les inductances de fuite du rotor et du stator est pris égal à 1.5, tel qu'utilisé dans la norme IEEE 112F.

À part le fait d'utiliser des données statiques et d'exiger l'immobilisation du moteur pour tirer profit de toutes les données disponibles, la méthode est robuste et peu intrusive et peut extrapoler le rendement à des points d'opération différents.

### **2.1.3.3 Méthodes utilisant l'algorithme des Moindres Carrés pour l'identification des paramètres du moteur à induction pour la mesure *in situ* non intrusive du rendement**

Leeb utilise une méthode généralisée d'identification des paramètres du modèle DQ du moteur à induction. Cette méthode utilise l'algorithme des moindres carrés pour la minimisation de l'erreur d'observation entre les grandeurs mesurées et celles estimées [20].

Quand le nombre des états immesurables augmente, la méthode rencontre des problèmes de convergence vers des minimums locaux; aussi elle nécessite une bonne connaissance des conditions initiales des variables à estimer. L'estimation des paramètres mécaniques rencontre aussi quelques difficultés durant le processus de l'identification, particulièrement au début du régime transitoire où la saturation magnétique n'est pas modélisée. Cette difficulté se manifeste par la convergence des paramètres mécaniques vers des valeurs irraisonnables.

La méthode est robuste à condition que le moteur soit équilibré, son démarrage est accessible et aussi les conditions initiales des variables sont connues.

### **2.1.4 Conclusion**

Les normes de mesure du rendement permettent l'évaluation du rendement du moteur à induction avec une meilleure précision. La norme la plus précise, IEEE 112B utilisée aux États Unis, évalue le rendement avec une erreur de  $\pm 1\%$ . Toutefois, le coût élevé de ces normes pousse les professionnels à développer ou élaborer d'autres procédures de mesure du rendement.

Les méthodes *in situ* ont été élaborées dans le but d'effectuer des mesures sur le site de fonctionnement du moteur. La précision de ces méthodes est encore loin des attentes professionnelles et industrielles. Tandis que les méthodes *in situ* non intrusives, développées dernièrement, ont une meilleure précision et perturbent moins le processus industriel. Mais la plupart de ces méthodes ne permettent pas de tenir compte des conditions d'opération du moteur, de l'effet du déséquilibre de la tension d'alimentation, de la présence d'harmoniques ou encore de la variation de la tension autour de sa valeur nominale. Ces effets peuvent conduire à des erreurs de mesure importantes.

## **2.2. Modèles du moteur à induction**

L'utilisation du moteur asynchrone devient de plus en plus courante. Malgré qu'il soit parti bon dernier derrière ses homologues synchrone et à courant continu, il fait actuellement l'objet d'un intérêt accru dans les domaines industriels et universitaires. Il est devenu le moteur le plus utilisé dans l'ensemble des applications industrielles du fait de sa facilité de mise en œuvre, son faible encombrement, son bon rendement, son faible coût et de son excellente fiabilité.

Le moteur asynchrone détrône progressivement la machine à courant continu et concurrence son homologue synchrone, couvrant ainsi une plage de puissance de quelques watts jusqu'à quelques mégawatts. Il ne nécessite pas un entretien fréquent, ce qui lui permet, même pour des puissances élevées, d'opérer dans des conditions difficiles tout en gardant un bon rendement.

Dans le cas du fonctionnement en moteur, l'énergie électrique est convertie en une énergie mécanique, et transmise par l'arbre à la charge. Dans le cas du fonctionnement en génératrice, l'énergie mécanique arrivant par l'arbre est convertie en énergie électrique pour alimenter d'autres systèmes électriques. En fait, malgré que la machine asynchrone puisse fonctionner dans les deux sens de conversion d'énergie, dans la majorité des cas, elle fonctionne en moteur.

Bien que de plus en plus on utilise des entraînements à vitesse variable, pour atteindre des performances précédemment inaccessibles dans la plupart des secteurs industriels y compris le domaine des grandes puissances, les machines triphasées alimentées directement du réseau représentent un pourcentage important des applications.

### 2.2.1 Principe de fonctionnement du moteur asynchrone

Les moteurs asynchrones, appelés encore à induction, sont pratiquement tous des moteurs triphasés. Ils sont basés sur l'entraînement d'une masse métallique par l'action d'un champ tournant. Ils comportent deux armatures coaxiales: l'une est fixe, l'autre est mobile, on les nomme respectivement stator et rotor.

- Le stator qu'on appelle aussi primaire est un anneau de tôles encoché à l'intérieur et portant un enroulement polyphasé. Il constitue l'inducteur de la machine.
- Le rotor, aussi appelé secondaire, est un anneau de tôles encoché à l'extérieur et portant un enroulement polyphasé en court-circuit. Il constitue l'induit de la machine. On distingue deux types de rotor : les rotors bobinés à bagues et les rotors à cage d'écureuil. Les moteurs asynchrones à rotor bobiné se distinguent par l'accessibilité aux courants des phases rotoriques.

Les tensions d'un système triphasé de pulsation  $\omega_s$  appliquées au stator, partie fixe du moteur asynchrone, y produisent un champ tournant dans l'entrefer. Si le bobinage statorique comprend P paires (pp) de pôles, ce champ tourne à la vitesse angulaire

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{P}, \text{ vitesse de synchronisme.}$$

Ce champ balaye les conducteurs du rotor et y induit des forces électromotrices. Comme les enroulements du rotor (à cage d'écureuil ou bobiné) sont court-circuités, ils vont être parcourus par un système triphasé de courants (courants induits). Ces courants créeront un champ induit tournant dans l'entrefer avec une vitesse par rapport au rotor de  $\Omega_s - \Omega$ ,  $\Omega$  représente la vitesse de rotation du rotor.

Le moteur asynchrone est appelé moteur à induction car les courants rotoriques sont induits par le flux tournant statorique. Il s'exercera entre les champs tournants (inducteur et induit) un couple qui, d'après le principe de l'action et de réaction (Loi de Lenz), tendra à réduire l'écart entre  $\Omega$  et  $\Omega_s$ . Le cas extrême correspond à  $\Omega_s = \Omega$ , auquel cas il n'y a plus d'effet d'induction. Ainsi:

Si  $\Omega < \Omega_s$  le rotor sera soumis à un couple moteur qui le poussera dans le sillage du champ statorique. Donc il fonctionnera comme un moteur.

Si  $\Omega > \Omega_s$  le moteur sera soumis à un couple de freinage qui a pour effet de ralentir le rotor pour rapprocher sa vitesse de  $\Omega_s$ . Donc il fonctionnera comme une génératrice.

Le moteur asynchrone est un convertisseur électromécanique reliant deux systèmes : l'un électrique et l'autre mécanique. Ce convertisseur est réversible puisqu'il peut fonctionner comme moteur ou comme génératrice.

**Dans le cas de fonctionnement en moteur**, l'écoulement de l'énergie est du moteur vers la charge (figure 2.1).

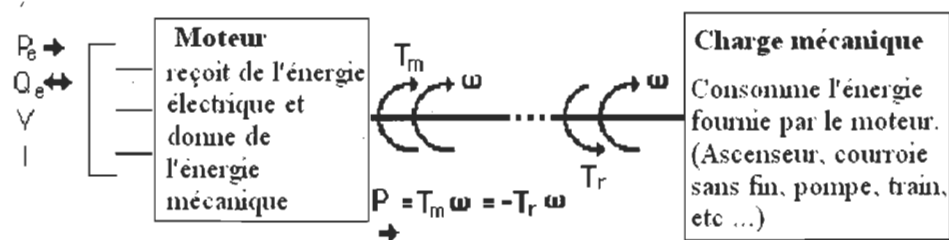


Figure 2.1: Transfert d'énergie électrique-mécanique

Dans le cas de fonctionnement en génératrice, l'écoulement de l'énergie est de la source vers le générateur (figure 2.2).

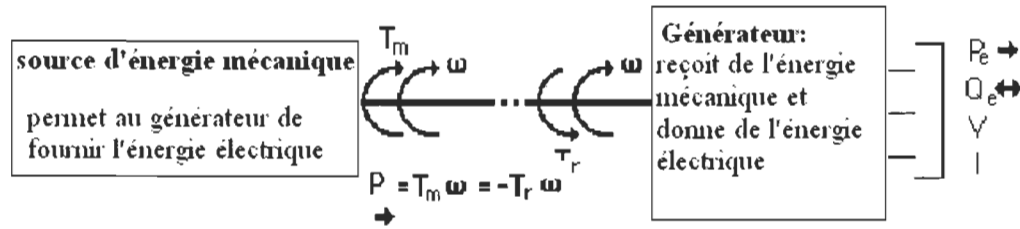


Figure 2.2: Transfert d'énergie mécanique-électrique

L'équation dynamique mécanique (2.3) suivante permet de décrire le comportement de l'ensemble mécanique.

$$T_m - T_r = J \frac{d\omega}{dt} \quad (2.3)$$

Avec

$T_m$  = couple moteur [N-m]

$T_r$  = couple résistant [N-m]

$\omega$  = vitesse angulaire [rad/sec]

Au point d'équilibre:

- Si le couple moteur est plus grand que le couple résistant: le système accélère;
- Si le couple moteur est égal au couple résistant: la vitesse est constante;
- Si le couple moteur est plus petit que le couple résistant: le système ralentit.

Les forces électromotrices induites dans le rotor dépendent de la vitesse relative des conducteurs du rotor par rapport au champ tournant. Cette vitesse est dite vitesse de glissement. La vitesse de glissement est la caractéristique qui tient compte de l'écart relatif entre  $\Omega$  et  $\Omega_s$ , le glissement est égal à  $g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$ .

En effet si:

- $g < 0$ : La machine asynchrone fonctionne en génératrice car la vitesse du moteur est plus élevée que celle du champ tournant;
- $g = 0$ : Le moteur fonctionne en mode de synchronisme quand la vitesse du moteur est égale à la vitesse du champ;
- $0 < g < 1$ : La machine fonctionne en mode moteur;
- $g = 1$ : Le moteur est en mode arrêt car la vitesse est nulle;
- $g > 1$ : Le moteur fonctionne dans une phase de freinage.

Le champ tournant est complètement déterminé par la tension primaire et il est indépendant de la charge. Toute augmentation des courants induits, produite par une augmentation du couple résistant, entraîne une augmentation des courants dans le stator car il s'agit d'une action magnétique de compensation.

### 2.2.2 Pertes dans le moteur asynchrone

Le fonctionnement du moteur asynchrone est accompagné par des pertes de puissance lors du transfert de la puissance électrique en une puissance utile à la charge.

Ces pertes sont dues principalement aux pertes joules dans les enroulements du stator et du rotor, des pertes fer, des pertes mécaniques et des pertes supplémentaires en charge. L'équation (2.4) résume le bilan des pertes.

$$Pertes = P_{js} + P_{jr} + P_f + P_{mec} + P_{sup p} \quad (2.4)$$

$P_{js}$  Pertes joule au stator;



$P_{jr}$  Pertes joule au rotor, appelées aussi pertes de glissement. Elles peuvent augmenter suite à un bris des barres de la cage d'écureuil.

$P_f$  Pertes fer ou pertes magnétiques. Elles représentent les pertes à vide. Elles sont dues aux courants de Foucault et à l'hystérésis dans le fer. Ces pertes peuvent augmenter suite à la détérioration des isolants entre les laminations du rotor et du stator.

$P_{méc}$  Pertes mécaniques par frottement et par ventilation. Ces pertes sont principalement dues aux contacts de frottement et aux fuites dans les enroulements. Une mauvaise lubrification ou une détérioration des enroulements peuvent causer l'augmentation de ces pertes.

$P_{supp}$  Pertes supplémentaires en charge sont dues à la répartition spatiale de la sinusoïde imparfaite de la force magnétomotrice créant le flux tournant dans l'entrefer (harmoniques au stator et au rotor, et flux de fuite près des extrémités des enroulements). Aussi, elles sont dues à aux imperfections mécaniques dans l'entrefer et aux irrégularités de flux d'entrefer. Elles varient linéairement avec la puissance de sortie. D'après les normes de mesure du rendement [21], elles sont estimées à 1.8% de la puissance nominale de la sortie du moteur.

Pour récapituler, la figure 2.3 résume le bilan des puissances du moteur asynchrone.

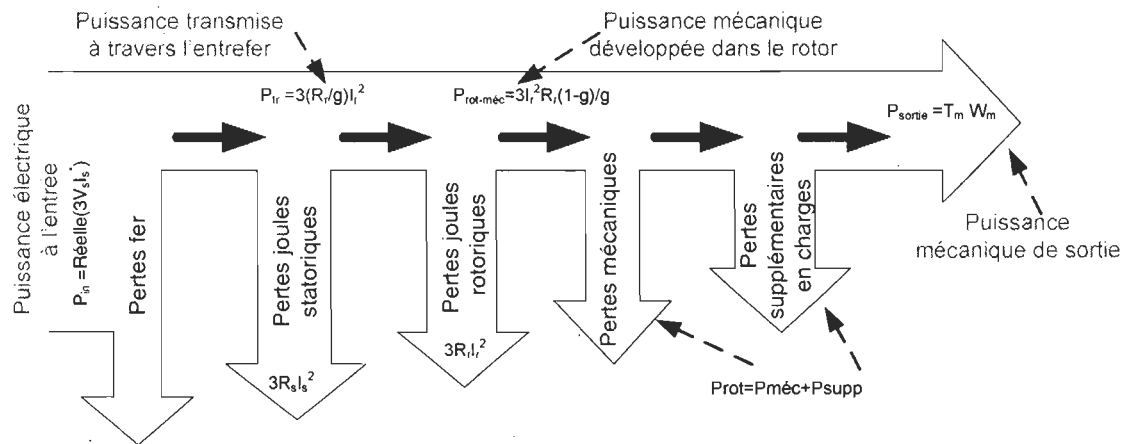


Figure 2.3: Distribution de la puissance du moteur à induction

Les pertes du moteur sont variables en fonction de la charge entraînée par le moteur. La figure 2.4 montre l'évolution des pertes du moteur en fonction de la charge entraînée.

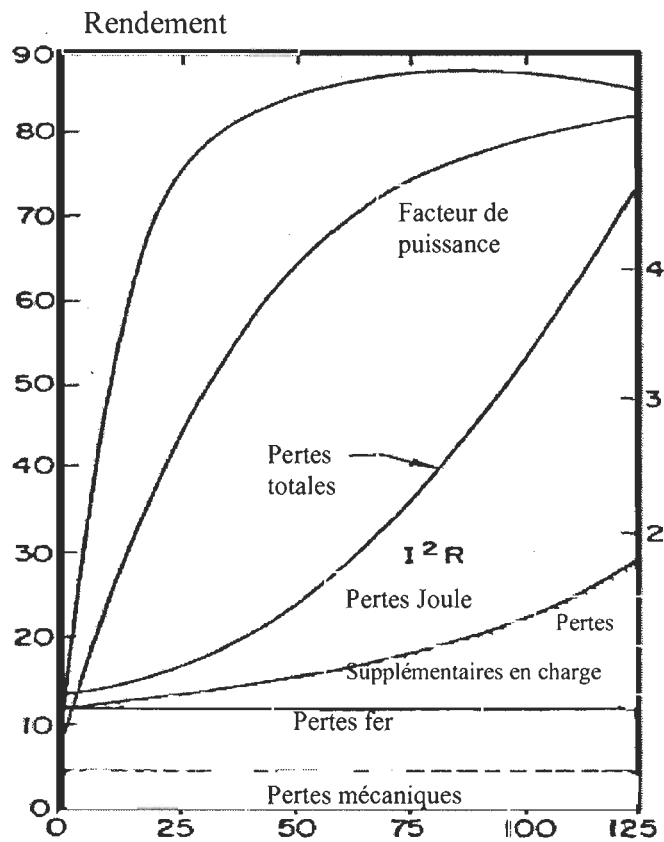


Figure 2.4: Pertes du moteur en fonction de la charge entraînée [22]

### 2.2.3 Modélisation du moteur asynchrone

La modélisation permet d'étudier les caractéristiques statiques et dynamiques des systèmes. Le moteur asynchrone peut être décrit par plusieurs modèles. La différence entre les modèles dépend des simplifications tolérées et des contraintes exigées. Les modèles complets permettent une étude globale du comportement du moteur pour tout point de fonctionnement en tenant compte des aspects mécaniques et électriques. Par contre, le modèle simplifié par phase permet une séparation des pertes, ce qui facilite son utilisation.

Les équations différentielles permettent une bonne description des phénomènes électriques, mécaniques et thermiques de la machine asynchrone. Dans le cas des moteurs asynchrones à rotor bobiné, le bobinage logé dans des encoches est triphasé ce qui permet de décrire le fonctionnement du moteur sous forme d'un système d'équations différentielles simples. Par contre, le rotor à cage est constitué de barres logées dans les encoches et liées aux extrémités par des anneaux dont le nombre de phase est  $N_r + 1$  car la cage de la machine est composée de  $N_r$  barres.

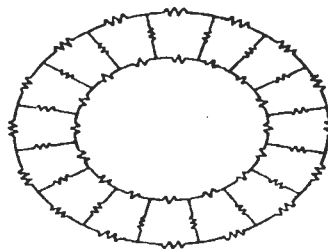


Figure 2.5: Rotor à cage d'un moteur asynchrone

Il est beaucoup plus difficile de définir une résistance et une inductance par phase. Cependant un calcul complexe permet de définir une valeur précise pour la résistance et l'inductance de chaque barre de la cage rotorique ainsi que pour la résistance et l'inductance des anneaux de court-circuit, ce qui nous permet de simuler le moteur à cage en triphasé.

### 2.2.3.1 Analyse sommaire de différents modèles

Les modèles simplifiés permettent la séparation des pertes. Ils sont faciles à utiliser grâce à la modélisation linéaire de leur système d'équations. Les alimentations des moteurs sont supposées parfaites et bien équilibrées. La saturation magnétique, l'hystérésis, les courants de Foucault et la variation des résistances en fonction de la température sont aussi négligés.

Le modèle ABC/abc tient compte de ces phénomènes, modélise les régimes statiques et dynamiques du moteur à induction et représente le comportement global du moteur en tout point de fonctionnement [23] [24] [25]. L'inconvénient de ce modèle réside dans la lourdeur de son système non linéaire d'équations.

Une description générale de ces modèles est donnée en annexe B. Le modèle de Ghani est semblable au modèle ABC/abc à l'exception d'une transformation faite pour contourner le problème d'inversion de la matrice des inductances. Le modèle dqo simplifie d'avantage le modèle ABC/abc en insérant un ensemble d'hypothèses supplémentaires. Son inconvénient réside ainsi dans la non modélisation de la variation des inductances en fonction de la saturation et la négligence de toutes les sources possibles de perturbation des signaux d'alimentation du moteur. Finalement, le modèle du circuit équivalent par phase présente l'inconvénient de n'être valide que pour des points spécifiques de fonctionnement car le modèle n'est valide qu'en régime permanent.

### 2.2.3.2 Modèle ABC/abc

Pour une machine asynchrone triphasée symétrique à deux paires de pôles, les enroulements statoriques sont identiques, comportant  $N_s$  spires et de résistance  $R_s$ . Ils sont alimentés par une source triphasée déphasée de  $120^\circ$ . Les enroulements rotoriques sont aussi considérés identiques et déphasés de  $120^\circ$ , de  $N_r$  spires et de résistance  $R_r$  [23].

Les équations mathématiques décrivant la dynamique de la machine tels que les tensions statoriques et rotoriques sont données sous la forme différentielle suivante:

$$V = [R] \frac{dI}{dt} + \frac{d\lambda}{dt} \quad (2.5)$$

Où

$$V = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc} \ V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T$$

$$I = [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc} \ I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^T$$

$$\lambda = [\lambda_{sa} \ \lambda_{sb} \ \lambda_{sc} \ \lambda_{ra} \ \lambda_{rb} \ \lambda_{rc}]$$

$$[R] = \begin{bmatrix} [R_{ss}] & [0] \\ [0] & [R_{rr}] \end{bmatrix}$$

Avec

$$[R_{ss}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [R_{rr}] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$R_s$  Résistance des enroulements du stator.

$R_r$  Résistance des enroulements du rotor.

Les indices s et r sont associés aux grandeurs statoriques et rotoriques respectivement.

Les matrices des résistances du stator et du rotor sont diagonales.

Pour le circuit magnétique, le flux est défini par l'expression suivante:

$$[\lambda] = \begin{bmatrix} \lambda_{sabc} \\ \lambda_{rabc} \end{bmatrix} = [L] \begin{bmatrix} I_{sabc} \\ I_{rabc} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Avec

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \quad [L_{rs}] = [L_{sr}]^T$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix}$$

$$[L_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

$L_{ls}$  et  $L_{ms}$  sont les inductances de fuite et de magnétisation des enroulements statoriques;

$L_{lr}$  et  $L_{mr}$  sont les inductances de fuite et de magnétisation des enroulements rotoriques;

$L_{sr}$  est la matrice des inductances mutuelles entre stator et rotor;

$M$  est l'inductance mutuelle entre le stator et le rotor.

Dans un repère lié au stator, les équations des tensions du moteur à induction en fonction des paramètres s'expriment de la façon suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{sabc} \\ V_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{ss} + P L_{ss} & P L_{sr} \\ P L_{sr}^T & R_{rr} + P L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sabc} \\ I_{rabc} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

P désigne l'opérateur de Laplace.

Le couple est exprimé par l'équation (2.8):

$$T_{em} = pp \begin{bmatrix} I_{sabc} \end{bmatrix}^T \left( \frac{\partial}{\partial \theta_r} \begin{bmatrix} L_{sr} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} I_{rabc} \end{bmatrix} \quad \text{ou} \quad T_{em} = \frac{pp}{2} [I]^T \left( \frac{\partial}{\partial \theta_r} [L] \right) [I] \quad (2.8)$$

Les deux grandeurs mécaniques utiles en sortie d'un moteur sont la vitesse de rotation et le couple utile. Pour une charge à couple et coefficient de frottement constants, l'équation mécanique de l'ensemble moteur-charge est donnée par la formule (2.9):

$$\frac{d}{dt} w_r = \frac{1}{J_m} [T_{em} - T_L - K_f w_r] \quad (2.9)$$

Avec

$W_r$ : La vitesse du moteur;

$T_{em}$ : Le couple électromagnétique;

$J_m$ : Moment d'inertie;

$T_L$ : Couple de charge;

$K_f$ : Coefficient de frottement visqueux.

L'équation fondamentale de la dynamique permet d'expliciter ces deux grandeurs à partir du couple électromagnétique instantané développé par le moteur, de l'inertie des masses en rotation et des frottements.

La connaissance du couple électromagnétique s'avère alors essentielle pour l'étude des moteurs.

Le rendement est donné par l'équation (2.10)

$$\eta = \frac{\text{puissance utile}}{\text{puissance instantané}} = \frac{P_U}{P_a} = \frac{T_L w_m}{P_a} \quad (2.10)$$

#### 2.2.4 Conclusion

La forme non linéaire du système d'équations du modèle ABC/abc rend sa résolution plus complexe. Cette complexité est due principalement aux coefficients des matrices d'état qui dépendent du temps et du couplage des phases du moteur. Toutefois, il représente le modèle le plus complet qui tient compte des phénomènes physiques en fonctionnement.



## 2.3. Méthodes d'estimation non linéaires

On entend par estimation dynamique, l'analyse du déroulement dans le temps du comportement du système à la suite de variations de ses grandeurs d'entrée et de sortie. Autrement dit, c'est la détermination de la façon dont le système répond aux sollicitations auxquelles il est soumis.

Actuellement, il existe une large variété de méthodes d'estimation mais nous ne nous intéressons dans le cadre de ce projet de recherche qu'à l'estimation basée sur l'optimisation. Cet intérêt est dû au fait que le système étudié est complexe, contient plus d'inconnues que d'équations et l'état du système n'est pas entièrement mesurable. Ceci le rend incalculable avec les méthodes classiques d'estimation telles que les méthodes paramétriques et non paramétriques.

### 2.3.1 Estimation par optimisation

La théorie d'optimisation est un cadre mathématique permettant d'interpréter et de résoudre dans les mêmes termes les problèmes d'estimation, en l'occurrence l'optimisation des paramètres et variables du modèle ABC/abc du moteur à induction à rotor à cage d'écureuil et à rotor bobiné pour la mesure *in situ* du rendement.

L'optimisation est définie comme la méthode qui permet le choix d'une variable physique (de décision ou de commande) et l'optimisation d'un critère (physique ou technique) pour l'estimation de la variable «idéale» recherchée. Toutefois, elle doit respecter certaines contraintes intrinsèques et considérations techniques ou théoriques liées aux systèmes étudiés.

### 2.3.1.1 Définition de l'optimisation

L'optimisation est basée principalement sur:

- Un modèle du système étudié: Un modèle mathématique est le premier pas vers une analyse quantitative et qualitative d'un système. Si la modélisation du système étudié est bien faite, les méthodes d'optimisation permettent une meilleure estimation du comportement du système en question. Cependant, l'optimisation est utilisée comme un corollaire mathématique de la modélisation liée à la nature et à la complexité intrinsèque du modèle (structure et nombre de paramètres).
- Un critère d'optimisation: Le critère qu'on optimise peut être une énergie, un coût, une distance par rapport à un état désiré du système (consigne à atteindre) ou toute autre grandeur sur laquelle les variables de commande peuvent influencer.
- Des contraintes: Les variables du modèle et les variables d'état sont liées entre elles par des relations, dites contraintes, soit statiques (bornes admissibles sur les états, limites, etc.), soit dynamiques (équations issues de la physique, etc.).

En général, les points de l'espace de recherche ne peuvent être tous optimaux. Les contraintes permettent de définir ou limiter l'espace de recherche de l'ensemble des solutions.

### 2.3.1.2 Description générale d'un problème d'optimisation

Il s'agit de trouver, dans un ensemble de configurations  $\Psi$ , une configuration  $X'$ , dont le coût est minimal, du problème  $X$  à résoudre [26] [27].

Soit  $F$  la fonction de coût

$$F(X') = \min \{ F(X) \mid X \in \Psi \} \quad (2.11)$$

$X'$  n'est pas obligatoirement unique.

$F$ : Fonction de coût. Elle s'appelle également fonction objectif ou fonction d'erreur.

$\Psi$ : est également appelé l'espace de recherche.

Le passage de la minimisation à la maximisation peut se faire en transformant mathématiquement la fonction à optimiser.

$$\max \{ F(X) \mid X \in \Psi \} = - \min \{ -F(X) \mid X \in \Psi \} \quad (2.12)$$

- Minimum local

Configuration  $X'$  vérifiant:

$$\forall X \in \Psi \text{ on a } F(X') \leq F(X)$$

Voisinage de taille  $\varepsilon$

$$F(X') = \{ X \in \Psi \mid \|X - X'\| < \varepsilon \}$$

- Minimum global: c'est un minimum local dont le coût est le plus minimal des minima locaux.

Dans la pratique, on s'aperçoit que la difficulté d'optimisation ne se limite pas juste dans le choix des algorithmes de recherche de minima, mais aussi dans la conception d'une

architecture de programme adaptée au système que l'on optimise. Il faut, en effet, que le passage du modèle à la mise en œuvre informatique se fasse en tenant compte des aspects nécessaires du fonctionnement du système modélisé.

### **2.3.1.3 Difficulté de l'identification par optimisation**

La première difficulté liée à l'optimisation réside dans le fait qu'il faut considérer les phénomènes dynamiques et statiques du système étudié, afin d'exploiter toutes les informations possibles. Pour des systèmes complexes, cette information est essentielle pour une meilleure estimation. Elle est souvent plus génératrice d'optimalité que la méthode d'optimisation numérique en soi.

La méthode d'optimisation à adopter peut dépendre de plusieurs facteurs:

- a. La fonction à optimiser est linéaire ou non linéaire;
- b. L'existence ou non des contraintes;
- c. Les paramètres du modèle mathématique changent ou varient en fonction du temps.

Dans le cas de l'optimisation des paramètres des systèmes non linéaires, certains mathématiciens confirment que la qualité des paramètres estimés par les méthodes non linéaires d'optimisation dépend notamment de la puissance et de la robustesse de l'algorithme utilisé [28]. Ces méthodes contribuent à compenser les erreurs entre les grandeurs estimées et celles mesurées. Cependant, elles sont confrontées à de nombreuses difficultés numériques qui compliquent davantage leur utilisation. Les principaux problèmes rencontrés lors de l'utilisation de ces méthodes sont:

- L'interdépendance des paramètres: le changement de la valeur d'un paramètre peut être compensé par la modification d'autres paramètres, entraînant ainsi des solutions équivalentes en termes de valeur du critère d'optimisation;
- La faible sensibilité de la fonction objectif à la modification de certains paramètres; ce cas se produit proche des régions planes de la surface de réponse;
- La présence de points de l'espace où la fonction d'erreur n'est pas différentiable et la structure de la surface de réponse n'est ni convexe ni concave;
- La présence d'optima locaux ou également l'existence de plusieurs zones de convergence.

#### **2.3.1.4 Estimation par optimisation des paramètres du moteur à induction**

L'optimisation des paramètres d'un modèle non linéaire du moteur à induction a pour but de trouver l'ensemble des paramètres qui modélisent le comportement réel du fonctionnement du moteur. La similitude entre le comportement du modèle estimé et du modèle réel étant quantifiée par le critère (FONCTION OBJECTIF), servant à l'optimisation des paramètres et des variables du moteur en fonctionnement.

L'application d'une telle approche exige à la fois, le choix d'un critère de qualité, d'une méthode d'estimation des paramètres, ainsi que l'obtention d'une série d'échantillons de données mesurées à partir du moteur.

Idéalement, le vecteur des paramètres du modèle du moteur à induction à identifier est une caractéristique intrinsèque de ce dernier. Le moteur réel réagit en effet d'une façon spécifique suite à une excitation donnée. On s'attend à ce que le vecteur de paramètres ne varie pas suite à des changements de la fonction objectif ou de la technique

d'optimisation. Le modèle utilisé pour l'estimation par optimisation reste un modèle mathématique qui contient des inexactitudes intrinsèques. La précision de l'estimation dépend du choix de la fonction objectif, de la méthode ou algorithme d'optimisation et de la qualité de l'acquisition des données [28].

La précision globale de la méthode est limitée par la capacité de fournir des paramètres acceptables et stables.

### **2.3.2 Les différentes stratégies d'optimisation**

Les différentes stratégies spatiales de recherche d'un optimum permettent de répartir les algorithmes d'optimisation en deux grandes catégories; continue et combinatoire. La classification des méthodes d'optimisation dépend de l'algorithme utilisé et de la modélisation du problème physique. On distingue :

- Les algorithmes déterministes et les algorithmes stochastiques ;
- Les algorithmes de recherche locale et les algorithmes de recherche globale ;
- Les algorithmes d'optimisation locale et les algorithmes d'optimisation globale.

Les algorithmes d'optimisation locale sont définis comme des algorithmes qui restent piégés par le premier optimum rencontré, et ne permettent pas d'obtenir une solution proche de l'optimum global en raison de la grande cardinalité de l'espace de recherche.

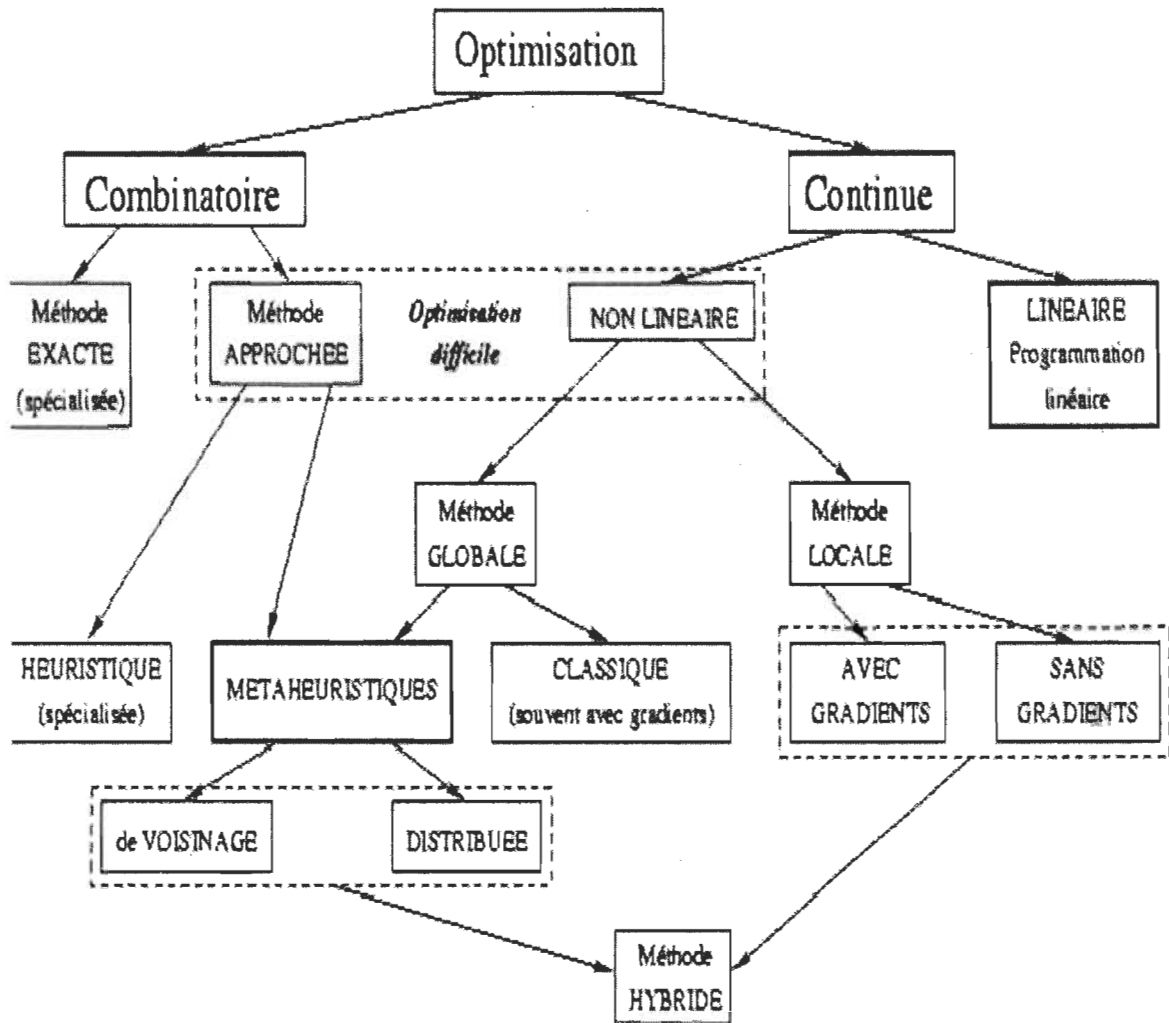


Figure 2.6: Classification générale des méthodes d'optimisation

Les algorithmes d'optimisation globale se caractérisent par le fait qu'ils ne sont pas sensibles aux minima locaux et permettent d'obtenir une solution proche de l'optimum global.

Généralement, les méthodes d'optimisation s'arborescent de deux catégories citées précédemment: continues et combinatoires (Fig. 2.6).

### 2.3.3 Optimisation combinatoire

Les méthodes combinatoires utilisent généralement des approches stochastiques d'échantillonnage (qui font appel à des tirages aléatoires pour mieux explorer l'espace de recherche des paramètres à estimer) pour générer le vecteur de paramètres. Ce même vecteur sert ensuite de point de départ à des méthodes locales d'optimisation. On peut utiliser par exemple une méthode de recherche au hasard de type Monte-Carlo avec la méthode du Simplex et la méthode du Gradient Conjugué.

Le problème de l'optimisation combinatoire revient à la détermination d'un espace de recherche fini ou dénombrable, mais énumérable en un temps raisonnable, puisque la taille de l'espace de recherche exigée est très grande.

Les méthodes approchées métaheuristiques à algorithmes évolutionnaires constituent une intersection entre les méthodes combinatoires et les méthodes globales non linéaires continues d'optimisation. Ces techniques sont connues essentiellement pour leur potentiel en tant que méthodes d'optimisation stochastiques, et représentent la formulation informatique de la théorie de l'évolution selon Darwin.

Les algorithmes évolutionnaires correspondent à l'ensemble des techniques fondées sur la dite théorie. Ils sont souvent confondus avec les algorithmes génétiques qui sont en réalité un cas particulier des algorithmes évolutionnaires. On trouve aussi les stratégies d'évolution et l'évolution différentielle. Le principe de base de ces algorithmes est de copier le comportement de populations d'êtres vivants, qui s'adaptent à leur environnement à l'aide de phénomènes comme la sélection naturelle et l'héritage génétique. La version informatique de ce modèle naturel est suffisamment simplifiée.

Le point commun de ces méthodes est qu'elles sont fondées sur la manipulation d'une population artificielle, qui peut être les points d'un espace de recherche par exemple.



L'évolution de cette population est simulée grâce à des opérations aléatoires de deux types:

- La sélection des bons individus d'une population qui peuvent générer des descendants. Elle est basée sur la performance des individus vis-à-vis ce qu'on cherche (dans le cas d'une maximisation d'une fonction, la performance est la fonction elle-même).
- Les opérateurs génétiques, généralement, croisement et mutation, qui produisent de nouveaux individus dans la population.

Ces opérations sont répétées itérativement, souvent sous forme de générations, jusqu'à ce que la population converge. Si cette boucle est correctement calibrée, le processus stochastique associé converge vers la solution désirée qui est l'optimum global d'une fonction.

L'avantage de ces méthodes est lié au fait qu'elles représentent des outils d'optimisation adaptés à des problèmes complexes et irréguliers. Cependant le temps de calcul représente le coût à payer car la recherche est faite par tâtonnement aléatoire dirigé. Ce qui explique leur association à d'autres algorithmes afin d'accélérer la convergence.

### **2.3.4 Optimisation continue non linéaire**

Les méthodes continues linéaires d'optimisation consistent à minimiser (ou maximiser) une fonction linéaire de  $n$  variables, réelles non négatives, sur un ensemble de  $m$  inégalités linéaires. Ces inégalités définissent les contraintes du problème. On utilise les algorithmes directs, récursifs et itératifs des moindres carrés.

Directes	→ LS: Moindres carrés ( <i>Least Square</i> )
Récurrentes	→ RLS: Moindres carrés récurrents
Itératives	→ LMS: Moindres carrés linéaires ( <i>Least Mean Square</i> )

Les méthodes locales non linéaires d'optimisation se basent sur un déroulement itératif. On commence d'un point de l'espace des paramètres, et on se déplace dans une direction qui améliore continuellement la valeur de la fonction d'erreur jusqu'à ne plus pouvoir générer d'amélioration. Le vecteur des paramètres ainsi estimé correspond alors à l'optimum de la fonction. Dans ce cas, l'identification par optimisation peut se faire par application des méthodes directes ou de gradient.

#### **2.3.4.1 Méthodes directes d'optimisation**

Les méthodes directes testent différents points de l'espace des paramètres. À partir d'un vecteur initial de ces derniers, on choisit un pas de recherche et une direction pour effectuer des déplacements dans cet espace et on calcule la valeur de la fonction d'erreur au nouveau point. Le processus continue à partir de ces nouveaux paramètres. Sinon, on choisit une nouvelle direction à partir de ce même point.

De nombreuses méthodes directes d'optimisation existent dans la littérature.

- Simplex (Nelder et Mead, 1965);
- La méthode du *Pattern Search* ou PS (Hooke et Jeeves, 1961);
- La méthode 'pas à pas' (Michel, 1989) et (Nascimento, 1995).

Les algorithmes de recherche directe sont recommandables aux problèmes où les gradients ne sont pas disponibles ou difficiles à évaluer. Ils sont caractérisés par une

facilité d'utilisation mais aussi d'une lente convergence, ce qui s'avère inapproprié pour notre application.

#### 2.3.4.2 Méthodes du gradient

Quant aux méthodes du gradient (la dérivée première de la fonction d'erreur par rapport aux paramètres à estimer), elles utilisent le gradient de la fonction d'erreur pour la recherche de la direction d'évolution du vecteur paramètres dans l'espace.

Le principe de ces méthodes d'optimisation consiste à modifier le vecteur paramètres durant un pas de calcul donné suivant une direction fixée par le gradient.

$$\underline{\theta} = \underline{\theta}_{k-1} - \eta_{k-1} \underline{P}_{k-1} \quad \text{avec} \quad \underline{P}_{k-1} = \underline{R}_{k-1} \underline{g}_{k-1} \quad (2.13)$$

$\underline{\theta}$  : vecteur des paramètres

$\eta_{k-1}$  : pas de calcul

$\underline{P}_{k-1}$  : vecteur direction

$\underline{g}_{k-1}$  : vecteur gradient

$\underline{R}_{k-1}$  : matrice de direction

Les méthodes les plus efficaces dans cette catégorie sont celles qui utilisent le Hessien de la fonction d'erreur (la matrice des dérivées partielles du second ordre de la fonction d'erreur par rapport aux paramètres) pour déterminer la direction de l'évolution de la recherche du vecteur paramètres optimal à la minimisation de la fonction d'erreur.

Les méthodes d'optimisation continues non linéaires se divisent en deux grandes parties, les méthodes à approches générales et les méthodes des moindres carrés non linéaires.

*a) Méthodes à approches générales*

On trouve spécialement la méthode de la descente la plus rapide, la méthode de Newton, la méthode de Quasi-Newton et la méthode du Gradient Conjugué (*Steepest Descent*, Newton, Quasi-Newton et *Conjugate Gradient*) [28].

**La méthode de la descente la plus rapide** est la plus vieille et la plus simple méthode d'optimisation. Actuellement, elle est plus importante dans la théorie que dans la pratique comparativement à d'autres méthodes. Dans cette méthode, la matrice de direction est supposée égale à la matrice identité.

$$\underline{\theta} = \underline{\theta}_{k-1} - \eta_{k-1} \underline{g}_{k-1} \quad (2.14)$$

La direction de recherche de l'optimum de la fonction d'erreur se fait à l'opposé de la direction du gradient de sorte que la fonction d'erreur diminue à chaque itération. Dans chaque itération, le minimum cherché dans la direction opposée de celle du gradient est orthogonal à la direction précédente.

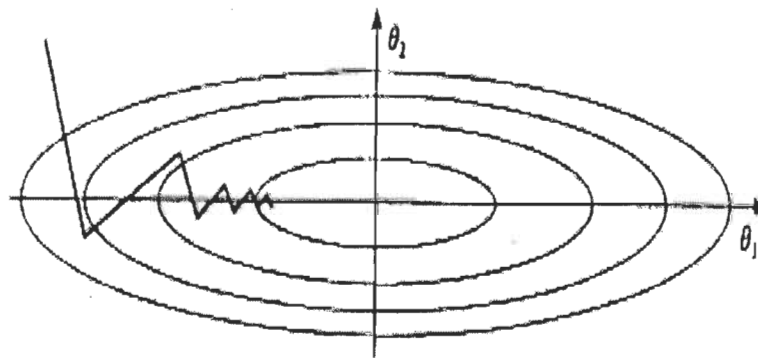


Figure 2.7: Comportement typique de la descente la plus rapide

La méthode de la descente la plus rapide est caractérisée par une facilité d'emploi, une complexité linéaire et surtout par la non exigence de la dérivée de second ordre. Mais,

elle est de convergence lente, sensible à la variation des paramètres à estimer et requiert généralement un nombre très élevé d'itérations pour la résolution des problèmes linéaires d'optimisation.

**La méthode de Newton Raphson** [29] suppose que la matrice de direction est l'inverse du Hessien

$$\underline{\theta} = \underline{\theta}_{k-1} - \eta_{k-1} H_{k-1}^{-1} \underline{g}_{k-1} \quad (2.15)$$

Dans la méthode classique de Newton, le pas de calcul est fixé à 1, mais dans le cas des problèmes non linéaires, l'optimum ne peut être trouvé pour une itération singulière. Alors, pour être appliquée aussi bien pour les problèmes non linéaires que linéaires, la méthode révisée de Newton détermine le pas de calcul par une recherche linéaire, et le Hessien est remplacé par une matrice définie positive. Cette méthode exige le calcul de la dérivée seconde de la fonction non linéaire d'erreur.

Les complexités rencontrées avec l'utilisation de la méthode de Newton sont liées au calcul de l'inversion de la matrice Hessien (complexité cubique), et à la capacité de mémoire des calculateurs à stocker la matrice Hessien à chaque pas de calcul (complexité quadratique). Par contre, elle se caractérise par une convergence très rapide pour les problèmes d'optimisation non linéaires. Elle est moins sensible aux variations linéaires du vecteur paramètres et elle est connue comme étant la meilleure méthode de résolution des petits problèmes d'optimisation.

**La méthode de Quasi Newton** peut être utilisée quand la matrice Hessien est difficile à évaluer ou son évaluation exige un temps énorme de calcul [28]. Au lieu d'évaluer le Hessien à chaque point, cette méthode l'approxime par une accumulation graduelle d'information sur le gradient des itérations précédentes. Donc à chaque itération, l'algorithme évalue lui-même les paramètres à estimer et la matrice Hessien.

$$\underline{\theta} = \underline{\theta}_{k-1} - \eta_{k-1} \underline{H}_{k-1}^{-1} \underline{g}_{k-1} \quad (2.16)$$

$\underline{H}_0 = \underline{I}$  On commence la recherche de l'optimum dans la direction opposée du gradient de la fonction d'erreur.

En appliquant la formule de BFGS [30], on trouve:

$$\hat{\underline{H}}_k^{-1} = \left( I - \frac{\Delta \underline{\theta}_{k-1} \Delta \underline{g}_{k-1}^T}{\Delta \underline{\theta}_{k-1}^T \Delta \underline{g}_{k-1}} \right) \hat{\underline{H}}_{k-1}^{-1} \left( I - \frac{\Delta \underline{\theta}_{k-1} \Delta \underline{g}_{k-1}^T}{\Delta \underline{\theta}_{k-1}^T \Delta \underline{g}_{k-1}} \right)^T + \frac{\Delta \underline{\theta}_{k-1} \Delta \underline{g}_{k-1}^T}{\Delta \underline{\theta}_{k-1}^T \Delta \underline{g}_{k-1}} \quad (2.17)$$

Ce qui donne

$$\hat{\underline{H}}_k = \hat{\underline{H}}_{k-1} + \underline{Q}_{k-1} \quad \text{ou} \quad \hat{\underline{H}}_k^{-1} = \hat{\underline{H}}_{k-1}^{-1} + \tilde{\underline{Q}}_{k-1} \quad (2.18)$$

Dans le cas de la méthode Quasi Newton, les complexités rencontrées sont aussi liées au calcul de l'inversion de la matrice Hessien, et de la capacité des mémoires des calculateurs à stocker la matrice Hessien à chaque pas de calcul. Par contre, elle se caractérise par une convergence rapide, ne requiert pas de dérivée seconde de la fonction d'erreur et nécessite un nombre fini d'itérations pour la solution des problèmes linéaires d'optimisation. La différence par rapport à la méthode citée dans le paragraphe ci-dessus, est qu'elle est sensible aux variations linéaires du vecteur paramètres.

**Quant à la méthode du Gradient Conjugué**, elle a été conçue initialement pour minimiser les fonctions quadratiques convexes, mais plus tard, elle a été adaptée pour être appliquée aux cas généraux [28] [31].

La première itération de l'algorithme du Gradient Conjugué est semblable à celle de la descente la plus rapide, mais les directions successives de recherche de l'optimum, de la fonction d'erreur quadratique convexe générale, sont posées de sorte qu'elles forment un ensemble de vecteurs mutuellement conjugués en tenant compte de la matrice Hessien définie positive.

L'algorithme du gradient conjugué peut être décrit comme suit:

$$\underline{\theta} = \underline{\theta}_{k-1} - \eta_{k-1} \underline{P}_{k-1} \quad (2.19)$$

Avec

$$\underline{P}_{k-1} = \underline{g}_{k-1} + \beta_{k-1} \underline{P}_{k-2} \quad (2.20)$$

$\beta_{k-1}$  est un facteur qui distingue différents gradients conjugués. Il représente la connaissance reportée des itérations précédentes.

D'après Fletcher et Reeves:

$$\beta_{k-1} = \frac{\underline{g}_{k-1}^T \underline{g}_{k-1}}{\underline{g}_{k-2}^T \underline{g}_{k-2}} \quad (2.21)$$

Considérant que le taux de convergence de la méthode de descente la plus rapide dépend des valeurs propres du Hessien, la convergence du Gradient Conjugué dépend de la matrice entièrement. Une convergence plus rapide est prévue quand les valeurs propres sont groupées. Arithmétiquement, la convergence doit être obtenue à  $n$  itérations. Mais particulièrement, si la matrice Hessien a  $M$  ( $M$  plus petit que  $n$ ) valeurs propres distinctes, la convergence exige  $M$  itérations.

#### ***b) Méthodes des moindres carrés non linéaires.***

Les deux méthodes suivantes font partie des méthodes continues des moindres carrés non linéaires à résolution quadratique. Gauss-Newton et Levenberg-Marquardt sont les algorithmes les plus utilisés dans cette catégorie (Gauss-Newton & Levenburg-Marquardt) [32] [33] [34].

Résoudre un problème donné avec la méthode des moindres carrés non linéaires revient à chercher un vecteur de paramètres qui optimise le carré de la fonction d'erreur dans un espace de dimension fixée par le nombre de paramètres à estimer.

$$V(\underline{\theta}) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N f^2(i, \underline{\theta}) \quad (2.22)$$

Sous forme vectorielle, le vecteur peut être écrit sous la forme suivante:

$$V(\underline{\theta}) = \frac{\underline{f}^T \underline{f}}{2} \quad \text{avec} \quad \underline{f} = [f(1, \theta) \ f(2, \theta) \ \dots \ f(N, \theta)]^T \quad (2.23)$$

Le gradient est défini par

$$g_j = \frac{\partial V(\underline{\theta})}{\partial \theta_j} = \sum_{i=1}^N f(i) \frac{\partial f(i)}{\partial \theta_j} \quad (2.24)$$

Le Jacobien est donné par

$$\underline{J} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f(1)}{\partial \theta_1} & \dots & \frac{\partial f(1)}{\partial \theta_n} \\ \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial f(N)}{\partial \theta_1} & \dots & \frac{\partial f(N)}{\partial \theta_n} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Le gradient peut être écrit comme suit:

$$\underline{g} = \underline{J}^T \underline{f} \quad (2.26)$$

Le Hessien est donné par

$$\underline{H} = \underline{J}^T \underline{J} + \sum_{i=1}^N f(i) \underline{T}(i) \quad \text{avec} \quad T_{ji} = \frac{\partial^2 f(i)}{\partial \theta_j \partial \theta_i} \quad (2.27)$$

$$\underline{H} = \underline{J}^T \underline{J} + \underline{S} \quad (2.28)$$



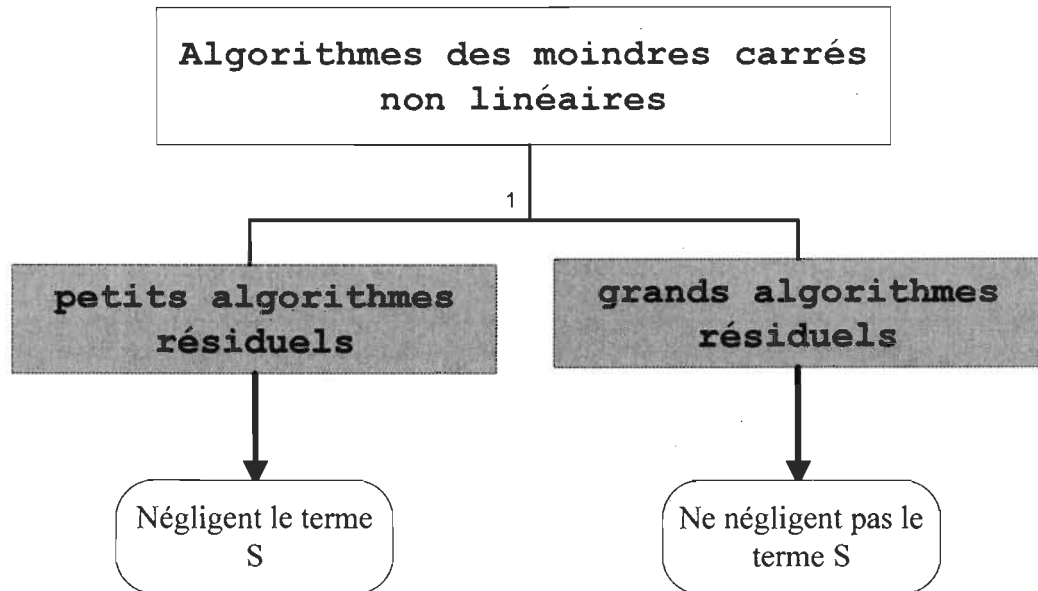


Figure 2.8 Algorithmes des moindres carrés non linéaires

### Gauss Newton

Gauss Newton est une généralisation multidimensionnelle de la méthode de Newton Raphson. Elle constitue en fait une version des moindres carrés non linéaires de la méthode de Newton générale.

Puisque le gradient  $\underline{g} = \underline{J}^T \underline{f}$  et le Hessien  $\underline{H} \cong \underline{J}^T \underline{J}$ , l'algorithme de Gauss Newton peut s'écrire comme suit:

$$\underline{\theta} = \underline{\theta}_{k-1} - \eta_{k-1} (\underline{J}_{k-1}^T \underline{J}_{k-1})^{-1} \underline{J}_{k-1}^T \underline{f}_{k-1} \quad (2.29)$$

### Levenberg-Marquardt

La méthode de Levenberg-Marquardt est une version modifiée de l'algorithme de Gauss Newton où un terme a été ajouté pour optimiser la méthode de Gauss Newton.

$$\underline{\theta} = \underline{\theta}_{k-1} - \eta_{k-1} (\underline{J}_{k-1}^T \underline{J}_{k-1} + \alpha_{k-1} I)^{-1} \underline{J}_{k-1}^T \underline{f}_{k-1} \quad (2.30)$$

Avec

$\alpha$  est la diagonale de  $(\underline{J}_{k-1}^T \underline{J}_{k-1})$  ( $\alpha$  très faible)

$$\alpha_k = \alpha_{k-1} - h$$

$$h = [\underline{J}_{k-1}^T \underline{J}_{k-1} + \alpha_{k-1} I]^{-1} \underline{J}_{k-1}^T \underline{f}_{k-1}$$

L'inverse de la matrice n'est pas explicite, mais on cherche la direction comme suit:

$$(\underline{J}_{k-1}^T \underline{J}_{k-1} + \alpha_{k-1} I) \underline{h} = -\underline{J}_{k-1}^T \underline{f}_{k-1} \quad (2.31)$$

Si le critère d'optimisation est obtenu, on passe au point de calcul suivant, sinon, on double la valeur de  $\alpha$  et on recommence le calcul pour le même point.

Pour des petites valeurs de  $\alpha_{k-1}$ , l'algorithme se rapproche de celui de Gauss Newton.

Pour les grandes valeurs de  $\alpha_{k-1}$ , il se rapproche de la méthode de la descente la plus rapide.

La méthode de Levenberg-Marquardt est décrite et discutée dans de nombreux articles d'analyse numérique [33] [35].

Les algorithmes des deux dernières méthodes sont en fait fondés sur la même idée: à partir d'un ensemble de paramètres initiaux, le procédé converge itérativement dans l'espace des paramètres. À chaque itération, deux éléments sont calculés:

- a) La direction dans laquelle on progresse dans l'espace des paramètres;
- b) Le pas de progression.

Les méthodes de Levenberg-Marquardt et de Newton diffèrent dans le calcul de ces deux éléments.

Levenberg-Marquardt utilise des techniques qui permettent une recherche déterministe dans l'espace des solutions à partir de la fonction d'erreur et de sa dérivée première, la dérivée première peut être estimée numériquement, de même que la dérivée seconde. Il exploite une forme particulière de la fonction d'erreur pour estimer la dérivée seconde à partir des expressions des dérivées premières [36].

Pour remédier au problème des conditions initiales, il faut générer l'estimé nécessaire à la méthode de Newton par la méthode du gradient. Les avantages de ces deux méthodes peuvent être condensés dans une seule, l'algorithme de LM présente ces avantages. Ce dernier traite les problèmes des modèles non linéaires et sert à minimiser la forme quadratique de la fonction de l'erreur à l'intérieur d'une sphère. Cet algorithme converge généralement après quelques itérations vers une solution précise. Il nécessite le calcul approché de la matrice hessienne à chaque itération et il est fiable même avec des conditions initiales peu précises [37].

Malheureusement, ces méthodes d'optimisation ne garantissent qu'une convergence locale; pour des espaces de topologie complexe, où de nombreux minima locaux existent, cela pourra poser problème. De même, le fait que la convergence soit locale, implique que les paramètres initiaux, utilisés lors de la première itération de l'algorithme, sont cruciaux: si ces paramètres ne sont pas dans le voisinage de la solution globale, il est possible que l'algorithme reste bloqué sur un minimum local et ne converge pas vers la solution globale.

### **2.3.5 Conclusion**

Parmi les problèmes majeurs de l'optimisation non linéaire est celui de la dépendance aux conditions initiales des paramètres à estimer. Cela dépend évidemment de la précision des grandeurs mesurées, et à la robustesse et la précision de l'algorithme de minimisation utilisé. LM se différencie par ses avantages par rapport à d'autres algorithmes d'optimisation. L'identification par optimisation non linéaire, utilisant alors l'algorithme de Levenberg-Marquardt présente un avantage accru par rapport à d'autres méthodes citées dans ce rapport.

## **Chapitre 3**

# **ESTIMATION DES PARAMÈTRES DU MODÈLE DU MOTEUR ASYNCHRONE POUR LA MESURE *IN SITU* NON INTRUSIVE DU RENDEMENT ÉLECTROMAGNÉTIQUE**

L'évaluation des paramètres du moteur à induction requiert une modélisation adéquate, suivie d'une méthode d'estimation appliquée à cette dernière. C'est ce que nous allons expliquer dans ce chapitre.

### **3.1 Modélisation du moteur à induction**

L'étude du comportement du moteur asynchrone, nécessite l'élaboration d'un modèle fidèle aux objectifs et hypothèses de notre projet de recherche.

Contrairement aux régimes établis, les régimes transitoires sont très présents et très contraignants pour les applications industrielles. Durant les régimes transitoires, même pour les moteurs directement liés aux réseaux triphasés, le courant appelé et le couple sont difficilement maîtrisables pour les raisons suivantes:

- Le courant dépasse souvent largement sa valeur nominale. Il peut être nuisible pour le moteur et son environnement.

- Le couple peut fluctuer de manière importante et conduire à des instabilités du système.

L'analyse que nous allons conduire nécessite que le modèle du moteur soit utilisable aussi bien en régime statique que dynamique dans le but d'extraire le maximum d'information nécessaire à l'estimation des paramètres.

Le modèle par phase est simple, permet la séparation des pertes de puissance, mais il n'est valide que pour des points spécifiques de fonctionnement. L'utilisation de ce modèle écarte systématiquement la possibilité de fonctionnement du moteur durant le régime transitoire. Ce dernier peut être causé par des perturbations dans le réseau d'alimentation du moteur ou par la variation de la charge mécanique du moteur.

Les modèles dqo et de Ghani tiennent compte des régimes statique et dynamique. Leurs systèmes d'équations différentielles linéaires facilitent leur utilisation. Cette qualité est obtenue en adaptant des simplifications et des hypothèses sur le fonctionnement du moteur asynchrone. Ces hypothèses limitent l'utilisation de ces derniers à des applications équilibrées dont la saturation du circuit magnétique, l'hystérésis, les courants de Foucault, la variation des résistances avec la température et l'effet de peau sont négligeables.

Le modèle ABC/abc modélise les régimes statique et dynamique du moteur à induction. Il représente le comportement global du moteur en tout point de fonctionnement. Son inconvénient majeur réside dans son système d'équations non linéaires, qui, malgré le développement des méthodes numériques de calcul, présente une utilisation plus lourde dû au couplage des phases du moteur.

Les figures 4.1 à 4.12 du Chapitre 4 montrent les résultats de simulation de ces différents modèles d'un moteur asynchrone triphasé. Ces résultats de simulation, tout comme les

études théoriques, montrent que le modèle ABC/abc est valable pour les régimes statique et dynamique, tient compte de toutes les sources de perturbations possibles et permet de modéliser les phénomènes électriques, mécaniques et thermiques.

Le choix de ce modèle dans la suite des travaux, pour la mesure *in situ* du rendement, est basé principalement sur les avantages cités ci-dessus. Toutefois, il faut noter que ce modèle se distingue par rapport aux autres modèles au niveau de la complexité de son système d'équations différentielles non linéaires. Cette complexité entravera la possibilité de la simulation en temps réel pour l'identification des paramètres.

### **3.2 Approche de la mesure *in situ* non intrusive du rendement**

Les méthodes de mesure du rendement se classent en deux catégories, celles qui utilisent des mesures directes du couple ou de la puissance de sortie et celles qui utilisent des méthodes indirectes pour l'évaluation de ces derniers.

La méthode d'évaluation du rendement proposée dans ce travail se base sur la méthode de couple d'entrefer vue dans la section 2.1 du chapitre « Revue de littérature ». Contrairement aux méthodes directe et indirecte de la mesure du couple d'entrefer, notre méthode se base sur l'estimation des paramètres, variables et courants du modèle ABC/abc du moteur à induction.

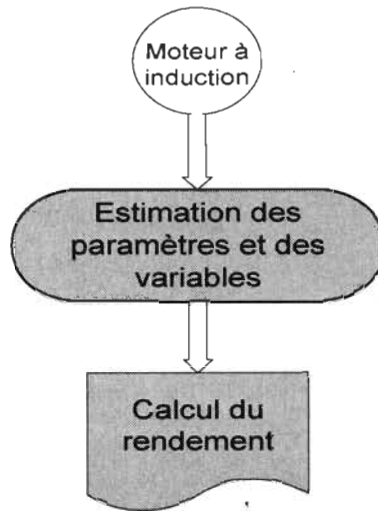


Figure 3.1: Principe de base de l'estimation du couple du moteur

En fait, après avoir identifié les paramètres électriques et les variables non mesurables du moteur à induction, la détermination du couple se déduit indirectement à partir de l'équation (2.8).

### **3.3 Estimation des paramètres du modèle ABC/abc du moteur à induction**

Le principe de base d'estimation des paramètres du moteur à induction avec les méthodes d'estimation est décrit par la figure 3.2



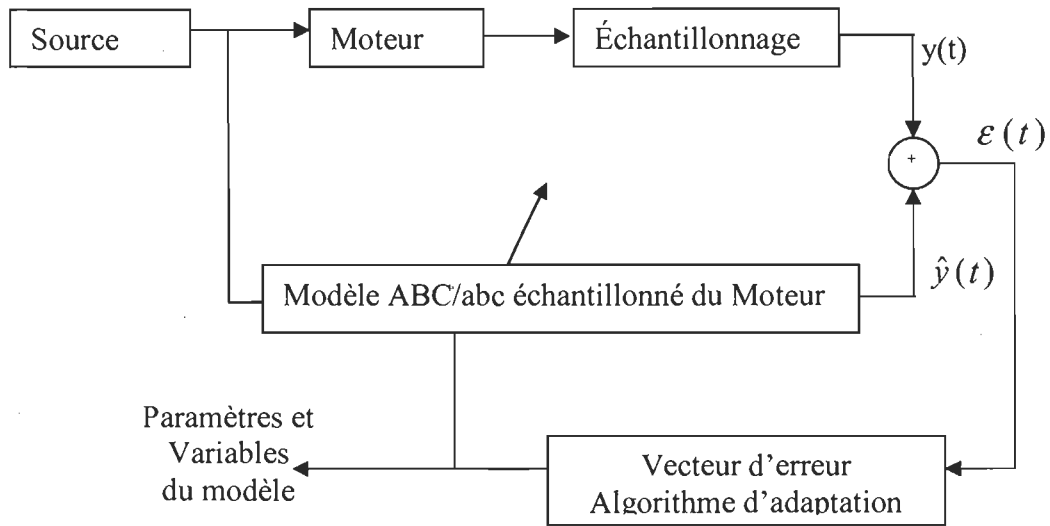


Figure 3.2: Principe d'estimation des variables du modèle

Les méthodes conventionnelles d'estimation des paramètres nécessitant la connaissance complète de l'état, ne sont pas applicables à ce genre de problème, à cause :

- Du nombre élevé d'inconnues à déterminer simultanément pour l'évaluation du couple;
- De l'état qui n'est pas entièrement mesurable et dont la connaissance est nécessaire pour la détermination du rendement. Ceci augmente davantage le nombre d'inconnues à estimer.
- De la non linéarité du système d'équations qui modélise le moteur.

L'application des méthodes conventionnelles de l'estimation des paramètres rencontre des difficultés vis-à-vis la détermination à la fois des paramètres et des variables du moteur à induction. Ces difficultés nous ont poussés à s'orienter vers l'estimation par optimisation.

### 3.3.1 Estimation par optimisation

L'estimation par optimisation des paramètres et variables du moteur à induction se déroule en deux étapes (figure 3.3) :

- 1) Estimation des paramètres électriques et des courants du rotor;
- 2) Estimation des paramètres mécaniques en se basant sur les premiers estimés.

Nous n'allons aborder, dans le cadre de ce projet de recherche, que le premier point; L'estimation des paramètres mécaniques pourra faire l'objet d'un projet de recherche ultérieur.

En exploitant seulement les formes d'ondes des courants du stator, des tensions d'alimentation et de la vitesse mécanique, accessibles à la mesure, nous allons estimer les paramètres électriques et les courants du rotor du moteur à induction.

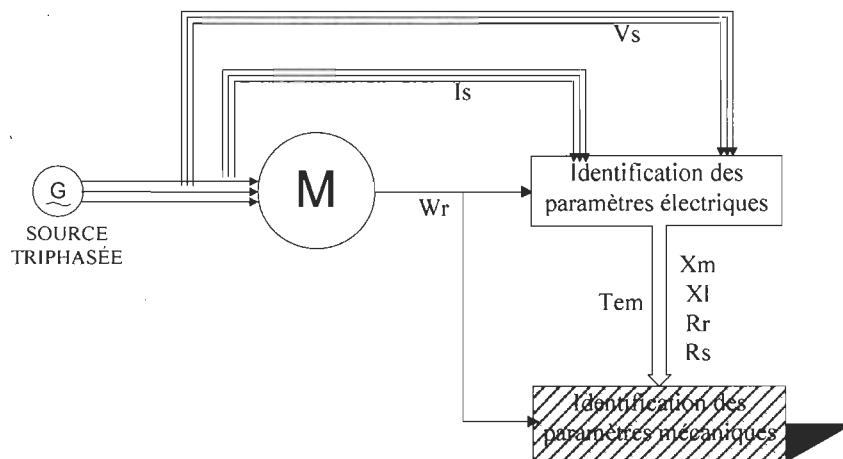


Figure 3.3: Principe de base d'estimation des paramètres du moteur

L'estimation du rendement *in situ* du moteur à induction, via l'estimation des paramètres est un problème non linéaire dont l'état n'est pas entièrement mesurable. Ces contraintes rendent l'utilisation des méthodes linéaires d'optimisation inapplicables ou insuffisantes pour l'estimation à la fois et des paramètres et de l'état du système.

Dans ce qui suit, nous avons utilisé la méthode des moindres carrés non linéaires, car nous avons constaté par plusieurs essais l'efficacité de cette dernière à comparer aux méthodes qui requièrent la connaissance complète de l'état du système tel que :

- Filtre de Kalman étendu;
- Moindres carrés linéaires;
- Moindres carrés récurrents;
- Algorithmes génétiques.

Les résultats d'estimation obtenus en appliquant ces dernières ne seront pas présentés dans ce travail [16] [18] [20] [38] [39]. Le principe de la méthode de l'algorithme génétique est décrit dans la section 2.1 du chapitre 2.

L'optimisation regroupe des techniques qui permettent de chercher les minima ou les maxima de fonctions ou de système de fonctions d'erreur. Dans le cas de l'estimation des paramètres du modèle ABC/abc du moteur asynchrone, la minimisation quadratique de cette fonction est équivalente à la résolution du système avec la méthode des moindres carrés non linéaires.

En fait, la méthode consiste à estimer un vecteur de variables qui minimise une certaine fonction d'erreur [39]. L'erreur est une fonction des paramètres à estimer. L'estimation est faite d'une manière itérative durant les régimes transitoires et permanent ou seulement le régime permanent dans le cas où le démarrage du moteur n'est pas accessible. L'estimation des paramètres se fait hors ligne grâce à un échantillonnage des variables du moteur lors de l'acquisition des données.

Cette fonction d'erreur, doit être différentiable. La contrainte essentielle réside dans le fait que les variables doivent se trouver dans une plage de valeurs proches des valeurs du moteur dans un état neuf telles que :

- Les données de la plaque signalétique ou
- Les données du constructeur ou
- Les données par les normes internationales de mesure comme IEEE 112B, JEC ou IEC

Il s'agit de restreindre le champ où se trouvent toutes les solutions possibles dans un espace de  $n$  dimensions,  $n$  est le nombre de paramètres électriques à déterminer en premier lieu.

D'autre part, le choix d'algorithmes de calcul appropriés influence considérablement l'évaluation des optimums de la fonction d'erreur. Ces derniers risquent de converger vers les optima locaux vu la complexité du système.

Pour appliquer notre choix de méthode, nous disposons d'observations représentant les mesures expérimentales des courants du stator, du rotor (dans le cas du moteur à rotor bobiné), des tensions ainsi que de la vitesse. Ces observations permettent d'estimer les paramètres intervenant dans les termes non linéaires des équations. Le problème se ramène à la détermination du:

- Vecteur d'erreur;
- Critère de minimisation;
- Conditions initiales;
- Algorithme de minimisation.

### 3.3.1.1 Vecteur d'erreur

L'utilisation de la méthode des moindres carrés non linéaires impose que le nombre d'inconnues soit inférieur ou égal au nombre de fonctions d'erreur. Dû aux contraintes imposées par la mesure *in situ* du rendement non intrusive, la détermination du vecteur d'erreur ne peut être que la différence entre les grandeurs mesurées et celles estimées :

- Des trois phases du courant du stator;
- De la puissance instantanée à l'entrée calculée à partir des courants mesurés et estimés.

Cette manière de procéder ne permet pas d'apporter des corrections sur l'estimation des grandeurs rotoriques. Cependant, dans le cas d'un moteur à rotor bobiné, ce vecteur peut être la différence entre les courants du stator (mesurés et estimés) et les courants du rotor (mesurés et estimés). Ce dernier cas permettra une meilleure précision du fait de la correction simultanée des variables rotoriques et statoriques.

À partir de l'équation (2.7), il faut exprimer le vecteur courant en fonction des paramètres et des tensions des trois phases d'alimentation du stator qui représente l'entrée de notre modèle à estimer.

$$\begin{bmatrix} V_{sabc} \\ V_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sabc} \\ I_{rabc} \end{bmatrix} + p \left( \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{sr}^T & L_{rr} \end{bmatrix} \right) * \begin{bmatrix} I_{sabc} \\ I_{rabc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{sr}^T & L_{rr} \end{bmatrix} * p \left( \begin{bmatrix} I_{sabc} \\ I_{rabc} \end{bmatrix} \right) \quad (3.1)$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{p} \begin{pmatrix} \mathbf{I}_{sabc} \\ \mathbf{I}_{rabc} \end{pmatrix} = & - \left( \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{ss} & \mathbf{L}_{sr} \\ \mathbf{L}_{sr}^T & \mathbf{L}_{rr} \end{bmatrix} \right)^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{R}_s & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_r \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{I}_{sabc} \\ \mathbf{I}_{rabc} \end{pmatrix} - \left( \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{ss} & \mathbf{L}_{sr} \\ \mathbf{L}_{sr}^T & \mathbf{L}_{rr} \end{bmatrix} \right)^{-1} \mathbf{p} \begin{pmatrix} \mathbf{L}_{ss} & \mathbf{L}_{sr} \\ \mathbf{L}_{sr}^T & \mathbf{L}_{rr} \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} \mathbf{I}_{sabc} \\ \mathbf{I}_{rabc} \end{pmatrix} \\
& + \left( \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{ss} & \mathbf{L}_{sr} \\ \mathbf{L}_{sr}^T & \mathbf{L}_{rr} \end{bmatrix} \right)^{-1} * \begin{pmatrix} \mathbf{V}_{sabc} \\ \mathbf{V}_{rabc} \end{pmatrix}
\end{aligned} \quad (3.2)$$

Pour établir un vecteur d'erreur utilisable dans le processus d'optimisation à partir de l'équation (3.2), il faudra comparer les dérivées des courants rotoriques et statoriques mesurés et estimés. Cependant, pour écarter les problèmes des dérivations numériques, nous avons choisi d'intégrer ce système d'équations afin d'obtenir les courants estimés et non leurs dérivés et les comparer par la suite avec les courants issus du moteur.

### 3.3.1.2 Critère de minimisation

Lors de la minimisation, plusieurs problèmes se posent tel que la lenteur de la convergence, la divergence et la stationnarité. La condition d'arrêt est fixée par la précision  $\varepsilon$  qui est la différence entre les grandeurs mesurées et celles estimées.

Le processus d'optimisation doit minimiser le vecteur d'erreur jusqu'à ce que la différence entre les grandeurs mesurées et les grandeurs estimées soit :

$$\left\| \mathbf{X}_{\text{mesuré}} - \hat{\mathbf{X}} \right\| < \varepsilon \quad (3.3)$$

L'efficacité de l'algorithme d'optimisation peut être vérifiée par la convergence asymptotique, c'est-à-dire que le vecteur optimal est obtenu après un certain nombre d'itérations lorsqu'on atteint une précision souhaitée (appelée également critère d'arrêt). Il existe plusieurs critères d'arrêt généralement basés sur la stationnarité de l'estimé. Cette stationnarité n'est pas toujours évidente dans le cas d'une convergence lente.

Dans le cas de l'estimation du rendement du moteur à induction, le critère d'arrêt est choisi en fonction de la précision désirée  $\varepsilon$  de l'ordre de  $10^{-6}$ .

### **3.3.1.3 Conditions initiales**

L'optimisation requiert une attention particulière au choix des conditions initiales des paramètres à estimer; la validité des résultats en dépend fortement. Nous avons choisi les paramètres donnés par le constructeur comme base initiale. Elles représentent les valeurs les plus proches des paramètres en question.

Tout au long du processus d'identification, les conditions finales de chaque itération sont considérées comme conditions initiales de l'itération suivante. Ainsi, nous créons une mémoire à l'algorithme d'optimisation.

### **3.3.2 Algorithmes d'optimisation**

Une vaste variété d'algorithmes de recherche de minima a été décrite dans la partie 2.3 du chapitre 2. Les algorithmes continus d'optimisation, tout comme les algorithmes combinatoires, sont bien applicables à notre problème. Toutefois, l'utilisation de ces derniers entraîne un grand temps de calcul à cause du nombre très élevé d'itérations.

Pour avoir une bonne stabilité de l'algorithme et un temps de calcul acceptable, nous nous sommes orientés vers les méthodes d'optimisation continues non linéaires.

Dans un espace de recherche, les algorithmes à approches générales qui se dirigent vers les minima de la fonction d'erreur en se basant sur le calcul du gradient (la descente la plus rapide, Newton Raphson, Quasi Newton et Gradient conjugué) se contentent

généralement d'un estimé moins précis des conditions initiales pour atteindre une précision convenable. Ces algorithmes de convergence linéaire, sont donc lents relativement à la convergence quadratique de Gauss-Newton et de Levenberg-Marquardt.

Levenberg-Marquardt permet une recherche déterministe dans l'espace des solutions à partir de la fonction d'erreur et de sa dérivée première. Il estime la dérivée seconde de cette fonction d'erreur à partir des expressions des dérivées premières, il passe continuellement du schéma d'inversion de la Hessienne utilisé proche des minima à celui des plus fortes pentes en s'éloignant. Il permet aussi de générer les estimés nécessaires, comme conditions initiales de l'algorithme de Newton, par l'utilisation de la méthode du gradient en exploitant ainsi les avantages des deux méthodes. Ces avantages permettent à l'algorithme d'optimisation de mieux réagir vis-à-vis des minimums locaux, par rapport à d'autres algorithmes de minimisation. La rapidité de convergence et la précision de cet algorithme favorisent son application aux problèmes non linéaires tels que l'estimation des paramètres du moteur à induction.

La convergence n'est pas assurée dans tous les cas de l'utilisation de l'optimisation non-linéaire. En pratique, il est prouvé que les conditions mathématiques de convergence sont difficiles à vérifier. Pour palier à ce problème il faudra préciser les contraintes dans le but de restreindre le champ où se trouvent toutes les solutions possibles dans l'espace de recherche. La dimension de cet espace dépend du nombre de paramètres à déterminer.



### **3.4 Estimation du rendement électromagnétique du moteur à induction**

Les exigences de ce projet de recherche font en sorte que l'acquisition, des grandeurs d'entrée et de sortie utilisables dans le processus d'identification, doit se faire pendant le fonctionnement du moteur. C'est la raison pour laquelle la méthode proposée devrait exploiter seulement les grandeurs issues du moteur pendant les régimes permanent et/ou transitoire.

Pour les deux types de rotor, l'estimation est faite hors ligne en utilisant l'algorithme de Levenberg-Marquardt.

#### **3.4.1 Moteur asynchrone à rotor bobiné**

Dans le cas du moteur à rotor bobiné, les courants rotoriques sont autant mesurables que les courants statoriques, la tension et la vitesse [40]. Les données expérimentales sont issues directement du moteur et sont appliquées au système d'équations du modèle ABC/abc. L'estimation des paramètres de ce modèle est posée sous la forme d'une minimisation au sens des moindres carrés non linéaires.

Le principe de base utilisé pour l'estimation des paramètres électriques du moteur asynchrone à rotor bobiné est schématisé dans la figure 3.4.

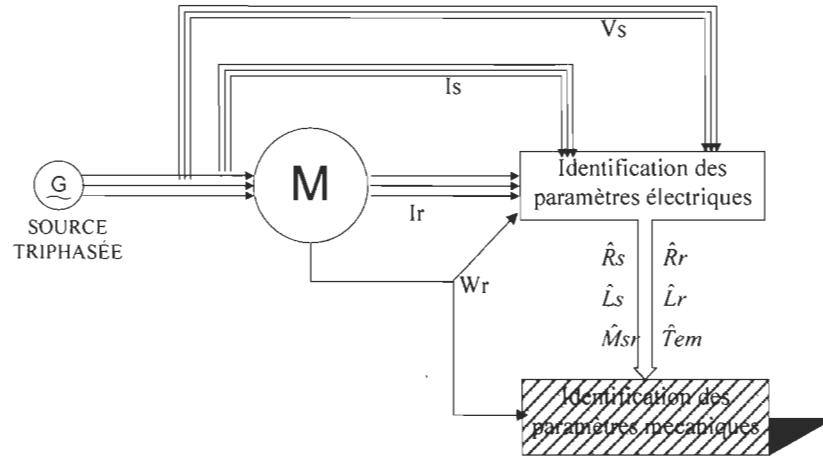


Figure 3.4: Estimation des paramètres du moteur à induction à rotor bobiné.

### 3.4.1.1 Estimation des paramètres électriques du moteur à induction à rotor bobiné

Afin d'estimer les paramètres du moteur à induction au sens des moindres carrés non linéaires, il faut minimiser la somme des carrés des erreurs.

$$\min F(X) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [\text{erreur}]^2 \quad (3.4)$$

Avec :

$$\begin{aligned} \text{erreur} &= V_{\text{mesurée}} - V_{\text{estimé}} \\ V_{\text{mesurée}} &= [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc} \ V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T \end{aligned}$$

$F(X)$ : Fonction de coût des moindres carrés non linéaires : la somme des carrés des différences des tensions mesurées et celles calculées;

$$X: \text{Paramètres à estimer : } X = [X_m \ X_l \ R_s \ R_r]^T \quad (3.5)$$

$$X_l = W_s * L_l; \quad X_m = \frac{3}{2} W_s * M_{sr} \text{ et } L_{ms} = L_{mr} = M_{sr} \quad (3.6)$$

$V_{\text{mesurée}}$ : Tensions mesurées du moteur à induction.

$V_{\text{estimée}}$ : Tensions estimées du moteur à induction. Ces tensions sont calculées à partir du système d'équations (3.7)

$$V = RI + \frac{d}{dt}(LI) = \left(R + \frac{dL}{dt}\right)I + L \frac{dI}{dt} \quad (3.7)$$

La différence, entre les valeurs mesurées et estimées des tensions du moteur, génère une fonction d'erreur, cette erreur est minimisée au sens quadratique pour chaque pas de calcul. Les courants du stator et du rotor et leurs dérivées sont fournis à l'algorithme d'estimation non linéaire.

À partir des conditions initiales, de la fonction d'erreur et de la Jacobienne, LM calcule un nouvel estimé du vecteur de paramètres.

$$X_i = X_{i-1} - ([J^T * J + \mu]^{-1} * J^T * \text{erreur}) \quad (3.8)$$

Avec

$$\mu = \lambda * \text{diagonale}(J^T * J)$$

$\lambda$  est une constante très petite

$$h = ([J^T * J + \mu * \text{Identité}]^{-1} * J^T * \text{erreur})$$

$$\text{alors } X = X - h$$

(3.9)

### 3.4.1.2 Estimation du rendement électromagnétique

Le rendement électromagnétique du moteur se calcule en fonction de la vitesse, de la puissance d'entrée ainsi que du couple électromagnétique.

$$\eta_{\text{électromag nétique}} = \frac{\text{Puissance électromag nétique}}{\text{Puissance électrique d'entrée}} = \frac{P_{\text{mag}}}{P_a} = \frac{T_{\text{em}} \omega_m}{P_a} \quad (3.10)$$

Le calcul sera fait en deux étapes essentielles (le couple et la puissance) :

- Le couple électromagnétique est calculé pour chaque itération suivant la relation donnée dans l'équation (2.8):

$$T_{\text{em}} = pp \left[ I_{\text{sabc}} \right]^T \left( \frac{\partial}{\partial \theta} \left[ L_{\text{sr}} \right] \right) \left[ I_{\text{rabc}} \right] \quad (3.11)$$

$$\text{où } T_{\text{em}} = \frac{pp}{2} \left[ I \right]^T \left( \frac{\partial}{\partial \theta} \left[ L \right] \right) \left[ I \right]$$

Avec :

I et L sont définis dans (2.5);

L dépend des paramètres électriques estimés.

À l'encontre du régime transitoire où les valeurs instantanées des puissances sont utilisées pour calculer le rendement électromagnétique; en régime établi, nous avons utilisé les valeurs moyennes de la puissance électrique instantanée fournie au moteur et de la puissance électromagnétique.

### 3.4.2 Moteur asynchrone à rotor à cage

Afin de mettre en œuvre une méthode d'estimation des paramètres du moteur asynchrone à rotor à cage et de ses variables non accessibles à la mesure, nous avons eu recours à optimiser uniquement la différence des variables mesurables et de leurs estimés.

#### 3.4.2.1 Estimation des paramètres électriques et des courants du rotor

À l'exception de l'état partiellement mesurable du système, le concept d'estimation utilisé, dans le cas du moteur à cage, reste semblable à celui à rotor bobiné. La différence se situe au niveau des grandeurs à estimer pour constituer la fonction objectif. En fait, il s'agit dans ce cas, d'estimer les paramètres électriques ainsi que le courant du rotor. L'indisponibilité de ce dernier à la mesure cause des problèmes numériques de dérivation. Nous avons décidé de reformuler le problème de sorte que les dérivées soient remplacées par des intégrales; le modèle obtenu se présente alors comme suit:

$$\frac{dI}{dt} = -L^{-1} \left( R + \frac{dL}{dt} \right) I + L^{-1} V \quad (3.12)$$

L'intégration se fait pendant chaque pas de calcul en utilisant la méthode numérique de Runge-Kutta d'ordre 4. Le choix de cette dernière a été basé sur sa simplicité et sa robustesse numérique.

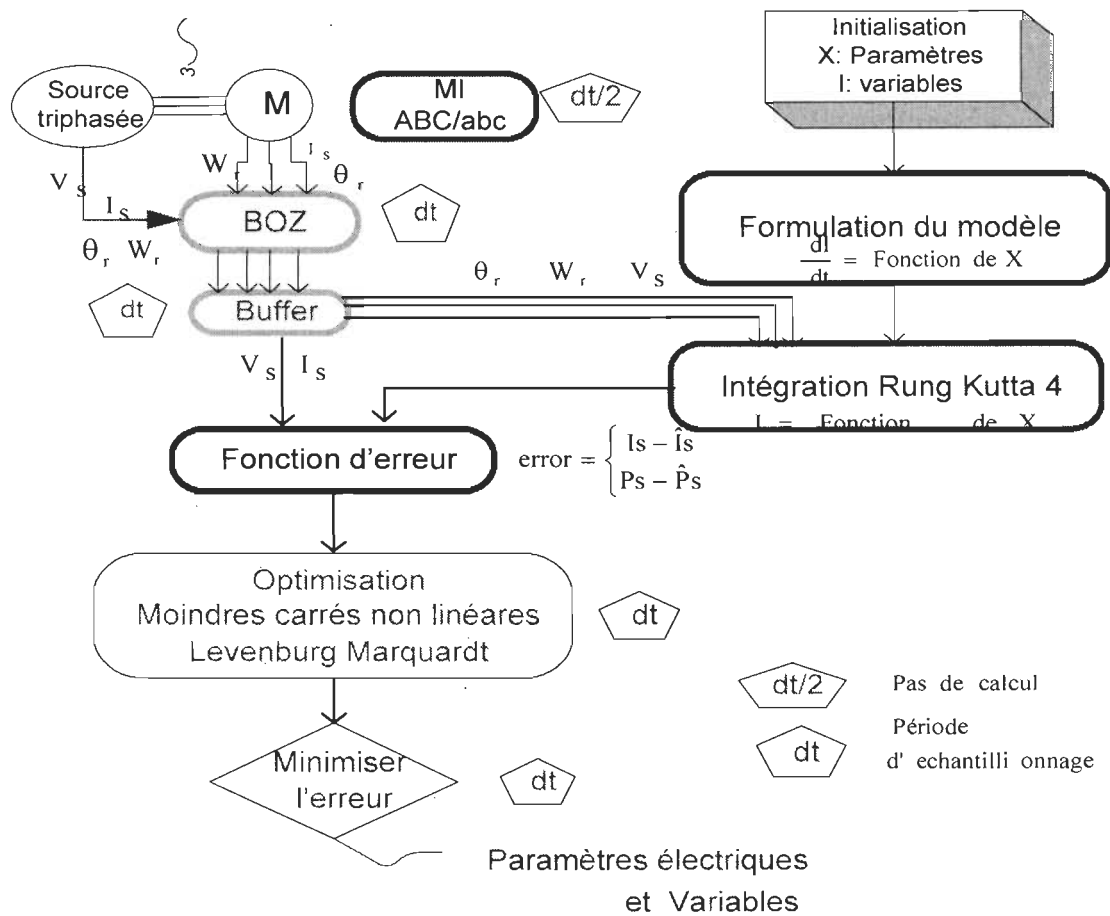


Figure 3.5: Principe de base d'estimation des paramètres et variables du moteur asynchrone à rotor à cage d'écureuil

L'estimation des paramètres électriques et des courants du rotor se fait alors d'une manière itérative pour chaque échantillon des données mesurées. Elle se déroule en plusieurs étapes (Figures 3.5 et 3.6):

- 1- Initialisation des paramètres électriques et des variables (courants du stator et du rotor).
- 2- Simulation du moteur à induction; cette simulation représente les données réelles de la machine. Dans le cas expérimental, ces données sont issues directement du moteur.

- 3- Intégration numérique par Runge-Kutta d'ordre 4 du système d'équations différentielles données par (3.12).
- 4- La méthode des moindres carrés nous oblige à ce que le nombre d'éléments de la fonction objectif soit au moins égal au nombre d'inconnues :
  - a. Les paramètres électriques à estimer sont les résistances du stator et du rotor, l'inductance de fuite et l'inductance de magnétisation.
  - b. Seulement les courants du stator, les tensions et la vitesse du rotor sont disponibles à la mesure.

La solution envisageable, est de fixer la fonction objectif suivant l'erreur sur les trois phases du courant statorique et de la puissance instantanée fournie au moteur :

$$\text{erreur} = [I_{sa} - I_{sa_{\text{estimé}}}, I_{sb} - I_{sb_{\text{estimé}}}, I_{sc} - I_{sc_{\text{estimé}}}, P_{in} - P_{in_{\text{estimée}}}]^T \quad (3.13)$$

Cette façon de procéder présente des redondances dans la fonction objectif puisque :

- a. La différence du courant mesuré et estimé de la troisième phase du stator est fonction des deux autres phases,
- b. La puissance instantanée d'entrée se détermine en fonction des tensions et des courants du stator.

Ces redondances peuvent causer des problèmes de stabilité et d'observabilité puisque en réalité nous ne possédons que deux équations d'erreur et les deux autres sont en fonction des deux premières.

- 5- Minimisation de la fonction objectif au sens des moindres carrés non linéaires en se basant sur l'algorithme de Levenberg-Marquardt.

$$\min F(X) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [\text{erreur}]^2 \quad (3.14)$$

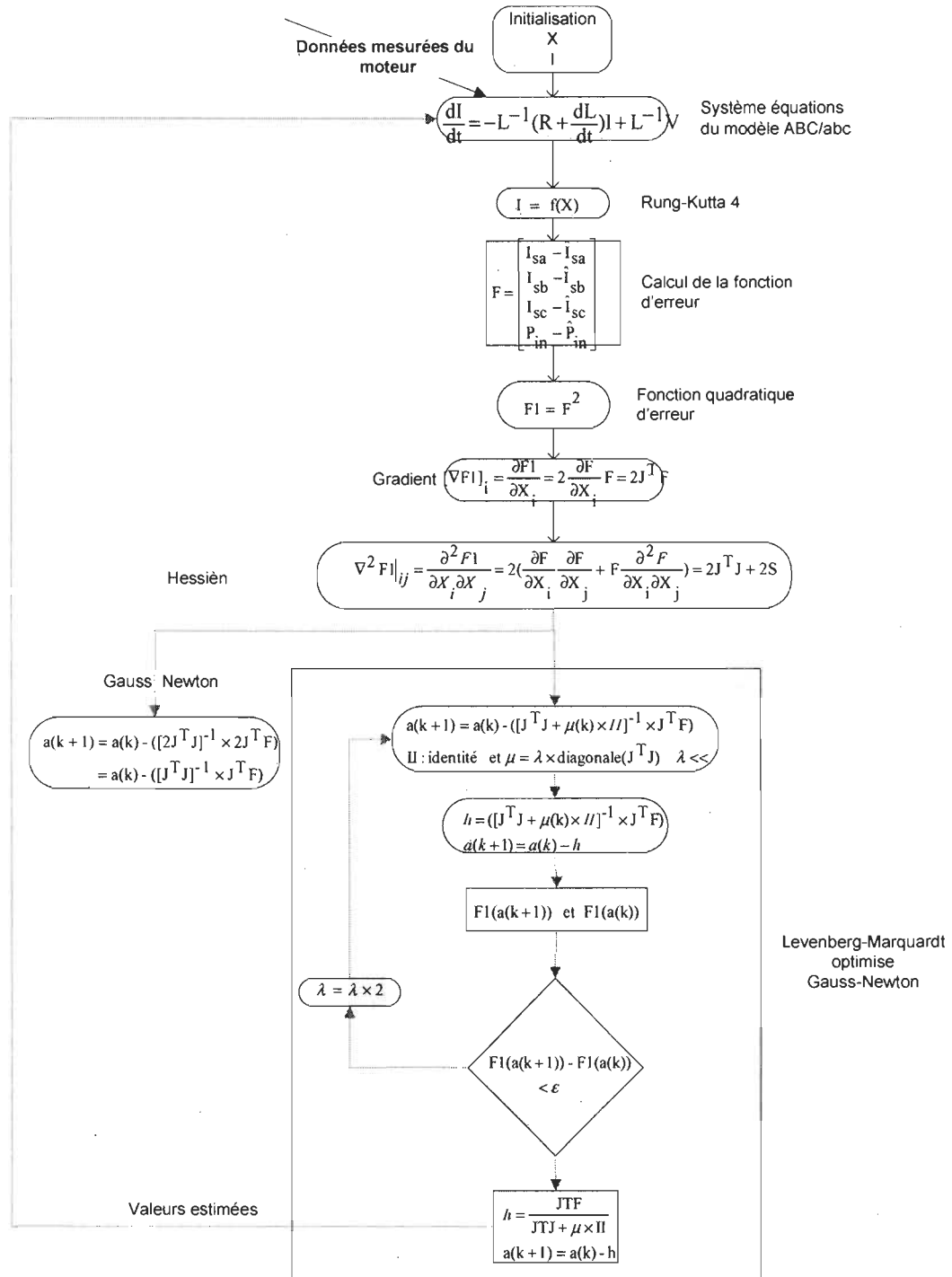


Figure 3.6: Étapes d'estimation des paramètres et variables du moteur asynchrone à rotor à cage d'écureuil



En fait, d'une façon générale, après le déroulement des étapes de 1 à 4, l'algorithme LM calcule le gradient de la fonction objectif et son Hessien, calcule l'estimé des paramètres à partir de leurs conditions initiales (conditions finales du pas de calcul précédent).

L'étape suivante est la vérification de la nouvelle fonction d'erreur à partir de nouveaux estimés. Si l'algorithme détecte que la fonction d'erreur a augmenté plus qu'un certain seuil, alors LM augmente d'un facteur de deux le paramètre ajouté et recalcule de nouveau la fonction d'erreur. L'algorithme va itérer jusqu'à ce que la condition du seuil fixée par l'utilisateur soit respectée. Le fait d'augmenter le facteur de LM quand la fonction d'erreur des nouveaux estimés est plus grande que celle des anciens paramètres, renforce la diagonale de la matrice, et donc de ce fait, on s'éloigne des singularités.

Les courants du stator sont aussi estimés pour servir de base d'adaptation de l'algorithme. À la fin des itérations, l'algorithme donne les valeurs des paramètres estimés et les variables correspondantes. Cependant, seulement les variables du stator vont être corrigées vu la non connaissance de celles du rotor.

Les méthodes déterministes d'optimisation discrétisent systématiquement l'espace des paramètres en le découpant en mailles, elles calculent la valeur de la fonction de coût dans chaque nœud du maillage. Si on utilise un pas de calcul suffisamment petit, on peut localiser l'optimum global de la fonction. Ce qui implique que pour qu'une estimation soit efficace, il faut utiliser un maillage fin de l'espace des paramètres, entraînant ainsi un temps de calcul plus grand. Toutes les étapes vues ci-dessus concernent un seul pas de calcul principal de notre algorithme d'estimation. Le principe de base est donné dans l'annexe C.

#### **3.4.2.2 Estimation du rendement électromagnétique**

Le calcul du rendement électromagnétique se fait de la même manière que pour le moteur à rotor bobiné; on calcule à chaque cycle de fonctionnement du moteur le couple électromagnétique à partir des courants du stator mesurés ou estimés et des courants estimés du rotor (3.10).

### **3.5 Estimation du rendement utile du moteur asynchrone**

La méthode IEEE 112B utilise des essais à vide et en charge pour déterminer le rendement utile en fonction de la charge; un capteur de couple est nécessaire [4]. Pour réduire le temps d'essai et l'équipement exigé, d'autres travaux utilisent un dynamomètre pour charger le moteur [4], [41]. Ces essais et méthodes ont pour but de déterminer la variation du rendement en fonction de la charge car il s'avère impossible de séparer les paramètres mécaniques du moteur de ceux de la charge.

L'identification des paramètres mécaniques pourra faire l'objet de travaux futurs qui consisteraient à jumeler les résultats ici présentés à d'autres méthodes plus sophistiquées pour permettre la séparation des paramètres du moteur de ceux de la charge. Cette dernière permettra ainsi la détermination du rendement utile (global).

### **3.6 Conclusion**

Dans les deux cas de rotor du moteur à induction, le rendement électromagnétique est évalué par l'application de la méthode proposée. L'approche d'identification reste la même dans les deux cas de moteur, mais son application diffère suivant le type du

moteur. Dans le cas du rotor à cage, l'identification des courants du rotor ainsi que les paramètres électriques nécessitent plus de temps de calcul par rapport au cas du moteur à rotor bobiné vu la complexité du système.

L'estimation des paramètres mécaniques et par la suite du rendement utile (global) pourra bien faire l'objet des travaux ultérieurs en se basant sur le présent travail. Un processus global résumant la méthodologie élaborée dans ce chapitre et intégrant les pistes de recherche à venir sera annoncé dans le chapitre 4, à la page 108.

Le prochain chapitre présente la validation de ces résultats et les résultats de simulation correspondants.

## Chapitre 4

### VALIDATION DES RÉSULTATS PAR SIMULATION

Dans le but ultime d'estimer le rendement électromagnétique à travers l'identification des paramètres, nous allons procéder à la simulation du moteur à induction pour valider le modèle élaboré. Dans un premier temps, la simulation traitant les cas équilibré et déséquilibré du système, permettra de justifier l'utilisation du modèle ABC/abc. Ensuite, nous allons procéder à l'identification des paramètres et des variables du moteur à induction via l'application de notre algorithme d'optimisation. Puis, nous allons calculer le rendement électromagnétique, tout en assurant une bonne précision, en se basant sur les paramètres et les variables estimés.

Finalement, nous allons élaborer un processus global appelé « PROCESSUS INTEGRÉ DU CALCUL DU RENDEMENT DU MOTEUR À INDUCTION ». Ce dernier intègre les différentes étapes du travail et propose des pistes de recherche pour des travaux futurs visant à repousser les limites expérimentales pour calculer le rendement utile (global) du moteur à induction.

## 4.1 Validation du choix du modèle du moteur à induction

Pour des raisons de cohérence, nous avons utilisé les caractéristiques du moteur à induction tel que présentées dans l'ouvrage *ANALYSIS OF ELECTRICAL MACHINERY* [23]. Le tableau 4.1 décrit ces différents paramètres.

Tableau 4.1 Paramètres du moteur simulé

Eln	Tension d'alimentation	120 (V)
Pp	Nombre de paires de pôles	2
Phi	Phases	$2\pi/3$
$W_0$	Vitesse électrique	377 (rad/sec)
Lls	Inductance de fuite des enroulements du stator	0.002 (H)
Llr	Inductance de fuite des enroulements du rotor	0.002 (H)
Msr	Inductances mutuelles entre stator et rotor	0.04623 (H)
Lms	Inductance de magnétisation des enroulements du stator	Msr (H)
Lmr	Inductance de magnétisation des enroulements du rotor	Msr (H)
Rs	Résistance du stator	0.435 ( $\Omega$ )
Rr	Résistance du rotor	0.816 ( $\Omega$ )
J	Moment d'inertie	0.089 ( $\text{Kg m}^2$ )
Tl	Couple de charge	0 (N.m)
Kf	Coefficient de frottement visqueux	0

Seulement les résultats de simulation des modèles ABC/abc, Ghani et dq0 seront présentés dans ce chapitre. Ceux du circuit équivalent par phase ne feront pas partie de ce travail puisqu'il n'est utilisable que pendant le régime permanent. Ces simulations seront conduites en régime équilibré et déséquilibré tel que mentionné dans les paragraphes 4.1.1 et 4.1.2.

### 4.1.1 Simulation en régime équilibré non perturbé

Les figures 4.1 à 4.4 représentent respectivement les résultats de simulations du courant statorique, courant rotorique, vitesse mécanique et couple électromagnétique des différents modèles du moteur à induction pendant le régime équilibré.

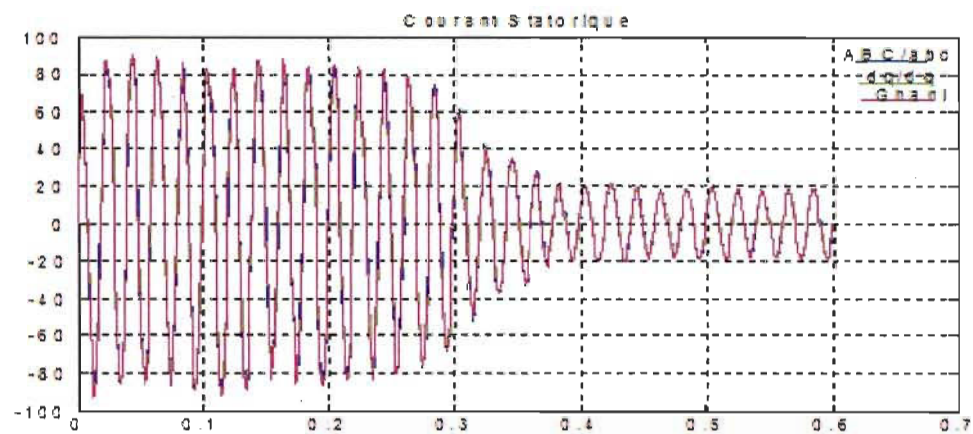


Figure 4.1 Courant stator des modèles en régime équilibré

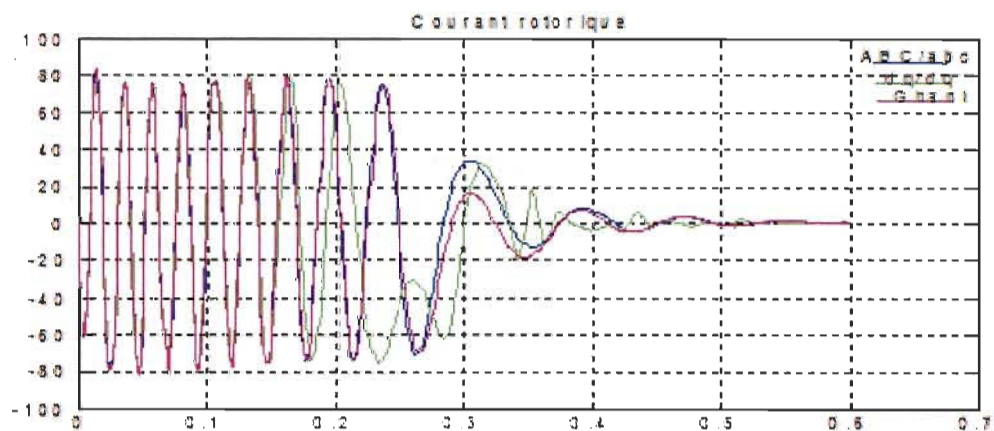


Figure 4.2 Courant rotor des modèles en régime équilibré

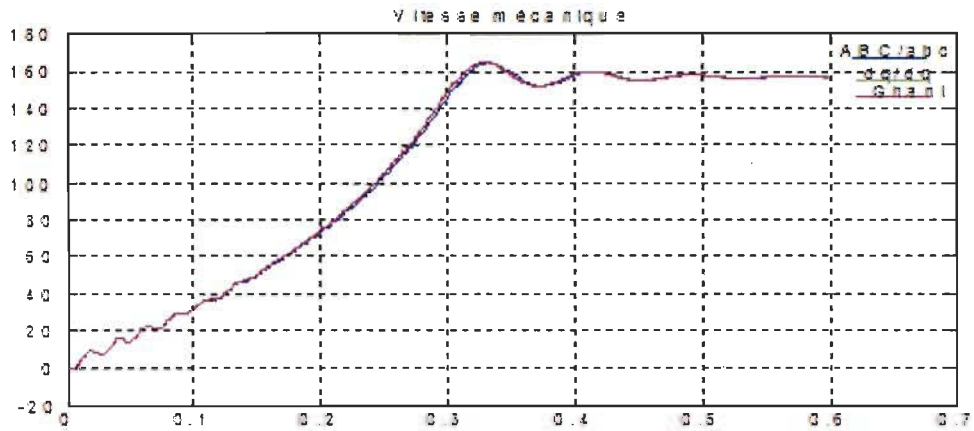


Figure 4.3 Vitesse mécanique en régime équilibré

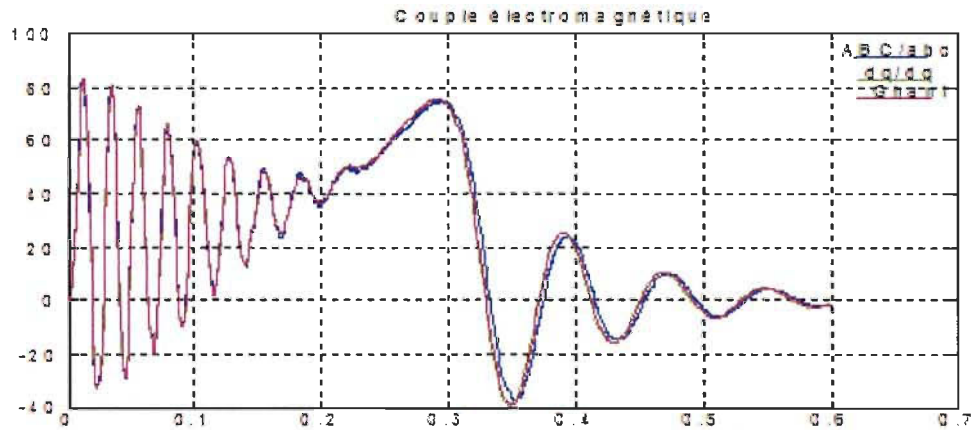


Figure 4.4 Couple électromagnétique en régime équilibré

D'après les figures, on peut constater que les trois modèles se comportent sensiblement de la même façon moyennant une légère différence sur les variables attribuées à la précision des modèles. Toutefois, à ce stade, le régime équilibré, ne justifie pas l'utilisation d'un modèle plus compliqué tel que le modèle ABC/abc.

### 4.1.2 Simulation en régime déséquilibré

Dans le paragraphe suivant, nous allons procéder à la simulation du comportement des modèles vis-à-vis de différents types de perturbations tel que l'ajout de l'harmonique 3 et de l'harmonique 5 ainsi qu'une coupure d'une phase pendant un court laps de temps.

#### 4.1.2.1 Ajout de l'harmonique 5 aux phases A, B et C

Les figures 4.5 à 4.7 représentent les comportements des différents variables du moteur à induction vis-à-vis de l'ajout d'harmonique de rang 5 dont les caractéristiques sont les suivantes:

- Phases A et B amplitude de l'harmonique est 5% de l'amplitude du signal
- Phase C amplitude de l'harmonique est 8% de l'amplitude du signal

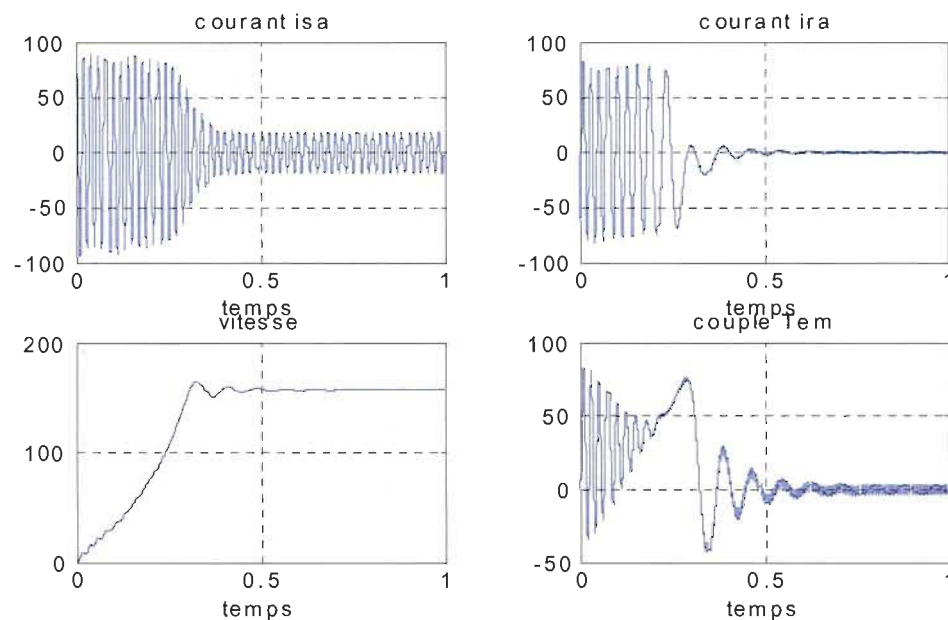


Figure 4.5 Simulation du modèle ABC/abc avec Harmonique 5



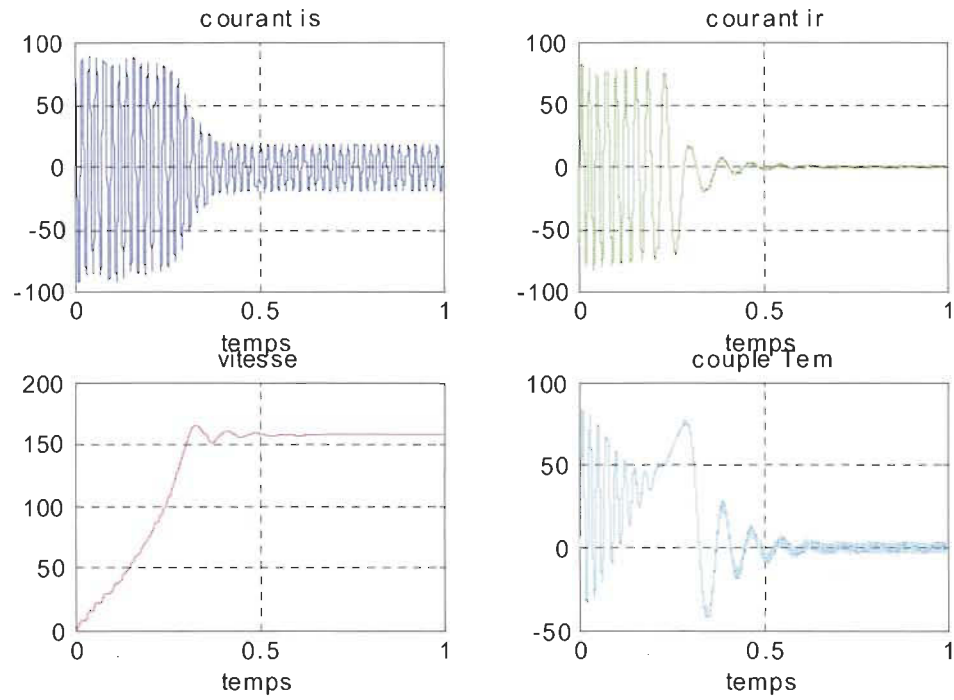


Figure 4.6 Simulation du modèle de Ghani avec Harmonique 5

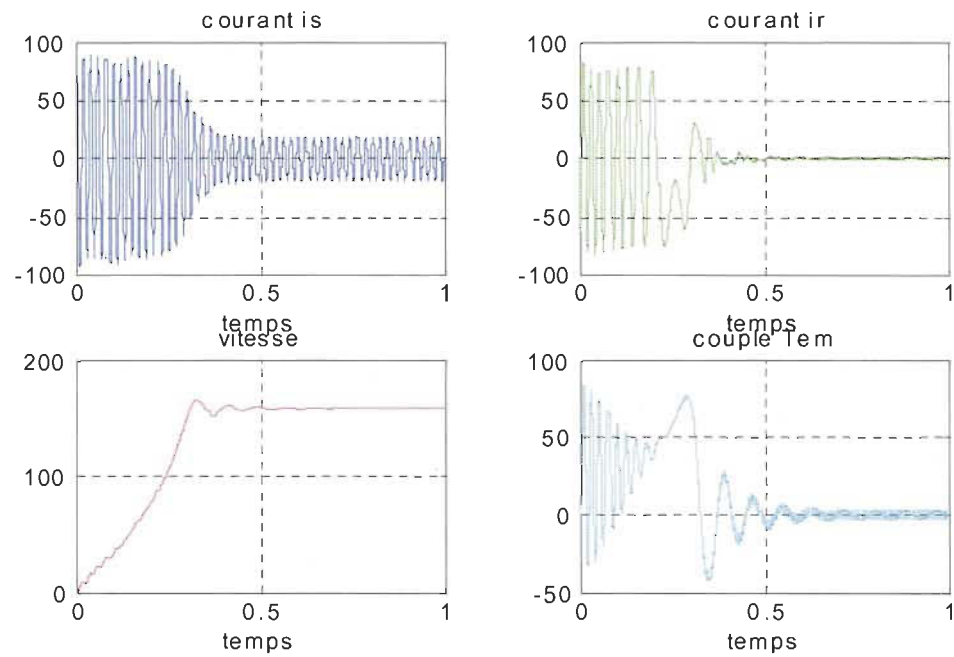


Figure 4.7 Simulation du modèle dq0/dq0 avec Harmonique 5

Malgré que nous remarquons dans les figures ci-dessus une légère sensibilité entre les différents modèles vis-à-vis de l'injection de l'harmonique d'ordre 5, ceci ne justifie pas encore le choix du modèle ABC/abc.

#### 4.1.2.2 Ajout de l'harmonique 3 aux phases A, B et C

Les figures 4.8 à 4.10 représentent les comportements des différentes variables du moteur à induction vis-à-vis de l'ajout d'harmonique de rang 3 dont les caractéristiques sont les suivantes:

- Phases A et B amplitude de l'harmonique est 5% de l'amplitude du signal
- Phase C amplitude de l'harmonique est 8% de l'amplitude du signal

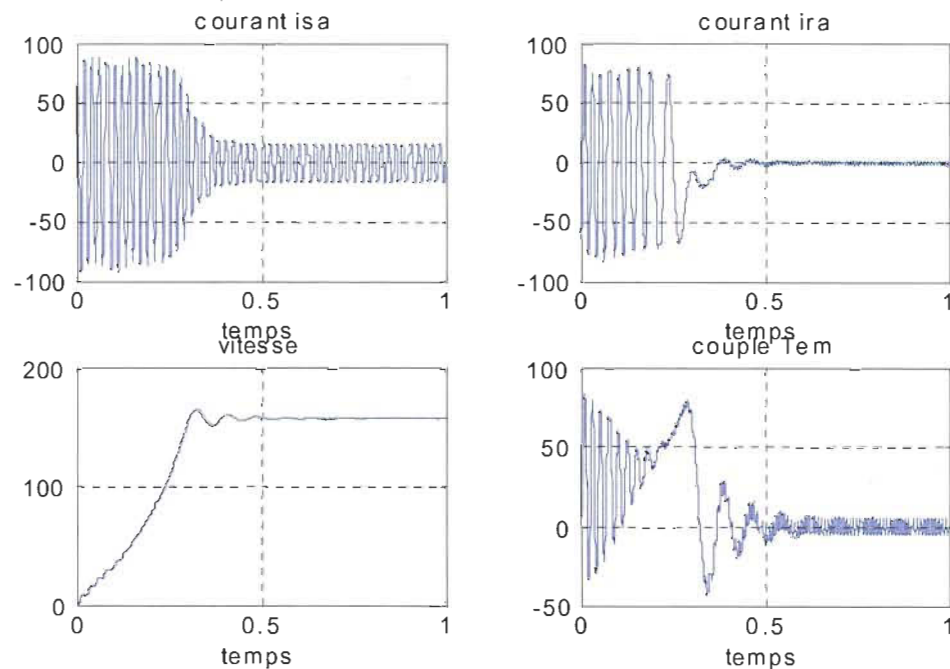


Figure 4.8 Simulation du modèle ABC/abc avec Harmonique 3

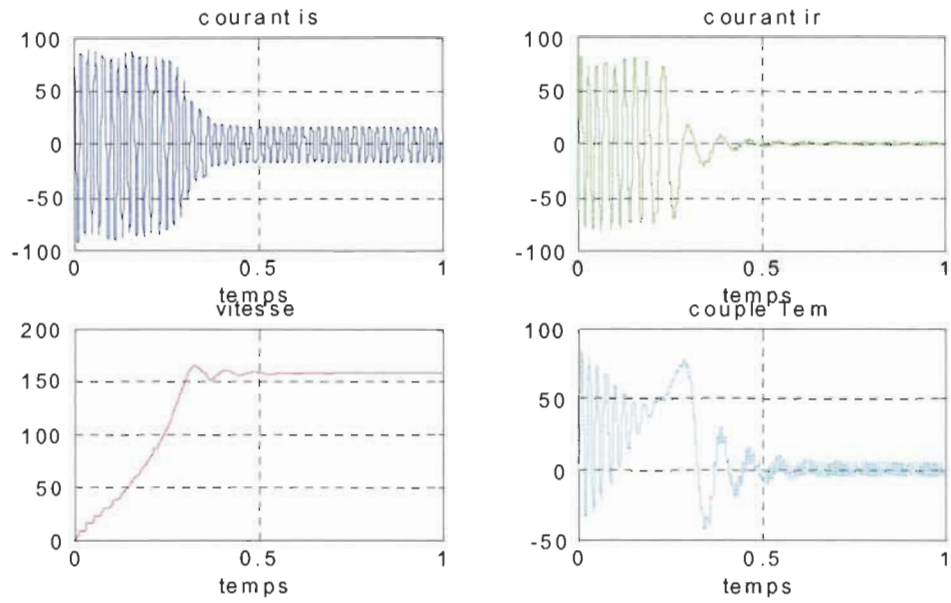


Figure 4.9 Simulation du modèle de Ghani avec Harmonique 3

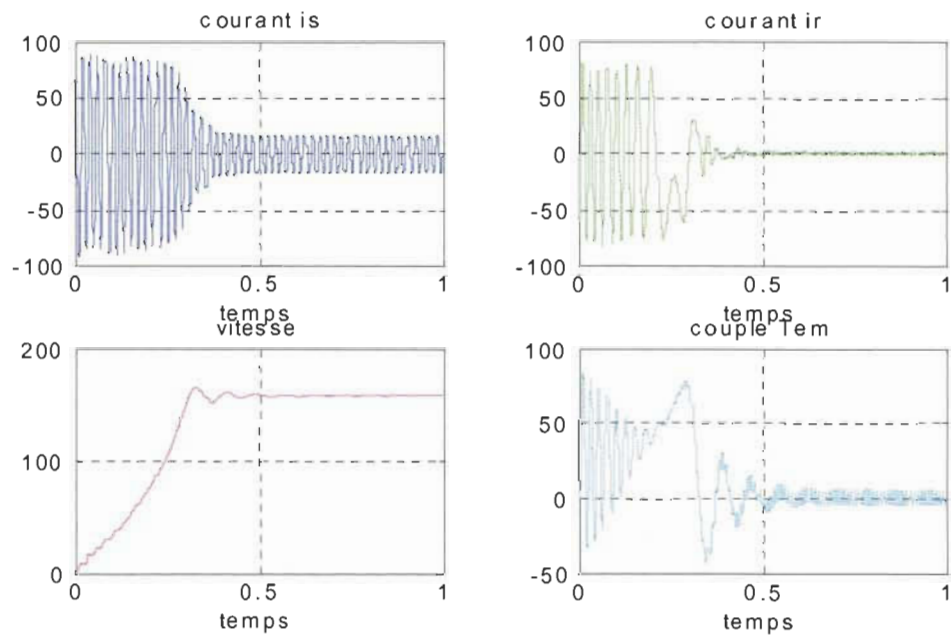


Figure 4.10 Simulation du modèle  $dq_0/dq_0$  avec Harmonique 3

Malgré que nous remarquons dans les figures ci-dessus une légère sensibilité entre les différents modèles vis-à-vis de l'injection de l'harmonique d'ordre 3, ceci ne justifie pas encore le choix du modèle ABC/abc.

#### 4.1.2.3 Coupure d'une phase entre 0.5 et 0.6 seconde

Afin de justifier le choix du modèle ABC/abc, nous allons procéder à la simulation du moteur tout en assurant une coupure d'une des trois phases d'alimentation du moteur. La coupure durera moins qu'une seconde. Les figures 4.11 et 4.12 représentent la réponse du moteur en fonction de la coupure.

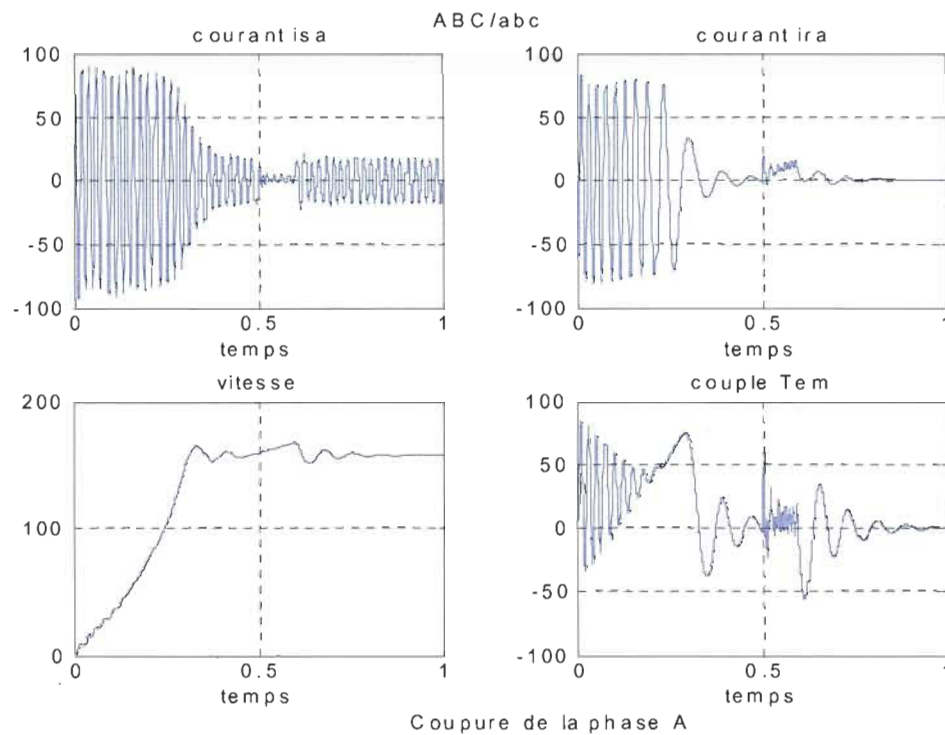


Figure 4.11 Simulation du modèle ABC/abc avec la coupure d'une phase

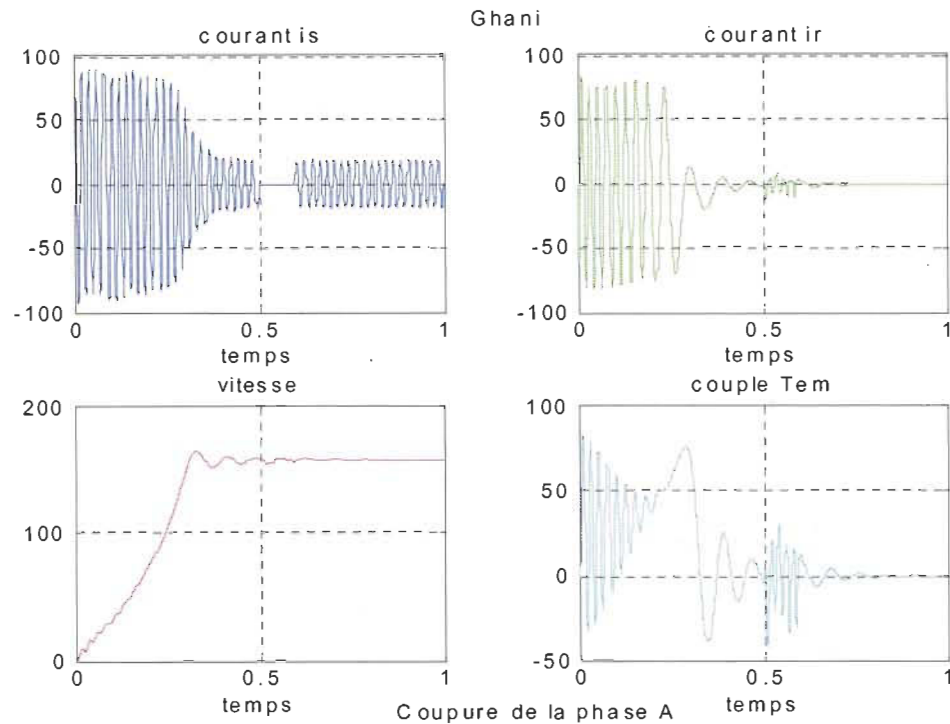


Figure 4.12 Simulation du modèle de Ghani avec la coupure d'une phase

Même si les différents modèles du moteur réagissent sensiblement pareille à la présence d'une perturbation de type harmonique 3 ou 5, lors d'une coupure d'une phase, seul le modèle ABC/abc réagit d'une façon très fidèle à la réalité du fonctionnement du moteur. Ce choix se valide davantage pour des applications industrielles où les hypothèses et les simplifications des modèles Ghani et DQ0 ne sont plus vérifiées.

## 4.2 Estimation du rendement électromagnétique du moteur à induction

L'estimation du rendement électromagnétique du moteur à induction passe par l'identification de ses paramètres et variables. Nous allons procéder en premier lieu à l'identification des paramètres du moteur à rotor bobiné en appliquant l'algorithme

d'optimisation, puis à calculer son rendement électromagnétique. Le même travail sera accompli dans une seconde phase au moteur à cage d'écureuil à qui s'ajoute en plus l'identification des variables inaccessibles du rotor. Même si l'algorithme a été testé sur plusieurs moteurs et pour des raisons de présentations nous allons nous limiter aux mêmes caractéristiques du moteur simulé dans les paragraphes précédents.

#### **4.2.1 Moteur à rotor bobiné**

Les résultats sont obtenus pour un fonctionnement normal du moteur puis en présence de perturbations. Un creux de tension, des harmoniques de rangs 3 et 5 à 10% de l'amplitude de la tension nominale ont été ajoutés successivement pour s'assurer de la robustesse de notre algorithme d'identification en question. Les résultats d'identification des différents paramètres ainsi que leurs précisions associées (pourcentages d'erreurs) sont présentés dans le tableau 4.2.

Tableau 4.2 : Estimation des paramètres du moteur à rotor bobiné sans perturbation et en présence de perturbations

Paramètres	valeurs réelles	Simulation							
		sans perturbation		En présence de perturbation					
		Valeur estimée (VE)	% d'erreur (PE)	Creux de tension		Harmonique 3		Harmonique 5	
				VE	PE	VE	PE	VE	PE
<b>Xm (Ω)</b>	26.13	26.1299	$3^{e-9}$	26.129	3.43e-9	26.129	3.43e-9	26.129	3.43e-9
<b>Xl (Ω)</b>	0.754	0.754	$3^{e-10}$	0.754	2.81e-10	0.754	2.81e-10	0.754	2.81e-10
<b>Rs (Ω)</b>	0.435	0.425	$5^{e-9}$	0.434	5.03e-9	0.434	5.03e-9	0.434	5.03e-9
<b>Rr (Ω)</b>	0.816	0.8159	$6^{e-9}$	0.8159	6.069e-9	0.8159	6.069e-9	0.8159	6.069e-9
<b>Tem(N.m)</b>	13.6813	13.6813	$3.431^{e-9}$	13.68	$3.431^{e-9}$	13.68	$2.3^{e-5}$	13.68	$5^{e-8}$
<b>Rendement électromagnétique</b>	0.9082	0.9082	$3.431^{e-9}$	0.9082	$3.431^{e-9}$	0.9082	$7^{e-6}$	0.9082	$1^{e-7}$

La figure 4.13 représente le résultat en graphique du tableau 4.2

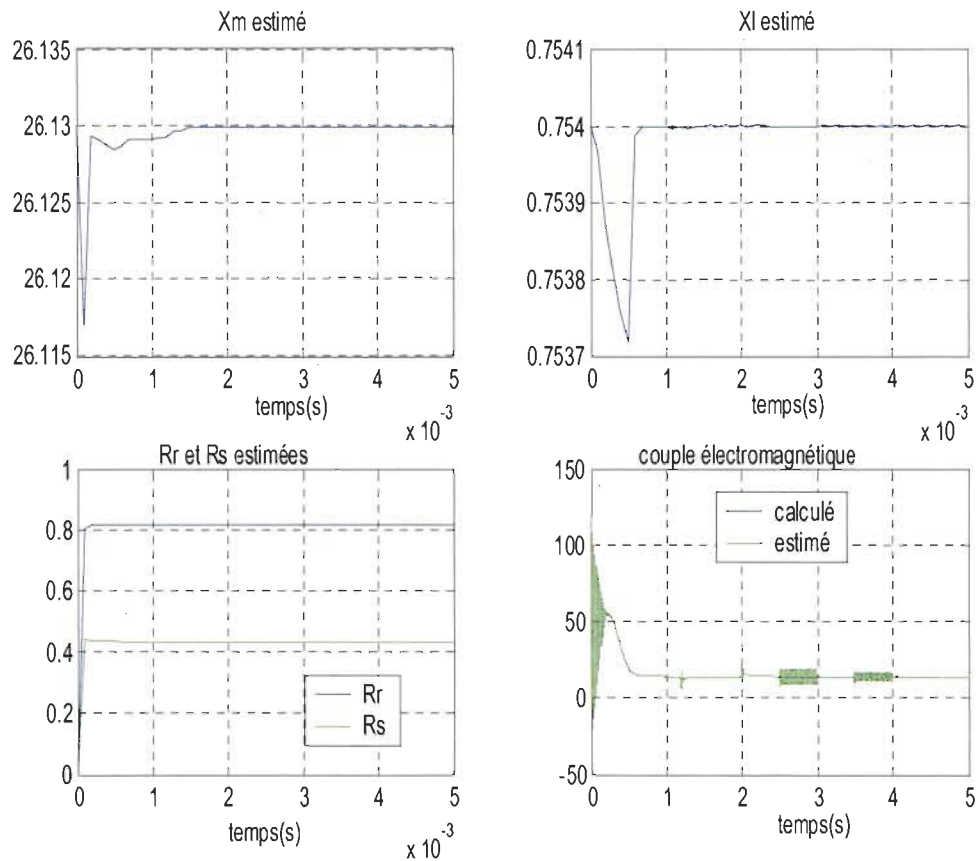


Figure 4.13 : Indentification des paramètres du moteur à rotor bobiné

Dans ce qui suit nous allons discuter de la stabilité, de la rapidité et de la précision de notre identificateur :

- **La stabilité :** D'après la figure 4.13, nous remarquons que les paramètres convergent vers les valeurs du moteur malgré la présence des perturbations. Durant les perturbations les estimés oscillent autour des valeurs réelles et réussissent à converger après l'atténuation des dernières. Ceci à cause de la



stabilité de l'identificateur utilisé qui converge toujours vers les bonnes valeurs.

- **La rapidité** : Dans ce cas, moteur à rotor bobiné, l'algorithme assure une bonne efficacité puisqu'il se limite seulement à l'identification des paramètres (variables connues). L'efficacité de l'algorithme se traduit par la rapidité de la convergence (de l'ordre de ms) vers les valeurs réelles.
- **La précision** : En se basant sur les résultats du tableau 4.2, nous constatons que pour les trois types de perturbations ainsi que pour le cas non perturbé, la précision est de l'ordre de  $10^{-6}$ , ce qui dépasse même les attentes prévues.

Ainsi, la stabilité, la rapidité et la précision obtenues à l'application de l'algorithme d'identification, nous permettent d'atteindre notre but escompté sur l'estimation du couple électromagnétique.

#### 4.2.2 Moteur à rotor à cage

Les résultats sont obtenus pour un fonctionnement normal du moteur puis en présence de perturbations. Un creux de tension, des harmoniques de rangs 3 et 5 à 5% de l'amplitude de la tension nominale ont été ajoutés pour s'assurer de la robustesse de notre algorithme d'identification en question. Les résultats d'identification des différents paramètres et variables ainsi que leurs précisions associées (pourcentages d'erreurs) sont présentés dans le tableau 4.3.

Tableau 4.3 Estimation des paramètres et variables du moteur à cage sans perturbation et en présence de perturbations

Paramètres	Valeurs réelles	Simulation							
		sans perturbation		En présence de perturbation équilibrée					
		valeur estimée(VE)	% d'erreur (PE)	Creux de tension		Harmonique 3		Harmoniques 3 et 5	
				VE	PE	VE	PE	VE	PE
<b>Xm (Ω)</b>	26.13	25.85	1.05	25.852	1.06	25.853	1.057	25.853	1.057
<b>Xl (Ω)</b>	0.754	0.697	7.54	0.6968	7.57	0.697	7.548	0.697	7.548
<b>Rs (Ω)</b>	0.435	0.456	5	0.4569	5.045	0.4567	5	0.4567	5
<b>Rr (Ω)</b>	0.816	0.819	0.43	0.8195	0.434	0.8195	0.432	0.8195	0.4328
<b>Isa(A)</b>	8.05	8.051	$6.19 \times 10^{-10}$	8.05	$1.9 \times 10^{-7}$	8.05	$1.93 \times 10^{-7}$	8.05	$1.93 \times 10^{-7}$
<b>Ira(A)</b>	6.587	6.568	0.1549	6.567	0.1556	6.567	0.155	6.567	0.1549
<b>Tem (N.m)</b>	11.9	11.87	0.18	11.877	0.19	11.87	0.188	11.877	0.1888
<b>Rendement électromagnétique</b>	<b>0.918</b>	<b>0.916</b>	<b>0.188</b>	<b>0.9162</b>	<b>0.1877</b>	<b>0.9162</b>	<b>0.186</b>	<b>0.9162</b>	<b>0.186</b>

Les figures 4.14 à 4.17 représentent les résultats en graphique du tableau 4.3.

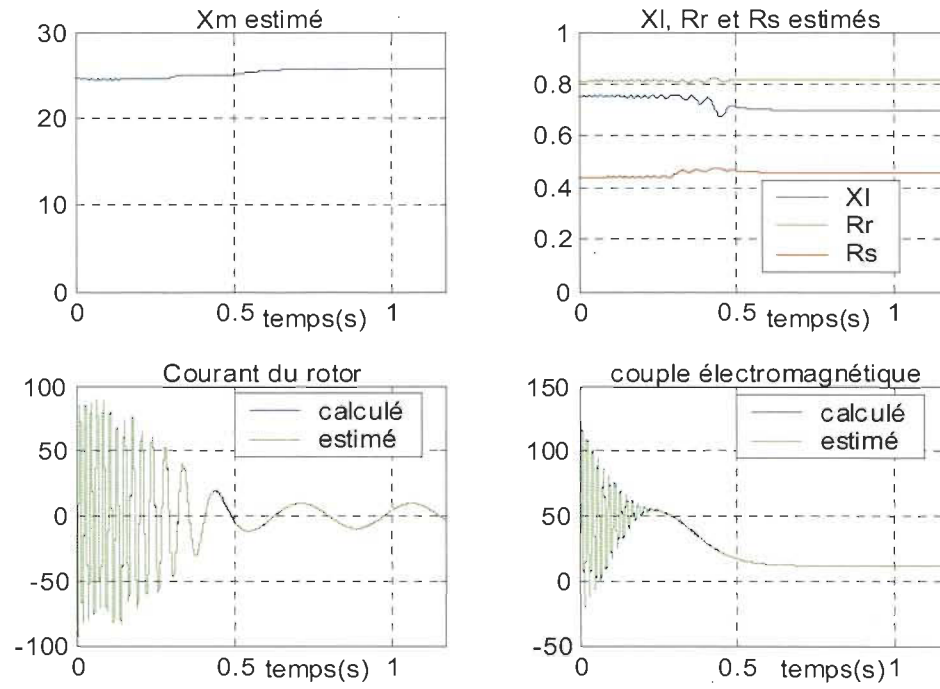


Figure 4.14 Identification des paramètres et variables du moteur à cage d'écureuil sans perturbation

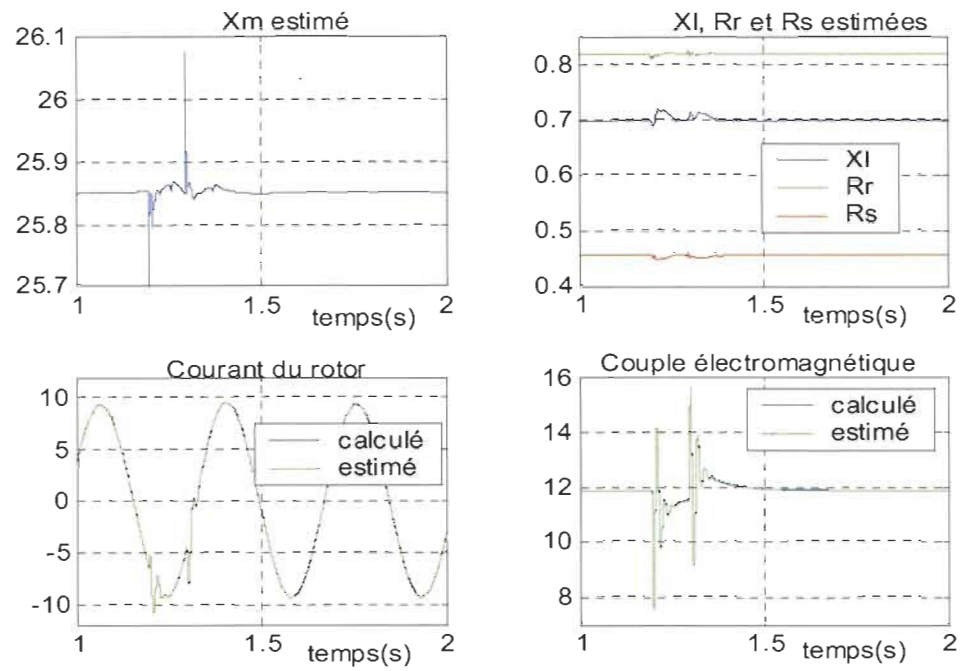


Figure4.15 Identification des paramètres du moteur à cage en présence de creux de tension équilibré

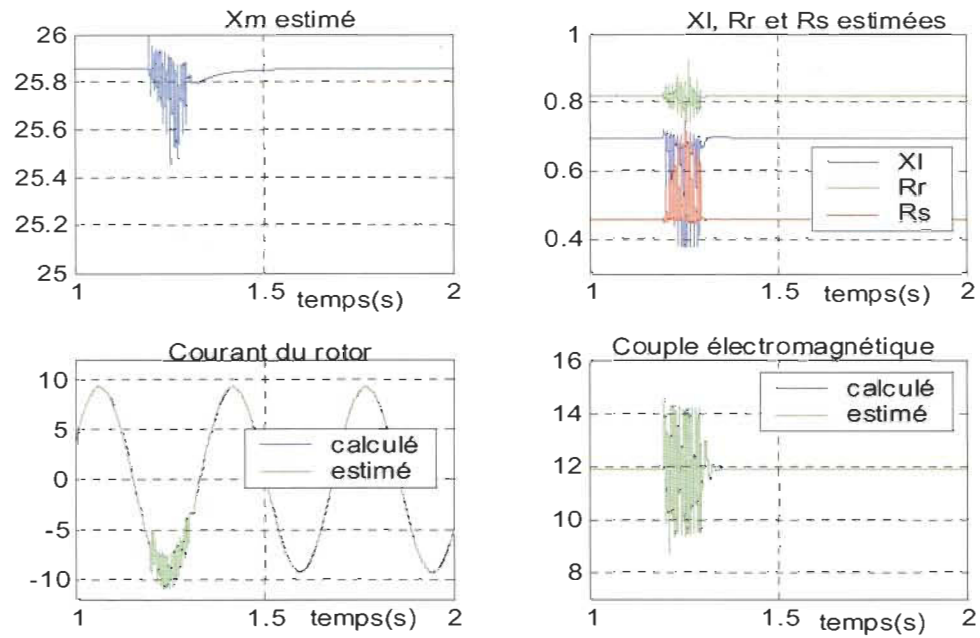


Figure4.16 Identification des paramètres du moteur à cage en présence d'harmonique3 équilibré

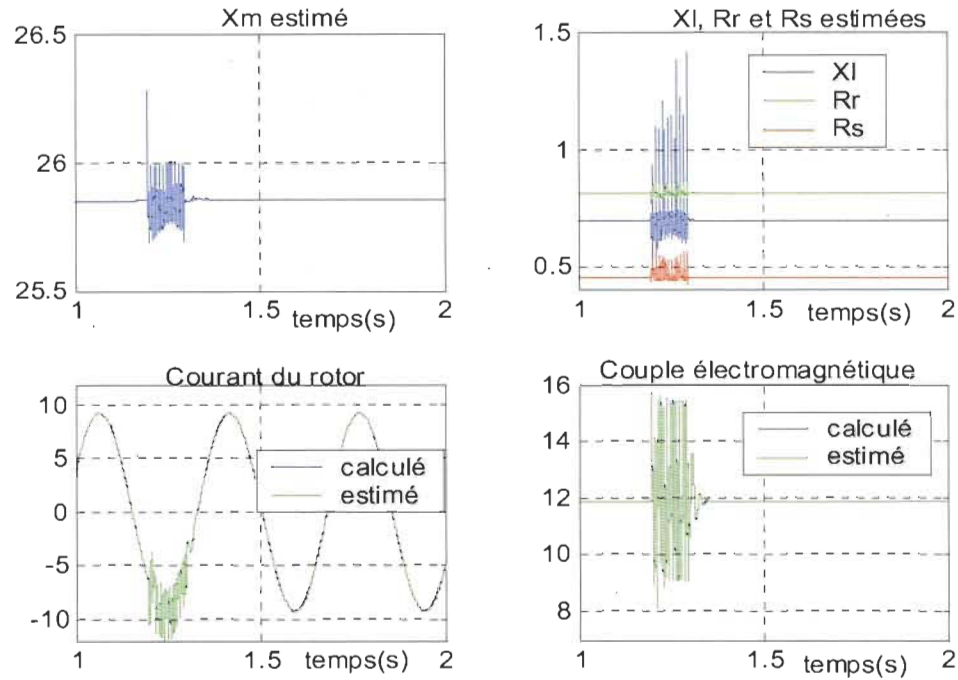


Figure 4.17 Identification des paramètres du moteur à cage en présence d'harmonique 3 et 5 équilibrés

Nous allons interpréter les résultats d'identification liés au moteur à cage en s'inspirant du cas précédent. Ainsi dans ce qui suit nous allons discuter de la stabilité, de la rapidité et de la précision de notre identificateur :

- La stabilité :** Pendant le cas non perturbé représenté par la figure 4.14, nous constatons que l'algorithme converge vers les valeurs réelles du moteur après avoir atteint le régime permanent. Ainsi, la phase du régime transitoire, représente une source essentielle d'informations qui ramènent l'algorithme d'optimisation vers la région avoisinante la valeur réelle recherchée. En présence de perturbations tel que représenté par les figures 4.15 à 4.17, nous remarquons que les paramètres et les variables s'éloignent des valeurs réelles.

Cependant, après disparition de la perturbation ces derniers réussissent à converger de nouveau. Ceci à cause de la stabilité de l'identificateur utilisé qui converge vers les bonnes valeurs.

- **La rapidité :** En se basant sur l'interprétation de la figure 4.14 on conclut que contrairement au moteur à rotor bobiné, le moteur à rotor à cage n'atteint la convergence vers les valeurs réelles que pendant le régime permanent. Dans le cas du moteur étudié, la rapidité de convergence est environ d'une seconde.
- **La précision :** En se basant sur les résultats du tableau 4.3, nous constatons que pour les trois types de perturbations ainsi que pour le cas non perturbé, la précision atteint un maximum de 7% d'erreur. Contrairement au cas du rotor bobiné, l'identificateur est contraint d'estimer à la fois les paramètres et les variables ce qui affecte sa précision. Cependant, l'erreur est moindre pour les variables où la correction est possible.

Dans le cas du moteur à rotor à cage il existe des grandeurs inaccessibles dont les paramètres ou variables ne sont pas minimisées par l'algorithme tel que mentionné dans le chapitre 3. Ainsi, même si acceptable, la précision est moindre sur ces derniers.

Le calcul du rendement électromagnétique est moins affecté par la précision des paramètres mentionnés ci-dessus. Ainsi pour une précision maximale de 7% sur les paramètres on obtient une précision de 2% sur le rendement. Ceci s'explique par le fait que la propagation de l'erreur dans l'équation de calcul du rendement est minimale pour les paramètres et variables en question. En conclusion, nous atteignons le but escompté sur l'estimation du couple électromagnétique.

### **4.3 Processus intégré du calcul du rendement du moteur à induction**

Dans ce qui suit ( figure 4.18 ) nous allons présenter le processus élaboré pour la mesure du rendement du moteur à induction. Ce processus intègre les différentes étapes du travail à travers un processus plus large qui prend en charge d'autres étapes depuis le choix du moteur, de ses paramètres et de ses variables jusqu'à l'estimation des paramètres mécaniques de l'ensemble moteur-charge en passant par l'acquisition du signal, le filtrage, l'identification des paramètres électriques et l'ajout de la perturbation pour l'identification des paramètres mécaniques.

Les parties 1 et 4 de ce processus représentent le corps de notre travail. Les autres parties ( 2, 3, 5, 6 et 7 ) proposent des pistes de recherche et d'expérimentation à explorer pour des travaux futurs.



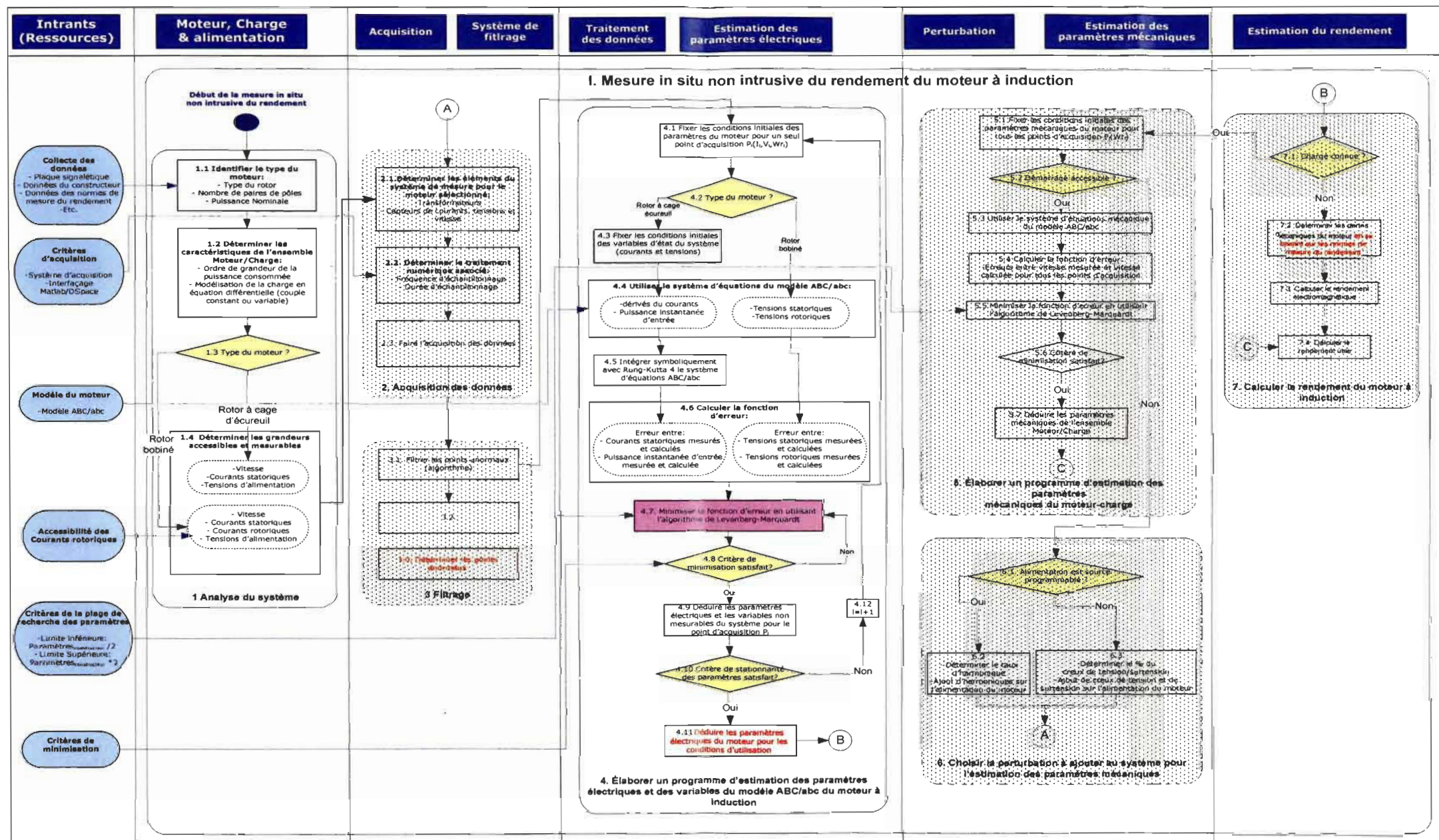


Figure 4.18 : PROCESSUS INTÉGRÉ DU CALCUL DU RENDEMENT DU MOTEUR À INDUCTION



## **4.4 Conclusion**

La validation du choix du modèle du moteur à induction a été élaboré pour les cas équilibré, déséquilibré ainsi que perturbé. Dans les deux cas de rotor, le rendement électromagnétique a été évalué par l'identification des paramètres et des variables du moteur en question. Sa précision a été également testé avec et sans perturbation. D'autre part, un processus global résumant la méthodologie élaborée et intégrant les pistes de recherche à venir a fait l'objet de ce chapitre.

Dans le but de couvrir ces pistes, des tentatives expérimentales ont été conduites à LTEE Hydro-Québec et à l'UQTR. Les résultats de ces expérimentations étaient insuffisants. Les détails associés au banc d'essai seront donnés dans l'annexe D.

Les limites de ce travail ainsi que les contributions seront présentées en détails dans la conclusion et recommandations qui feront l'objet du chapitre 5.

## Chapitre 5

### CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS

Ce travail s'inscrit parmi les rares sujets qui s'adressent à la mesure in situ non intrusive du rendement du moteur à induction. La résolution de ce type de problème fortement non linéaire s'avère ainsi très particulière. Plusieurs approches d'optimisation telles que les algorithmes génétiques, les moindres carrés se sont essayées pour proposer des solutions. La complexité du calcul de rendement réside dans le nombre élevé de paramètres et de variables impliqués. Pour aborder le problème, ce dernier exige alors une modélisation complète sans presque aucune simplification. Dans notre cas, pour s'y faire, nous avons eu recours aux techniques avancées d'optimisation non linéaires. Le pauvre appétit à ce type de méthode dans le passé cède la place à une grande ambition des chercheurs grâce au développement spectaculaire des nouveaux calculateurs numériques ultra rapides.

Les différentes étapes essentielles qui résument ce travail sont les suivantes:

- Le choix du modèle approprié à la mesure in situ non intrusive du rendement pendant le fonctionnement du moteur. Le modèle en question, constitue une image bien précise et fidèle au comportement du moteur durant son fonctionnement en industrie.
- Élaboration d'un processus d'identification des paramètres du modèle ABC/abc du moteur à induction. Le processus en question est autant valide en régime transitoire que permanent. Il s'agit d'une approche algorithmique.

- Élaboration d'un estimateur des courants rotoriques triphasés du moteur à induction à cage d'écureuil en sus des paramètres.
- Validation de la méthode d'identification proposée en régime équilibré, déséquilibré ainsi que perturbé.
- Évaluation du rendement électromagnétique en fonction des paramètres et des variables estimés.

La validation des résultats passe par deux points essentiels qui devront être discutés: la répétitivité et la reproductibilité des résultats.

D'un point de vue de la répétitivité des résultats ; plusieurs simulations concluantes ont été effectuées sur le même moteur ou sur d'autres moteurs. Toutefois, l'algorithme accuse une sensibilité très particulière aux conditions initiales qui pourra compromettre son utilisation en pratique. Ceci se manifeste, lors d'une initialisation inadéquate, par une divergence des résultats par rapport aux vraies valeurs réelles recherchées (convergence vers des minimums locaux). Il s'agit du talon d'Achille de l'approche non linéaire.

D'un point de vue reproductibilité des résultats et vue la complexité de l'algorithme d'optimisation non linéaire utilisé, il s'avère très difficile de démontrer analytiquement sa robustesse pour toutes les gammes de moteurs en industrie. Pour sa validité pratique, le taux d'erreur sur la méthode pourrait être mesuré statistiquement de façon précise moyennant les techniques modernes d'échantillonnage (plusieurs tests à effectuer dans les laboratoires spécialisés sur une large gamme de moteurs industriels).

D'autre part, il a été démontré que la stabilité, la précision et la rapidité de notre algorithme, décroissent avec le nombre de paramètres et de variables accessibles à mesurer. Pour démontrer ceci, le moteur à rotor bobiné en est témoin.

La précision du rendement calculé est tributaire de la précision des paramètres et des variables estimés. Des analyses détaillées futures sur la sensibilité s'imposent. Elles permettront de déterminer le barème et la marge de manœuvre sur l'imprécision des paramètres d'initialisation de l'algorithme, pour assurer l'aboutissement aux résultats escomptés. En plus, ceci permettra, dans un futur proche, de cibler les pistes de simplification des modèles, sans compromettre la précision du rendement estimé.

Ce travail constituera une base importante pour des travaux futurs, en effet, au delà du but et des objectifs dans lesquels nous avons circonscrit notre recherche, nous avons intégré ce travail dans un processus global pour la mesure du rendement utile de l'ensemble Moteur-Charge. Ce dernier trace les pistes de recherches futures qui viennent s'ajouter au travail pour améliorer et élargir la portée de la recherche. Ainsi, il s'agit non seulement d'un travail pluridisciplinaire, mais essentiellement d'un travail intégré.

L'acquisition précise du signal jumelée aux techniques de filtrage évoluées (analogique et numérique) représente l'intrant idéal à ce type d'algorithme d'optimisation. En pratique et grâce aux systèmes embarqués un dispositif portatif pourra être utilisé comme outil d'aide à la décision pour le remplacement du moteur lors d'une baisse observée de performance. Toutefois le plus grand défi, concerne l'identification des paramètres mécaniques.

Finalement et pour les travaux futurs nous suggérons de :

- Regarder au niveau de l'observabilité sur les paramètres et les variables.
- Modéliser les excitations nécessaires pour pousser l'algorithme à chercher dans d'autres pistes de minima afin de vérifier/valider le minimum global.
- S'équiper de moyens numériques pour pouvoir calculer avec des pas de calcul très petits afin de permettre à l'algorithme une recherche spatiale plus fine.
- Séparer les paramètres mécaniques de l'ensemble Moteur-Charge (exemple: l'ajout de vibration, modéliser les paramètres de la charge, etc.).
- Tester la méthode sur une large gamme de moteur de caractéristiques et de puissances différentes.
- Jumeler une base de données statistique comme celle de "MotorMaster" et l'algorithme élaboré dans ce travail. Il s'agit de songer à des approches hybrides Algorithmique-statistique.
- Faire des études statistiques sur la variation des paramètres avec le temps afin de simplifier le système à identifier.

## RÉFÉRENCES

- [1] NEMA Standard Publication, "Information Guide for General Purpose Industrial AC Small and Medium Squirrel-Cage Induction Motor Standards" National Electrical Manufacturers Association, 2002.
- [2] Natural resources Canada. "Améliorer le rendement énergétique au canada". Rapport au parlement en vertu de la loi sur l'efficacité énergétique 2002-2003. [nrcan.gc.ca](http://nrcan.gc.ca)  
[http://oee.nrcan.gc.ca/neud/apd/donnees\\_f/Parlement02\\_03/Parlement02\\_03.pdf](http://oee.nrcan.gc.ca/neud/apd/donnees_f/Parlement02_03/Parlement02_03.pdf)
- [3] IEEE Std 112-1991, "IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators". 1991
- [4] IEC Std 61972, "Method for Determining Losses and Efficiency of Three-Phase Cage Induction Motors" First edition 2002-11 (Proposed revision still under discussion).IEEE.
- [5] Anibal T. de Almeida; Fernando U. T. E. Ferreira; John F. Busch; Pierre Angers, "Comparative Analysis of IEEE 112-B and IEC 34-2 Efficiency Testing Standards Using Stray Load Losses in Low-Voltage Three-Phase, Cage Induction Motors" Industry Appl Trans, 2002 ,Vol 38 ,NO 2, March-April.2002 pp 608 –614.
- [6] A. Boglietti; A. Cavagnino; M. Lazzari; M. Pastorelli, "Induction Motor Efficiency Measurements in accordance to IEEE 112-B, IEC 34-2 and JEC 37 International Standards" IEEE, 2003 pp 1599 –1605.
- [7] A.H.Bonnet, "An Update On AC Induction Motor Efficiency" IEEE Industry App, V30, No5, Sep/Oct 1994
- [8] R.H.Welch Jr. "Improving the power Efficiency of Electric Motors". Welch Entrprise, Oakdale, Minnesota. Feature Motion Article.
- [9] NEMA Standard Publication, "Energy Management Guide for Selection and Use of Fixed Frequency Medium AC Squirrel-Cage Polyphase Induction Motors" National Electrical Manufacturers Association, MG 10-2001.

- [10] A. Boglietti; A. Cavagnino; M. Lazzari; M. Pastorelli, "International Standards for the Induction Motor Efficiency Evaluation: a Critical Analysis of the Stray-Load Loss Determination" IEEE, 2003 pp 841 –848.
- [11] John S.Hsu; John D. Dueck; Mitchell. Olszewski; Don A. Casada; Pedro J. Otaduy; Leon M. Tolbert, "Comparison of Induction Motor Field Efficiency Evaluation Methods" Industry Appl Trans, 1998 ,Vol 34 ,NO 1, Jan-Feb.1998 pp 117 –125.
- [12] John S. Hsu; Patrick L. Sorenson, "Field Assessment of Induction Motor Efficiency through Air-Gap Torque" IEEE, Energy Conv Trans, 1996 ,Vol 11 Sep.1996 pp 489 - 494
- [13] John G.Douglass, "Efficacy of Methods for Estimating In-Service Motor Efficiency" Washington State University, 1997.
- [14] E.J.Wiedenbrüg; A.K.Wallace "In-Service Testing of Three Phase Induction Machines". IEEE
- [15] US Department of Energy. "Energy Efficiency and Renewable Energy" Documentation and Database Software.
- [16] André Charrette, "Étude des méthodes d'extraction de l'information pour la mesure in situ du rendement des moteurs à induction", Examen doctoral Université du Québec à Trois-Rivières, Décembre 1998.
- [17] A. Charette; J. Xu; A. Ba-Razzouk; P. Pillay; V. Rajagoplan, "The Use of the Genetic Algorithm for in-situ Efficiency Measurement of an Induction Motor" IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, Vol 1 , 23-27 Jan. 2000 pp 392 –397.
- [18] P. Pillay; V. Levin; P. Otaduy; J. Kueck, "In-Situ Induction Motor Efficiency Determination Using the Genetic Algorithm" IEEE, Energy Conv Trans, 1998 ,Vol 13 ,NO 4, Dec.1998 pp 326 –333.
- [19] T. Phumiphak; C. Chat-uthai, "Effective Estimation of Induction Motor Field Efficiency Based on On-Site Measurements" ECTI, Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology Conference, The 1<sup>st</sup> ECTI Annual Conference, May 2004.

- [20] Shaw, S.R.; Leeb, S.B. "Identification of induction motor parameters from transient stator current measurements". IEEE Industrial Electronics V 46. N1 Feb 1999. pp 139-149
- [21] Rotating Electrical Machines—Part 2: Methods for Determining Losses and Efficiency of Electrical Machinery From Tests (Excluding Machines for Traction Vehicles) With Amendments 1: 1995 and 2: 1996., IEC Std 60 034-2, 1972.
- [22] Almeida, A. T.; Ferreira, F. E.: "Efficiency Testing of Electric Induction Motors", APEC Workshop on Setting up and Running an Energy Performance Testing Laboratory, Philippines, Jul. 1999;
- [23] P. C. Krause, "Analysis of electrical machinery" 1986
- [24] P. Pillay; V. "Levin Mathematical Models for Induction Machines" IEEE, Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 606-616
- [25] T. A. Lipo; A. Consoli, "Modeling and Simulation of Induction Motors with Saturable Leakage Reactances", IEEE Industry App Trans, Jan/Feb 1984, Vol 20, No 1, pp 180-189.
- [26] Jean-Christophe Culioli "Introduction à l'Optimisation" École Nationale Supérieure des Mines de Paris. 1994
- [27] Jean Charles Gilbert « Optimisation Différentiable: Théorie et Algorithmes » Octobre 2002. [Gilbert@inria.fr](mailto:Gilbert@inria.fr)
- [28] Duan, Q., S. Sorooshian et V. K. Gupta (1992). "*Effective and efficient global optimization for conceptual rainfall-runoff models.*" Water Resources Research **28**(4): 1015-1031.
- [29] Kevin Quinn "The Newton Raphson Algorithm for Function Optimization" University of Washington. October 25, 2001
- [30] C.T.Kelly "Iterative Methods for Optimization" SIAM Philadelphia 1999.
- [31] Powell, M.J.D, Nonconvex Minimization Calculations and the Conjugate Gradient Method, Lecture Notes in Mathematics, Vol. 1066, pp. 122-141, 1984.



- [32] Y. Jianchao, C.T. chen. "Comparaison of Newton-Guass with Levenberg-Marquardt Algorithm for space resection" Asian Conference on Remote Sensing, Nov 2001, Singapore.
- [33] J. Moré, The Levenberg-Marquardt algorithm implementation and theory, Lecture notes in mathematics, Numerical analysis, 630, 1978, p. 105-116
- [34] J.E. Dennis, D.M. Gay, and R.E. Welsch, An adaptative non-linear least squares algorithm, ACM transaction on mathematical software 7, 1981, p. 348-368
- [35] Cambridge University Press, "Numerical Recipes in C", 1988-1992 by Numerical Recipes Software. <http://www.library.cornell.edu/nr/bookcpdf.html>
- [36] P.Gill; Walter Murray; Margaret.H.Wright "Practical Optimization" 1981
- [37] R.Thomas; J.R.Cuthbert "Optimization Using Personal Computers" 1987
- [38] Pui Yan Chung; Melik Dölen; Rebert D.Lorenz "Parameter Identification for Induction Machines by Continuous Genetic Algorithms". ANNIE 2000 Conference. St.Louis, Mo, Nov5-8, 2000. pp 1-13.
- [39] E.B.S.Filho; A.M.N.Lima; C.B.Jacobina "Parameter Estimation for Induction Machines via Non-Linear Least Square Method".IEEE IECON, 1991. pp 639-643.
- [40] K.S. Huang; Q.H.Wu; D.R.Turner "Effective Identification of Induction Motor Parameters Based on Fewer Measurements". IEEE Energy Conversion V 17. N1. March 2002. pp 55-59.
- [41] Boldea, I.; Chis, L.; Wallace, A.K. "Load testing of induction machines Without torque measurements". IEEE, Electric Machines and Drives, 1999. International Conference IEMD. 9- 12 May, pp 162-164.
- [42] B.Renier; K.Hameyer; R.Belmans, "Comparison of Standards for determining efficiency of three phase induction motors" IEEE Energy Conversion, V14, No3, Sep 1999, pp512-517.
- [43] S. N. Ghani, "Digital Computer Simulation of Three-Phase Induction Machine Dynamics- A Generalized Approach", IEEE Industry App Trans, Jan/Feb 1988, Vol 24, No 1, pp 106-114.

- [44] G. R. Slemon, "Circuit Models for Polyphase Induction Machines" University of Toronto, Electric Machines and Power Systems, 1983, pp 369-379.

## **Annexe A**

### **Méthodes de mesure du rendement**

Une description sommaire de différentes méthodes de mesure du rendement sera présentée dans cette annexe.

#### **A.1. Les normes de mesure du rendement**

##### **La norme IEEE 112**

La norme IEEE 112 (*Institute of Electrical and Electronic Engineers*), utilisée aux États-Unis, comporte cinq principales méthodes (A, B, C, E, F) de détermination du rendement. La performance de chaque méthode dépend de la précision, du coût et de la facilité de mesure du rendement pour chaque classe de moteur électrique [3].

Les méthodes A, B, C déterminent le rendement directement par la mesure de la puissance électrique d'entrée et la puissance mécanique de sortie sous les conditions d'opération (mesures directes). Le rendement est calculé par le rapport de la puissance de sortie sur celle de l'entrée.

Les méthodes E, F, les normes IEC (*International Electrotechnical Commission*) et les normes JEC (*Japanese Electrotechnical Committee*) utilisent des techniques différentes pour déterminer l'entrée et/ou la sortie si les mesures directes ne sont pas convenables. La différence principale entre ces différentes méthodes réside dans la détermination des pertes de dispersion à charge (pertes supplémentaires en charge). Les méthodes E et F

exigent un test séparé pour estimer ces pertes. Quant à la norme IEC, elle les estime. La norme JEC utilise le diagramme du cercle comme méthode principale pour le calcul du rendement et la mesure des pertes de dispersion n'est pas incluse, les pertes sont estimées entre 8 et 15% des pertes totales du moteur.

**A – Méthode de frein:** Un frein mécanique est utilisé pour charger le moteur, ensuite la force de réaction est mesurée. La capacité du frein à dissiper la puissance mécanique présente une limitation des moteurs à puissance élevée à cause de la génération de la chaleur dans le frein. Cette méthode est généralement utilisée pour les moteurs de faible puissance [3].

**B – Méthode de dynamomètre:** Elle mesure directement la puissance d'entrée et le couple utile à la sortie. Elle est basée sur la séparation des pertes de puissance dans le but d'évaluer de façon indirecte les pertes supplémentaires en charge. C'est une méthode très précise et flexible pour les moteurs de première étendue de puissance de 1 à 500 HP.

**C – Méthode des machines identiques:** Deux machines identiques sont couplées mécaniquement et connectées à deux sources de puissance dont la fréquence d'une d'entre elles est ajustable. Les pertes supplémentaires de charge sont obtenues via la séparation des pertes du moteur et de la génératrice. Cette méthode est rarement utilisée avec les machines de grande puissance à cause du temps de démarrage et du temps d'arrêt.

**E – Méthode de mesure de la puissance d'entrée:** La puissance d'entrée est mesurée directement. La puissance de la sortie est déterminée par déduction des pertes de puissance de celle de l'entrée à différents points de charge. Elle mesure directement les pertes supplémentaires en utilisant un test à rotation inverse et en séparant les autres pertes de puissance du moteur (pertes joules, pertes mécaniques et pertes fer).

**F- Méthode du circuit équivalent:** Les paramètres du circuit équivalent sont déterminés par des tests à vide du moteur et à rotor bloqué. Les pertes sont calculées à partir des paramètres du circuit équivalent. Cette méthode est considérée convenable pour l'évaluation du rendement. Elle exige la connaissance de la tension, de la puissance, du courant, du glissement et de la résistance d'une phase au stator.

IEEE 112 est considérée comme la norme la plus précise et la plus rigoureuse utilisée malgré que les méthodes associées sont inconvenables à l'évaluation du rendement hors laboratoire (intrusives, coûteuses et conditions d'opération pas réelles). Par exemple, la méthode B de la norme représente le test de base de mesure du rendement en laboratoire permettant la séparation des pertes et la détermination des pertes supplémentaires en charge. Cependant, cette méthode nécessite l'utilisation de sources contrôlables, de capteurs de température et de capteurs de couple non utilisables en industrie.

### **La norme NEMA nominal efficiency**

«NEMA *Nominal Efficiency*» est une norme américaine de mesure du rendement du moteur basée sur la norme IEEE 112 méthode B. Elle tient compte des facteurs qui affectent l'installation et le point d'opération du moteur. Elle fixe les exigences et les conditions à respecter sur la tension d'alimentation, la vitesse, la charge, les connexions mécaniques du moteur et ses conditions environnementales de fonctionnement [9].

**Tableau A.1: Méthodes de réduction des pertes [7]**

Région de pertes	Amélioration du rendement
Pertes Fer	L'utilisation d'acier mince réduit les pertes par courant de Foucault. Un noyau plus long nécessite plus d'acier à la conception ce qui réduit les pertes dues aux densités de flux.
Pertes cuivre statoriques	L'utilisation de plus de cuivre et de plus gros conducteurs augmente la section des enroulements du stator. Ceci réduit la résistance des enroulements donc les pertes dues au courant.
Pertes cuivre rotoriques	L'utilisation de barres conductrices rotoriques plus grosses augmente la taille du rotor et réduit la résistance des conducteurs rotoriques donc les pertes dues au courant.
Frottements et ventilation	L'utilisation de ventilateur avec moins de pertes liées aux frottements (roulement à construction ouverte).
Pertes supplémentaires en charge	L'utilisation de la conception optimisée et des procédures strictes de contrôle de qualité réduit au minimum les pertes supplémentaires en charge.

Les pertes supplémentaires en charge sont dues aux flux de fuite, à la distribution non uniforme du courant, aux imperfections mécaniques dans l'entrefer et aux irrégularités de flux d'entrefer. Elles peuvent être réduites par une conception optimale et une fabrication soignée (Tableau A.1).

### **La norme CSA C390**

La norme C390 de la CSA (*Canadien Standard Association*) est une norme canadienne équivalente à la norme «NEMA *Nominal Efficiency*», elle est basée sur la détermination des différentes pertes du moteur, le calcul du rendement se fait de façon indirecte telle qu'indiquée dans la formule suivante:

$$\text{Rendement} = \frac{\text{puissance d'entrée} - \text{pertes}}{\text{puissance d'entrée}} \quad (\text{A.1})$$

La norme canadienne se distingue par sa bonne précision de mesure. Elle présente des résultats semblables à ceux de la norme IEEE 112B. Elle permet une meilleure précision que la mesure directe. En effet, dans la méthode directe, la puissance de sortie est donnée par la multiplication de la vitesse et du couple. Ce dernier présente des difficultés de mesure à cause des capteurs qui peuvent affecter le rendement suite à des dérives de zéro.

### **Autres normes**

D'autres normes mondiales sont utilisées pour la mesure du rendement, telles que les normes IEC61972 et JEC37.

La norme IEC 61972 de IEC (*International Electrotechnical Commission*) [4] est constituée de deux méthodes:

- IEC 61972 (méthode directe) qui est adaptée à la méthode IEEE 112B.
- IEC 61972 (méthode indirecte), qui détermine les pertes supplémentaires en charge suivant des courbes prédéfinies qui dépendent de la puissance de sortie du moteur et de sa charge mécanique. Ces pertes sont évaluées à:
  - 2.5% de la puissance d'entrée maximale pour un moteur de 1 kW;
  - 2% pour un moteur de 10 kW;
  - 1.5% pour un moteur de 100 kW;
  - 0.5% pour un moteur de 10 MW.

Le fait d'attribuer des valeurs prédéfinies aux pertes supplémentaires en charge crée des différences au niveau du rendement, du même moteur, évalué avec les deux méthodes.

Le rendement évalué avec la norme IEE 112B est souvent inférieur à celui de la norme IEC61927 puisque les pertes supplémentaires en charge sont respectivement de 0.8% et 1% supérieures pour les moteurs de 60 et 50 Hz [5].

D'autre part, la norme JEC37 de la JEC (*Japanese Electrotechnical Committee*) est moins restrictive que les normes européennes et américaines. Elle utilise le diagramme du cercle comme méthode principale de calcul du rendement et la mesure des pertes de dispersion n'est pas incluse. Le rendement évalué de façon indirecte, est d'une valeur plus élevée comparativement aux autres normes pour le même moteur. En effet, elle néglige complètement les pertes supplémentaires en charge et ne tient pas compte de l'effet thermique dû aux pertes joules [10] [42].

## **A.2. Méthodes *in situ* de mesure du rendement**

### **A.2.1 Méthode de la plaque signalétique**

Cette méthode suppose que le rendement est constant et égal à la valeur donnée sur la plaque signalétique. Cette valeur est exacte quand le rendement ne varie pas en fonction de la charge, chose difficile à assurer dans les processus industriels.

Le moteur de faible puissance, fonctionnant dans des conditions d'alimentation polluée, peut facilement perdre jusqu'à 10% de son rendement, donné sur la plaque signalétique.

D'après la figure A.1, la courbe du rendement en fonction de la charge est non linéaire pour les moteurs de moins de 10 hp. Ceci contredit l'hypothèse du rendement constant.



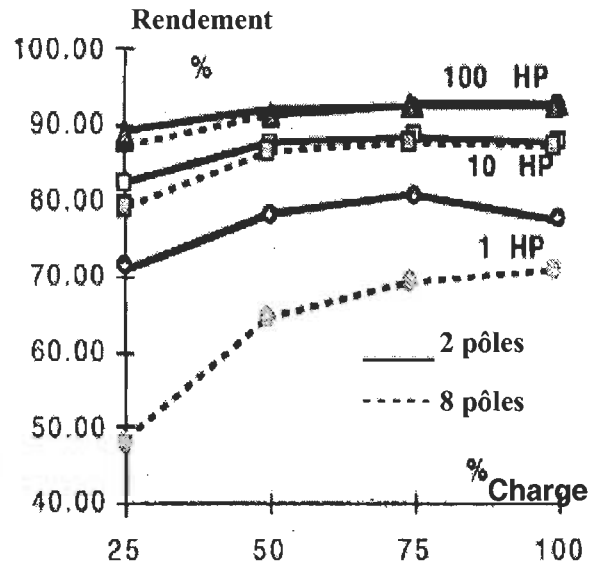


Figure A.1: Variation du rendement en fonction de la charge.

### A.2.2 Méthode de glissement

Cette méthode présume que le pourcentage de la charge est proportionnel à celui du rapport du glissement mesuré et du glissement à pleine charge. La puissance de sortie est alors approximée par l'équation (A.2)

$$\text{Puissance}_{\text{sortie}} = \frac{\text{Glissement}_{\text{mesurée}}}{\text{Glissement}_{\text{pleine charge}}} \text{Puissance}_{\text{sortie à pleine charge}} \quad (\text{A.2})$$

La difficulté de cette méthode réside dans la détermination d'un point de fonctionnement dont le glissement et la puissance de sortie sont connus. En pratique on utilise le glissement à pleine charge donné par la plaque signalétique.

Le glissement, fonction de la vitesse du moteur, est donné par le rapport de la différence entre la vitesse synchrone et la vitesse du moteur sur la vitesse synchrone. Une fois que la puissance de sortie est déterminée, on peut utiliser la courbe charge-rendement donnée

par les normes de mesure de rendement pour déterminer le rendement du moteur en question [11].

Alternativement, on peut combiner la méthode du glissement avec des mesures additionnelles, à savoir la puissance d'entrée, pour déterminer le rendement. Dans un cas pareil, la mesure de la vitesse et de la puissance d'entrée présente un minimum d'intrusion.

La précision de cette méthode est améliorée par rapport à celle de méthode de la plaque signalétique. Toutefois, la norme NEMA MG-1 affirme que la précision du glissement, d'un moteur dans le site, peut atteindre jusqu'à 20% d'erreur pour une tension, une fréquence, une charge nominale et une température ambiante qui n'excède pas 25°C. Ainsi, le glissement de la plaque signalétique peut être imprécis pour l'évaluation de la puissance de sortie et par conséquent pour l'évaluation du rendement.

Une étude publiée par Hydro-Ontario montre que le rendement mesuré avec cette méthode peut être imprécis de 10 à 20%. D'autres études plus restrictives estiment que le rendement peut atteindre jusqu'à 40% d'imprécision [18] [16].

Malgré que cette méthode soit simple et moins intrusive, son utilisation pour des petites charges est plus ou moins précise car la vitesse à vide pour les moteurs à induction est proche de la vitesse synchrone.

### **A.2.3 Méthode du courant**

Cette méthode présume que le pourcentage de la charge est proportionnel à celui du rapport du courant mesuré sur le courant à pleine charge. La puissance de sortie est

évaluée en se basant sur le courant mesuré et le courant à pleine charge donné par la plaque signalétique suivant l'équation (A.3).

$$\text{Puissance}_{\text{sortie}} = \frac{\text{courant}_{\text{mesurée}}}{\text{courant}_{\text{pleine charge}}} \text{Puissance}_{\text{sortie à pleine charge}} \quad (\text{A.3})$$

Le courant mesuré est utilisé pour estimer la charge du moteur. Puisque la variation de courant en fonction de la charge n'est pas linéaire, une bonne estimation sera obtenue grâce à une interpolation linéaire entre la valeur du courant à pleine charge et le courant à vide. Aussi la détermination de la puissance de sortie exige la connaissance du courant à vide, le test à vide s'avère alors nécessaire pour l'utilisation de cette méthode. La puissance de sortie, dans ce cas, se calcule selon l'équation (A.4)

$$\text{Puissance}_{\text{sortie}} = \frac{I - I_0}{I_n - I_0} \text{Puissance}_{\text{sortie pour un autre point de fonctionnement}} \quad (\text{A.4})$$

$I$ : courant mesuré ;

$I_0$ : courant à vide ;

$I_n$ : courant à pleine charge.

Des études montrent que l'utilisation de l'équation (A.4) surestime la charge et que le courant de la plaque signalétique peut atteindre une imprécision de 10%. Selon la norme NEMA MG-1, cette imprécision est considérée comme une source d'erreur pour cette méthode.

#### **A.2.4 Méthode statique**

Afin d'estimer la puissance d'entrée, cette méthode utilise des équations empiriques pour limiter le nombre de données mesurées. Cependant, elle est limitée aux moteurs dont les équations empiriques sont applicables et les données statiques ne sont valides que pour le groupe de moteurs pour lequel elles ont été établies. Autrement, des erreurs significatives sur l'estimation du rendement vont être constatées.

Pour la variable, les données statiques peuvent être différentes. NEMA MG-1 estime les pertes supplémentaires en charge, si elles ne sont pas mesurables, à 1.2% de la puissance nominale pour les moteurs de plus de 2500 HP et à 0.9% pour les moteurs de moins de 2500 HP. Par contre, la norme IEEE 112 [12] [42] établit ces pertes à:

- 1.8% de la puissance nominale pour des moteurs de 1 à 25HP;
- 1.5% pour les moteurs de 126 à 500 Hp;
- 1.2% pour les moteurs de 501 à 2499 Hp;
- 0.9% pour les moteurs de plus de 2500 Hp.

#### **A.2.5 Méthode du circuit équivalent**

L'estimation du rendement est basée sur la détermination des valeurs des impédances du circuit équivalent simplifié du moteur à induction. Les pertes autres que celles de frottement, de ventilation, de cuivre et par échauffement interne, sont groupées dans les pertes supplémentaires en charge.

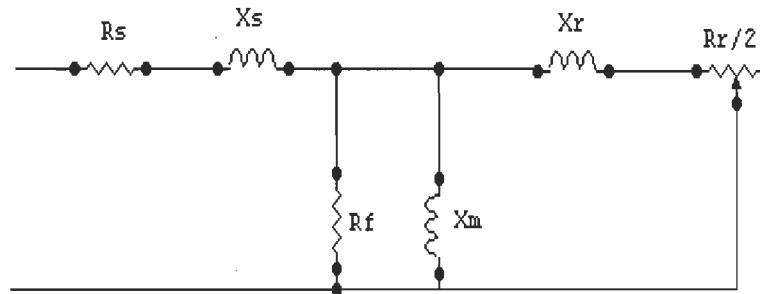


Figure A.2: Circuit équivalent du moteur asynchrone

Les méthodes fondamentales telles que la méthode statique et la méthode de la plaque signalétique peuvent simplifier la détermination des paramètres du circuit équivalent du moteur à induction.

La méthode circuit équivalent- plaque signalétique, développée par *Oak Ridge National Laboratory* (ORNL), est une version modifiée de la méthode F de la norme IEEE 112 où une résistance a été ajoutée au circuit rotorique pour modéliser les pertes supplémentaires en charge. Les tests à vide et à rotor bloqué sont utilisés pour la détermination des paramètres du circuit équivalent. Le calcul de rendement peut se faire en se basant sur les paramètres déterminés.

La détermination de la résistance rajoutée peut se faire suivant une des approches suivantes :

- Par la mesure à la température nominale de charge;
- Par l'estimation, en utilisant les relations entre le nombre de pôles, la puissance nominale et la tension de ligne nominale du moteur. Par conséquent, le rendement des moteurs qui ont la même plaque signalétique sera différent si leur vitesse est différente.

La méthode du circuit équivalent par phase permet l'évaluation du rendement pour un point de charge autre que celui utilisé pour la détermination des paramètres du circuit équivalent. Ceci présume que le comportement du moteur peut être prévu à n'importe quel point d'opération, si les paramètres ne varient pas en fonction de la charge du moteur.

En réalité, les impédances du moteur varient en fonction de:

- la vitesse du moteur;
- la saturation magnétique;
- les effets des barres rotoriques dans le cas des moteurs à induction à rotor à cage d'écureuil.

En plus, le modèle équivalent par phase ne tient pas compte:

- du régime transitoire du démarrage;
- du déséquilibre de tension d'alimentation;
- de la possibilité d'existence d'harmonique et d'autres perturbations industrielles.

#### **A.2.6 Méthode de séparation des pertes**

La méthode de séparation des pertes estime les cinq pertes du moteur et déduit la puissance de sortie à partir de ces pertes. Elle détermine ainsi indirectement le rendement. Toutefois, elle exige le découplage du moteur de sa charge pour:

- Mesurer de la résistance du stator;
- Mesurer de la puissance à vide;
- Effectuer les tests à vide et à rotor bloqué.

De plus, elle nécessite l'utilisation de sources de tension dont l'amplitude et la fréquence doivent varier pour permettre la séparation des pertes. Ces conditions d'utilisation rendent la méthode très intrusive et inapplicable sur le site du moteur.

#### A.2.7 Méthode du couple d'entrefer

Cette méthode nécessite la mesure de la puissance d'entrée, de la vitesse et du couple d'entrefer. La mesure du couple peut se faire avec des capteurs de couple ou à l'aide des jauges de contraintes installées sur l'arbre du moteur. Ces instruments de mesure doivent être adaptés à l'installation existante, et leur installation nécessite un temps d'arrêt considérable. Cependant, la précision est augmentée au détriment de la simplicité [12].

Une alternative de cette méthode développée par ORNL, utilise les courants et les tensions de l'alimentation du moteur pour l'évaluation du couple d'entrefer. Ainsi, le rendement est évalué à partir du couple calculé, de la vitesse et de la puissance d'entrée.

La puissance d'entrée du moteur triphasé est la moyenne des puissances instantanées du moteur.

$$\text{Puissance} = \frac{\int_0^{\text{période}} (V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c) dt}{\text{période}} \quad (\text{A.5})$$

Avec

$i_a, i_b, i_c$ : courants de phases ;

$v_a, v_b, v_c$ : tensions de phases.

Le couple d'entrefer est donné par l'équation (A.6)

$$T_{\text{entrefer}} = \frac{pp}{2\sqrt{3}} * [(i_A - i_B) * \int [V_{CA} - \frac{R}{2}(i_C - i_A)]dt - (i_C - i_A) * \int [V_{AB} - \frac{R}{2}(i_A - i_B)]dt] \quad (\text{A.6})$$

Avec  $i_A, i_B, i_C$ : courants de phases.

Ainsi, le rendement est donné par:

$$\eta = \frac{T_{\text{entrefer}} * \omega - (\text{pertes mécaniques} + \text{pertes supplémentaires})}{\text{puissance d'entrée}} \quad (\text{A.7})$$

Si l'alimentation du moteur est équilibrée et contient moins d'harmoniques, cette version de la méthode du couple d'entrefer est équivalente à la méthode IEEE 112E1.

### A.2.8 Méthode du couple de l'arbre

Indépendamment de la méthode de mesure, il reste difficile d'évaluer les pertes supplémentaires en charge. La méthode la plus convenable, pour l'évaluation du rendement du moteur à induction, est la méthode la plus directe qui mesure la puissance de sortie directement au lieu de la mesure des différentes pertes. La mesure directe permet de réduire les erreurs de la mesure.

À l'échelle de la précision, la méthode du couple de l'arbre est la plus convenable pour la mesure *in situ* du rendement. Elle est également la plus intrusive puisqu'elle nécessite l'utilisation d'un dynamomètre pour la mesure du couple de l'arbre. En fait, toutes les méthodes qui utilisent la mesure par dynamomètre suivant la norme IEEE 112B ne sont pas pratiques pour la détermination du rendement durant le fonctionnement du moteur.



## Annexe B

### Modèles du moteur à induction

Une description sommaire de différents modèles du moteur à induction est présentée dans cette annexe.

#### B.1. Modèle de Ghani

On considère le moteur à induction décrit par le modèle présenté dans [43]. Ce modèle est semblable au modèle ABC/abc à l'exception d'une transformation faite pour contourner le problème de l'inversion de la matrice des inductances. Le modèle est décrit dans la figure B.1.

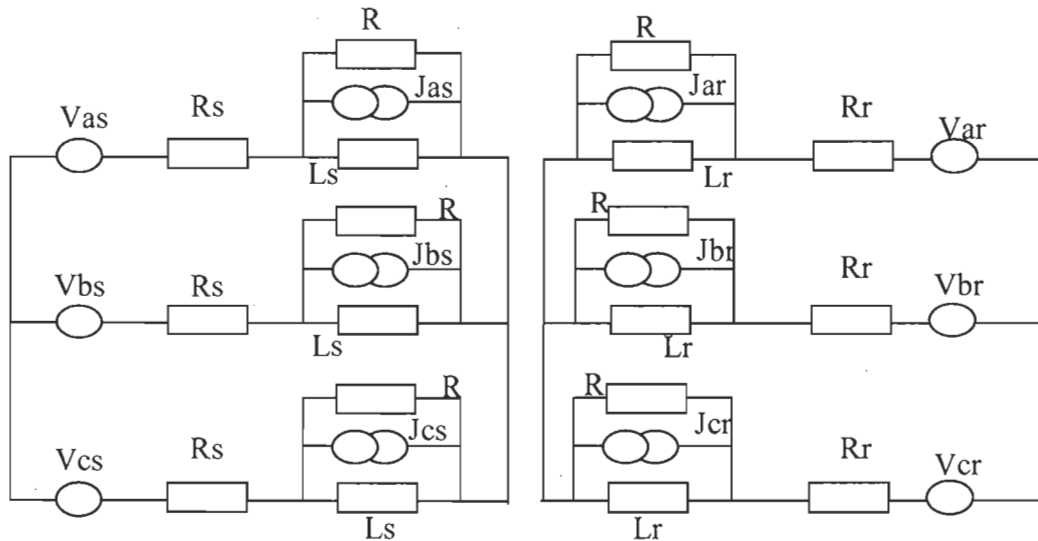


Figure B.1: Modèle de Ghani

Les tensions du moteur à induction sont données par le système d'équations (B.1).

$$\begin{cases} V_{sabc} = R_{ss} * I_{sabc} + \frac{d}{dt} \lambda_{sabc} \\ V_{rabc} = R_{rr} * I_{rabc} + \frac{d}{dt} \lambda_{rabc} \end{cases} \quad (B.1)$$

En développant les équations précédentes, les équations de tension s'écrivent sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s * I_{sa} + (L_{ls} + L_{ms}) \frac{d}{dt} I_{sa} - \frac{1}{2} L_{ms} \frac{d}{dt} I_{sb} - \frac{1}{2} L_{ms} \frac{d}{dt} I_{sc} + (L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ms}) J_{sa} \\ V_{sb} = R_s * I_{sb} + (L_{ls} + L_{ms}) \frac{d}{dt} I_{sb} - \frac{1}{2} L_{ms} \frac{d}{dt} I_{sa} - \frac{1}{2} L_{ms} \frac{d}{dt} I_{sc} + (L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ms}) J_{sb} \\ V_{sc} = R_s * I_{sc} + (L_{ls} + L_{ms}) \frac{d}{dt} I_{sc} - \frac{1}{2} L_{ms} \frac{d}{dt} I_{sa} - \frac{1}{2} L_{ms} \frac{d}{dt} I_{sb} + (L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ms}) J_{sc} \\ V_{ra} = R_r * I_{ra} + (L_{lr} + L_{mr}) \frac{d}{dt} I_{ra} - \frac{1}{2} L_{mr} \frac{d}{dt} I_{rb} - \frac{1}{2} L_{mr} \frac{d}{dt} I_{rc} + (L_{lr} + \frac{3}{2} L_{mr}) J_{ra} \\ V_{rb} = R_r * I_{rb} + (L_{lr} + L_{mr}) \frac{d}{dt} I_{rb} - \frac{1}{2} L_{mr} \frac{d}{dt} I_{ra} - \frac{1}{2} L_{mr} \frac{d}{dt} I_{rc} + (L_{lr} + \frac{3}{2} L_{mr}) J_{rb} \\ V_{rc} = R_r * I_{rc} + (L_{lr} + L_{mr}) \frac{d}{dt} I_{rc} - \frac{1}{2} L_{mr} \frac{d}{dt} I_{ra} - \frac{1}{2} L_{mr} \frac{d}{dt} I_{rb} + (L_{lr} + \frac{3}{2} L_{mr}) J_{rc} \end{cases} \quad (B.2)$$

On pose

$$\begin{cases} L_s = L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ms} \\ L_r = L_{lr} + \frac{3}{2} L_{mr} \end{cases}$$

Les sources de courant J sont données comme suit:

$$\left\{ \begin{array}{l} J_{sa} = \frac{M_{sr}}{L_s} [I_{ra} * \cos(\theta_r) + I_{rb} * \cos(\theta_r + \varphi) + I_{rc} * \cos(\theta_r - \varphi)] \\ J_{sb} = \frac{M_{sr}}{L_s} [I_{ra} * \cos(\theta_r - \varphi) + I_{rb} * \cos(\theta_r) + I_{rc} * \cos(\theta_r + \varphi)] \\ J_{sc} = \frac{M_{sr}}{L_s} [I_{ra} * \cos(\theta_r + \varphi) + I_{rb} * \cos(\theta_r - \varphi) + I_{rc} * \cos(\theta_r)] \\ J_{ra} = \frac{M_{sr}}{L_r} [I_{sa} * \cos(\theta_r) + I_{sb} * \cos(\theta_r - \varphi) + I_{sc} * \cos(\theta_r + \varphi)] \\ J_{rb} = \frac{M_{sr}}{L_r} [I_{sa} * \cos(\theta_r + \varphi) + I_{sb} * \cos(\theta_r) + I_{sc} * \cos(\theta_r - \varphi)] \\ J_{rc} = \frac{M_{sr}}{L_r} [I_{sa} * \cos(\theta_r - \varphi) + I_{sb} * \cos(\theta_r + \varphi) + I_{sc} * \cos(\theta_r)] \end{array} \right. \quad (B.3)$$

Où

$$\varphi = 2\pi / 3$$

$$(2.5) \text{ devient } \left\{ \begin{array}{l} V_{sa} = R_s * I_{sa} + L_s \frac{d}{dt} I_{sa} + L_s J_{sa} \\ V_{sb} = R_s * I_{sb} + L_s \frac{d}{dt} I_{sb} + L_s J_{sb} \\ V_{sc} = R_s * I_{sc} + L_s \frac{d}{dt} I_{sc} + L_s J_{sc} \\ V_{ra} = R_r * I_{ra} + L_r \frac{d}{dt} I_{ra} + L_r J_{ra} \\ V_{rb} = R_r * I_{rb} + L_r \frac{d}{dt} I_{rb} + L_r J_{rb} \\ V_{rc} = R_r * I_{rc} + L_r \frac{d}{dt} I_{rc} + L_r J_{rc} \end{array} \right. \quad (B.4)$$

Ce qui permet d'écrire

$$V = B \frac{d}{dt} I_L + C(I_L - J) \quad (B.5)$$

Avec

$$I_L - J = I$$

$$I_L = [I_{Lsa} \ I_{Lsb} \ I_{Lsc} \ I_{Lra} \ I_{Lrb} \ I_{Lrc}]^T$$

$$B = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [0] \\ [0] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad C = R \text{ matrice des résistances.}$$

L'équation mécanique est donnée par l'équation (2.9)

$$\text{Le couple est donné par } T_{em} = -p.M [T_1 + T_2 + T_3] \quad (B.6)$$

$$T_1 = [I_r]^T [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}] * \sin(\theta_r)$$

Ce modèle permet un accès direct aux tensions et courants statoriques et rotoriques du moteur. Il permet d'étudier la dynamique du moteur pour différents points de fonctionnement. Il tient compte des parties mécanique et électrique dans les régimes permanent et transitoire [43] [44].

## B.2. Modèle dq0

Afin de faciliter la résolution des équations régissant le fonctionnement du moteur asynchrone, on effectue des changements de variables de façon à ce que les relations entre les nouvelles variables soient plus simples que celles entre les variables réelles du modèle ABC/abc.

Pour ce faire, les hypothèses seront les suivantes:

- Les courants d'alimentation doivent être sinusoïdaux. Ceci exige que la machine soit alimentée par des sources parfaitement équilibrées.
- Le neutre des enroulements est indépendant de celui des alimentations.

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligé.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable.
- Les forces magnétomotrices créées par les armatures sont à répartition sinusoïdale dans l'entrefer.

Le modèle dqo est obtenu à l'aide de la transformation de Park qui permet de simplifier l'analyse du moteur en le considérant comme un moteur biphasé au lieu d'être triphasé. Le modèle est exprimé avec des courants et tensions liés au repère dqo, tournant à la vitesse de synchronisme.

Les équations de Park sont connues par l'élaboration du modèle de connaissance traduisant le comportement dynamique de la machine asynchrone. Ce modèle, décrit par un système d'équations différentielles linéaires, admet plusieurs classes de représentation d'état qui dépendent directement des objectifs d'utilisation de la machine, de la nature de la source d'alimentation, du référentiel et du vecteur d'état choisi.

La matrice de transformation de Park est donnée comme suit [23]:

$$K_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \varphi) & \cos(\theta_s + \varphi) \\ \sin(\theta_s) & \sin(\theta_s - \varphi) & \sin(\theta_s + \varphi) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (B.7)$$

$$K_r = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\beta) & \cos(\beta - \varphi) & \cos(\beta + \varphi) \\ \sin(\beta) & \sin(\beta - \varphi) & \sin(\beta + \varphi) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (B.8)$$

Avec  $\beta = \theta_s - \theta_r$

$K_s$ : pour l'enroulement statorique;

$K_r$ : pour l'enroulement rotorique;

$\varphi$ : Déphasage entre deux enroulements statoriques ou rotoriques.

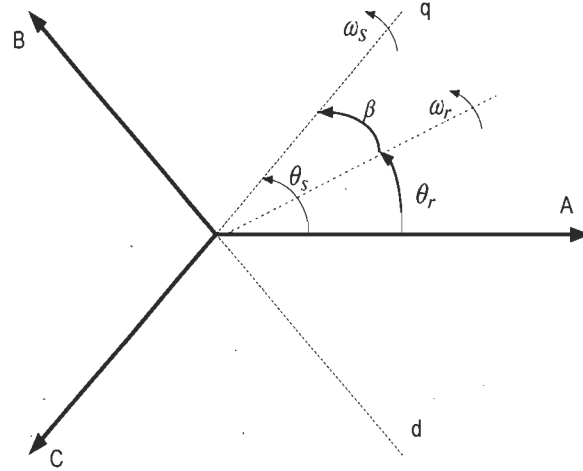


Figure B.2: Application de la transformation de Park à un ensemble d'axes triphasés

En appliquant la transformation de Park sur le système d'équations donné dans (2.5), il devient:

$$\begin{cases} V_{sqdo} = R_s * I_{sqdo} + \omega_s * \lambda_{sdqo} + \frac{d}{dt} \lambda_{sqdo} \\ V_{rqdo} = R_r * I_{rqdo} + (\omega_s - \omega_r) * \lambda_{rdqo} + \frac{d}{dt} \lambda_{rqdo} \end{cases} \quad (B.9)$$

Dont le flux est donné par

$$\begin{bmatrix} \lambda_{sdqo}^T \\ \lambda_{rdqo}^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{sd} & -\lambda_{sq} & 0 \\ \lambda_{rd} & -\lambda_{rq} & 0 \end{bmatrix} \quad (B.10)$$

Sachant que

$$K_s L_{ss} (K_s)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \quad (B.12)$$

$$K_r L_{rr} (K_r)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{lr} + \frac{3}{2} L_{mr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{lr} + \frac{3}{2} L_{mr} & 0 \\ 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} \quad (B.13)$$

$$K_s L_{sr} (K_r)^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (B.14)$$

(B.9) devient

$$\begin{cases} V_{sq} = R_s I_{sq} + \omega_s \lambda_{sd} + \frac{d}{dt} \lambda_{sq} \\ V_{sd} = R_s I_{sd} - \omega_s \lambda_{sq} + \frac{d}{dt} \lambda_{sd} \\ V_{so} = R_s I_{so} + \frac{d}{dt} \lambda_{so} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \lambda_{rd} + \frac{d}{dt} \lambda_{rq} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \lambda_{rq} + \frac{d}{dt} \lambda_{rd} \\ V_{ro} = R_r I_{ro} + \frac{d}{dt} \lambda_{ro} \end{cases} \quad (B.15)$$

(B.10) devient

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda_{sq} = L_s I_{sq} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{rq} \\ \lambda_{sd} = L_s I_{sd} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{rd} \\ \lambda_{so} = L_s I_{so} \\ \lambda_{rq} = L_r I_{rq} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{sq} \\ \lambda_{rd} = L_r I_{rd} + \frac{3}{2} M_{sr} I_{sd} \\ \lambda_{ro} = L_r I_{ro} \end{array} \right. \quad (B.16)$$

Les inductances mutuelles, entre les phases du stator et celles du rotor, sont données dans le tableau B.1.

Tableau B.1: Inductances mutuelles entre stator et rotor

Stator Rotor	Phase A	Phase B	Phase C
Phase a	$M_{sr} \cos(\theta_r)$	$M_{sr} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3})$	$M_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3})$
Phase b	$M_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3})$	$M_{sr} \cos(\theta_r)$	$M_{sr} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3})$
Phase c	$M_{sr} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3})$	$M_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3})$	$M_{sr} \cos(\theta_r)$

La relation cinétique interne  $\omega_s - \omega_r = \omega$  montre que les vitesses angulaires des axes d et q ne sont pas des grandeurs indépendantes. L'équation (B.15) devient alors :



$$\begin{bmatrix} V_{sq} \\ V_{sd} \\ V_{so} \\ V_{rq} \\ V_{rd} \\ V_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & \omega_s L_s & 0 & pM_{sr} & \omega_s M_{sr} & 0 \\ -\omega_s L_s & R_s + pL_s & 0 & -\omega_s M_{sr} & pM_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & R_s + pL_s & 0 & 0 & 0 \\ pM_{sr} & (\omega_s - \omega_r)M_{sr} & 0 & R_r + pL_r & (\omega_s - \omega_r)L_r & 0 \\ -(\omega_s - \omega_r)M_{sr} & pM_{sr} & 0 & -(\omega_s - \omega_r)L_r & R_r + pL_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sq} \\ I_{sd} \\ I_{so} \\ I_{rq} \\ I_{rd} \\ I_{ro} \end{bmatrix} \quad (B.17)$$

En appliquant la transformation de Park, on remarque l'existence de termes nuls dans la matrice d'état du moteur à induction.

Le couple est donné par l'équation  $T_{em} = M_{sr} p p^* (i_{sd} i_{rq} - i_{sq} i_{rd})$  (B.18)

L'inconvénient de ce type de modèle est la non modélisation de la variation des inductances en fonction de la saturation et la négligence de toutes les sources possibles de perturbation de signaux d'alimentation du moteur.

### B.3. Circuit équivalent par phase

L'obtention des caractéristiques, en régime permanent du moteur asynchrone à rotor en court-circuit alimenté par un système équilibré de tensions sinusoïdales, est simplifiée avec un circuit équivalent par phase [44]. Il est même possible de donner un schéma équivalent qui traduit les relations entre les composantes (d, q) des tensions et des courants (les composantes homopolaires seront négligées car elles sont rarement rencontrées) dans ces conditions.

D'après la norme IEEE 112B, si on mesure la puissance à la sortie et on déduit de cette dernière toutes les sources de pertes d'énergie du stator et du rotor, on constatera l'existence d'une valeur supplémentaire. Cette grandeur se traduit par des pertes supplémentaires en charge dues aux effets des harmoniques sur les encoches du moteur.

Pour en tenir compte, une résistance a été ajoutée au modèle de la machine par phase. Ceci est modélisé par le circuit équivalent modifié représenté par la figure B.3.

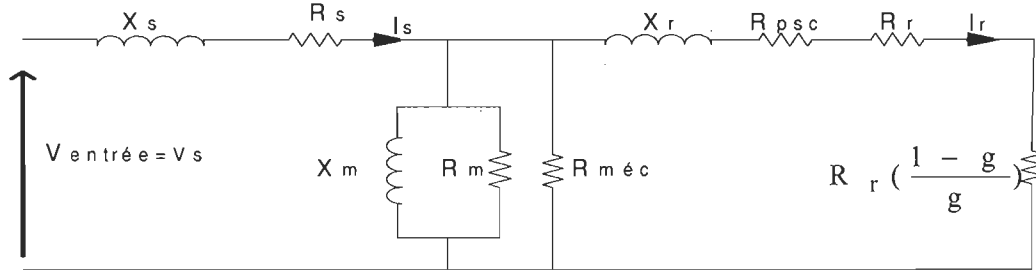


Figure B.3: Circuit équivalent par phase

Ce circuit simplifié, appelé aussi circuit équivalent par phase modifié, permet une détermination facile du rendement du moteur asynchrone, puisqu'il permet la séparation des pertes. La séparation des pertes est due principalement à la modélisation des pertes dans le circuit. Toutefois il présente l'inconvénient de n'être valide que pour des points spécifiques de fonctionnement (régime permanent).

Si on pose

$$\begin{aligned} Z_1 &= R_s + jX_s \\ Z_2 &= R_{psc} + R_r + R_r \left( \frac{1-s}{s} \right) + jX_r \\ Z_m &= R_m // R_{méc} // jX_m \end{aligned} \quad (B.19)$$

On a

$$\begin{aligned} V_s &= Z_1 I_s + Z_m (I_s - I_r) \\ 0 &= Z_m (I_s - I_r) - Z_2 I_r \end{aligned} \quad (B.20)$$

De (B. 20) on obtient

$$I_s = V_s \frac{1 + Z_2/Z_m}{Z_1 + Z_2 + Z_1 Z_2/Z_m} \quad (B.21)$$

$$I_r = \frac{V_s}{Z_1 + Z_2 + Z_1 Z_2/Z_m} \quad (B.22)$$

$$P_s = I_s V_s \quad (\text{B.23})$$

$$\text{et } P_{out} = R_r \left( \frac{1-g}{g} \right) I_r^2 = P_s - \text{pertes} \quad (\text{B.24})$$

Les pertes supplémentaires sont modélisées par la résistance  $R_{psc}$ , et le rendement est donné par

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_s} \quad (\text{B.25})$$

## **Annexe C**

### **Algorithme et programmes simulation**

La simulation des différents modèles du moteur à induction ainsi que l'identificateur des paramètres et des variables se fait sur Matlab/Simulink. Les programmes de simulation sont compatibles avec la version 7.1.0 du logiciel « Matrix Laboratory » Matlab. Ce dernier est doté de plusieurs Toolbox, dont les algorithmes sont déjà intégrés. Parmi ces Toolbox, existe un qui est particulièrement important pour notre application, il s'agit spécialement du Toolbox Optimisation.

Le Toolbox Optimisation contient plusieurs fonctions déjà programmées. Ces fonctions appellent des algorithmes d'optimisation bien codés. L'algorithme Levenberg-Marquardt figure parmi ce Toolbox.

Dans ce que suit, nous allons présenter à la fois les programmes de simulation du moteur à induction pour les différents modèles, les programmes qui permettent d'identifier les paramètres dans le cas du rotor bobiné et les programmes d'identification des paramètres et variables dans le cas du rotor à cage.

#### **C.1 Programmes de simulation du moteur à induction**

La simulation de différents modèles du moteur à induction se fait sur bien évidemment sur Matlab/Simulink. Les paragraphes C.1.1 au C.1.3 présenteront les programmes de simulation du modèle ABC/abc, Ghani,  $dq0/dq$  et le circuit équivalent.

### C.1.1 Modèle ABC/abc

La représentation graphique du programme de simulation du modèle modèle ABC/abc se fait sur Simulink. Une source triphasée (équilibrée, déséquilibrée ou non perturbée suivant le cas étudié) alimente une S-Function appelé motor1. Cette dernière n'est qu'une fonction où les équations du modèle ABC/abc sont codées. Les sorties de cette fonction représentent les variables du moteur recherchées tels que les courants statoriques, les courants rotoriques, la vitesse et le couple électromagnétique.

La figure C.1 schématise l'agencement de la représentation graphique et le code sur Matlab.

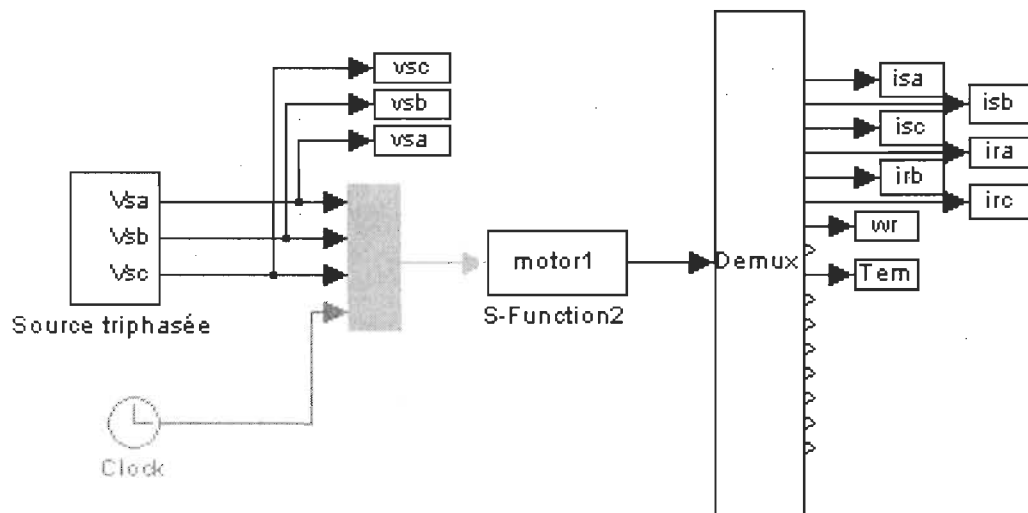


Figure C.1 Programme de simulation du modèle ABC /abc du moteur à induction

Dans la S-Function « motor1 », nous définissons :

- ✓ Les entrées du moteur;
- ✓ Les sorties du moteur;
- ✓ Le vecteur temps;
- ✓ Le pas de calcul.

Le code de la S-Function « motor1 » est donné comme suivant :

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Simulation du moteur asynchrone, Modèle ABC/abc
                                %%%%%%%%% Nadia Elkhattabi

function [sys,x0,str,ts] = motor(t,x,u,flag)
global Tem
switch flag,
    %la déclaration des matrices A B C D a été supprimée
    %car on travail avec un système non linéaire

    %%%%%%%%% Initialization %%%%%%%%%
case 0,
    [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes(t,x,u); %de meme pour cette ligne

    %%%%%%%%% Derivatives %%%%%%%%%
case 1,
    sys=mdlDerivatives(t,x,u); %de meme pour cette ligne

    %%%%%%%%% Outputs %%%%%%%%%
case 3,
    sys=mdlOutputs(t,x,u); %de meme pour cette ligne

    %%%%%%%%% Unhandled flags %%%%%%%%%
case { 2, 4, 9 },
    sys = [];

    %%%%%%%%% Unexpected flags %%%%%%%%%
otherwise
    error(['Unhandled flag = ',num2str(flag)]);

end
% end csfunc
```

```

%=====
% mdlInitializeSizes
% Return the sizes, initial conditions, and sample times for the S-
function.
%=====

function [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes(t,x,u)
global Tem
Tem=0;
sizes = simsizes;
sizes.NumContStates = 8; % le nombre d'entrées, de sorties d'états
                        % continus et discret ont changés suivant
                        % le système étudié

sizes.NumDiscStates = 0;
sizes.NumOutputs = 16;
sizes.NumInputs = 4;
sizes.DirFeedthrough = 1;
sizes.NumSampleTimes = 1;

sys = simsizes(sizes);
x0 = zeros(8,1); % le x0 est déclaré comme un état initial du
                % vecteur d'état sa dimension est 8 lignes et
                % 1 colonne

str = [];
ts = [0 0];

% end mdlInitializeSizes
%=====
% mdlDerivatives
% Return the derivatives for the continuous states.
%=====

function sys=mdlDerivatives(t,x,u)
global Tem

f=60;      w0=2*pi*f;      phi=2*pi/3;  pp=2; Kf=0.000;  Tl=0;
Xm=26.13;  Xl=0.754;      Rr=0.816;    Rs=0.435;      J=0.089;
Msr=(Xm/w0)*(2/3); Lls=(Xl/w0); Llr=(Xl/w0); Lms=Msr;  Lmr=Msr;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

R=[Rs 0 0 0 0 0;0 Rs 0 0 0 0;0 0 Rs 0 0 0;0 0 0 Rr 0 0;0 0 0 0 Rr 0;0 0
0 0 0 Rr];
V=[u(1);u(2);u(3);0;0;0];

Ls=[Lls+Lms -0.5*Lms -0.5*Lms;-0.5*Lms Lls+Lms -0.5*Lms;-0.5*Lms -
0.5*Lms Lls+Lms];
Lr=[Llr+Lmr -0.5*Lmr -0.5*Lmr;-0.5*Lmr Llr+Lmr -0.5*Lmr;-0.5*Lmr -
0.5*Lmr Llr+Lmr];
Lsr=Msr*[cos(x(8)) cos(x(8)+phi) cos(x(8)-phi); ...
        cos(x(8)-phi) cos(x(8)) cos(x(8)+phi); ...
        cos(x(8)+phi) cos(x(8)-phi) cos(x(8))];

```

```

L=[Ls,Lsr;Lsr',Lr];
Linv=inv(L);
dLsr=-Msr*[sin(x(8)) sin(x(8)+phi) sin(x(8)-phi); ...
           sin(x(8)-phi) sin(x(8)) sin(x(8)+phi); ...
           sin(x(8)+phi) sin(x(8)-phi) sin(x(8))];

dL1=[zeros(3),dLsr;dLsr',zeros(3)];

dL=x(7)*dL1; %%%la dérivée de A par rapport au temps

Tem=pp*x(1:3).'*dLsr*x(4:6);
YY=-Linv*(R+dL)*x(1:6)+Linv*V;
sys =[-Linv*(R+dL)*x(1:6)+Linv*V; -(Kf/J)*x(7)+(pp/J)*(Tem-T1);x(7)];

% end mdlDerivatives
%=====
% mdlOutputs
% Return the block outputs.
%=====

function sys=mdlOutputs(t,x,u)

f=60;          w0=2*pi*f;      phi=2*pi/3;  pp=2; Kf=0.000;  T1=0;%0.1;
Xm=26.13;      Xl=0.754;      Rr=0.816;    Rs=0.435;    J=0.089;
Msr=(Xm/w0)*(2/3); Lls=(Xl/w0); Llr=(Xl/w0); Lms=Msr;  Lmr=Msr;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

R=[Rs 0 0 0 0 0;0 Rs 0 0 0 0;0 0 Rs 0 0 0;0 0 0 Rr 0 0;0 0 0 0 Rr 0;0
0 0 0 0 Rr];
V=[u(1);u(2);u(3);0;0;0];

Ls=[Lls+Lms -0.5*Lms -0.5*Lms;-0.5*Lms Lls+Lms -0.5*Lms;-0.5*Lms -
0.5*Lms Lls+Lms];
Lr=[Llr+Lmr -0.5*Lmr -0.5*Lmr;-0.5*Lmr Llr+Lmr -0.5*Lmr;-0.5*Lmr -
0.5*Lmr Llr+Lmr];
Lsr=Msr*[cos(x(8)) cos(x(8)+phi) cos(x(8)-phi); ...
        cos(x(8)-phi) cos(x(8)) cos(x(8)+phi); ...
        cos(x(8)+phi) cos(x(8)-phi) cos(x(8))];
L=[Ls,Lsr;Lsr',Lr];
Linv=inv(L);
dLsr=-Msr*[sin(x(8)) sin(x(8)+phi) sin(x(8)-phi); ...
           sin(x(8)-phi) sin(x(8)) sin(x(8)+phi); ...
           sin(x(8)+phi) sin(x(8)-phi) sin(x(8))];

dL1=[zeros(3),dLsr;dLsr',zeros(3)];

dL=x(7)*dL1; %%%la dérivée de A par rapport au temps

Tem=pp*x(1:3).'*dLsr*x(4:6);
YY=-Linv*(R+dL)*x(1:6)+Linv*V;

sys=[x;Tem;YY;1];%on déclare la sortie du système

```



### C.1.2 Modèle de Ghani

La représentation graphique du programme de simulation du modèle de Ghani se fait sur Simulink. Une source triphasée (équilibrée, déséquilibrée ou non perturbée suivant le cas étudié) alimente le bloc « Modèle de Ghani ». Ce dernier contient le programme du modèle. Les sorties de ce bloc constituent les variables recherchées du moteur.

La figure C.2 schématise la représentation graphique du modèle.

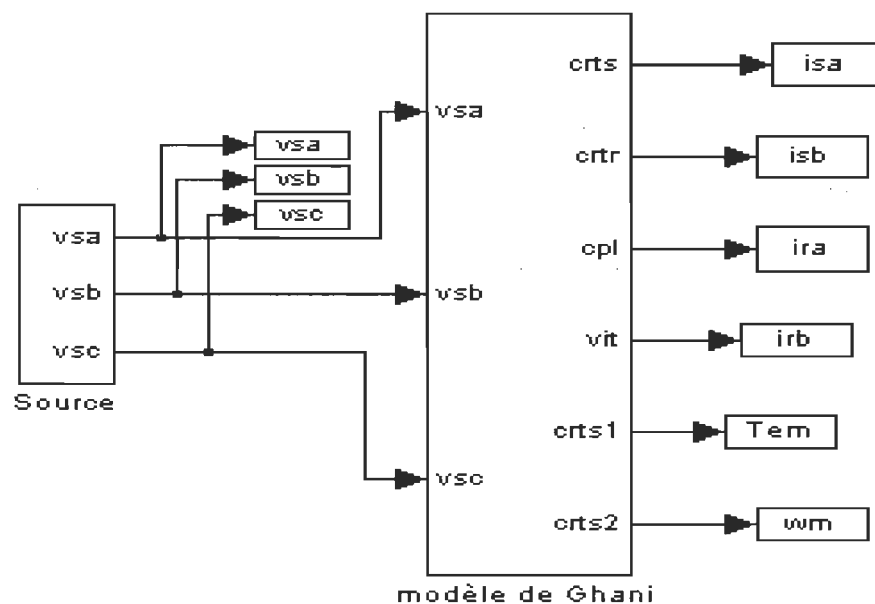


Figure C.2 Programme de simulation du modèle de Ghani du moteur à induction

Le bloc « modèle de Ghani » décrit le système d'équations du modèle de Ghani. Ce bloc est donné en détail dans la figure C.3.

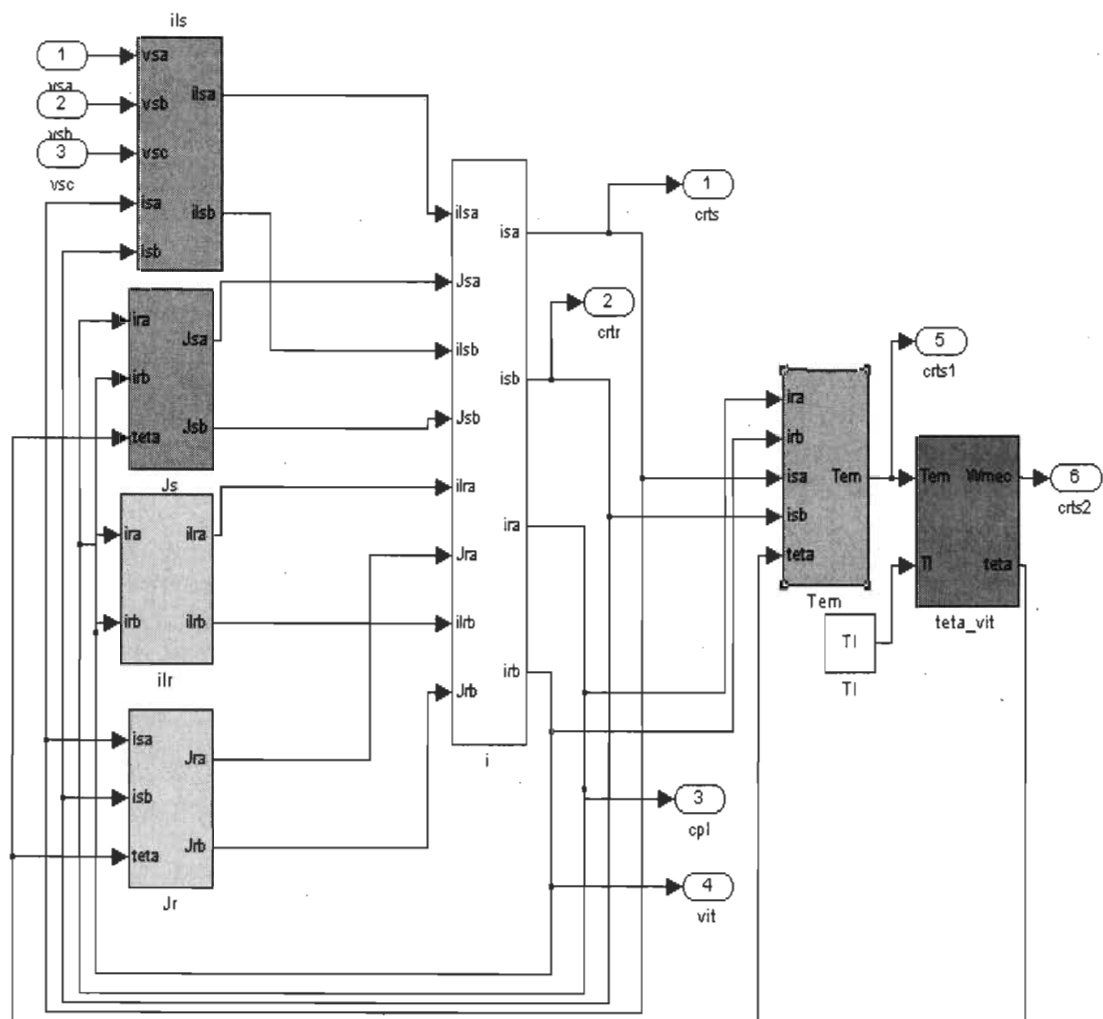


Figure C.3 Représentation graphique du bloc « modèle de Ghani »

### C.1.3 Modèle DQ0/dq

La représentation graphique du programme de simulation du modèle dq0/dq se fait sur Simulink. À part la source triphasée (équilibrée, déséquilibrée ou non perturbée suivant le cas étudié), le programme contient trois S-Function appelées successivement « park », « dq0motor » et « inv\_Park ». Ces trois dernières permettent, d'abord d'exécuter la transformation de Park pour le système triphasé d'alimentation, la sortie de ce bloc alimente la 2eme S-function. Ensuite, le modèle dq0/dq est codé dans cette dernière, les sorties de ce bloc sont bidimensionnelles. Finalement, pour une représentation graphique triphasée, une transformation inverse de Park est représentée par la 3eme S-Function « inv\_Park ». Les sorties de cette fonction représentent les variables du moteur recherchées tels que les courants statoriques et rotoriques triphasés, la vitesse et le couple électromagnétique.

La figure C.4 schématise l'agencement de la représentation graphique et le code sur Matlab.

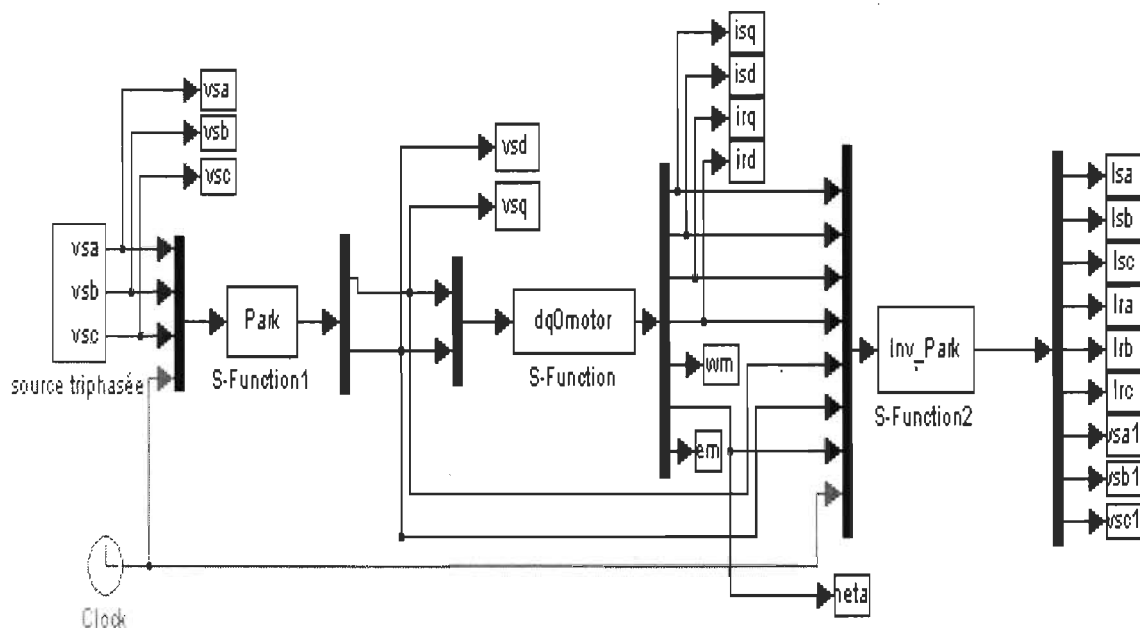


Figure C.4 Programme de simulation du modèle de dq0/dq du moteur à induction

Les trois S-Function, « Park », « dq0motor » et « Inv\_Park » sont données successivement ci-dessous.

### **S-Function : Park**

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Transformation de Park %%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%Nadia Elkhatabi %%%%%%%%%%

function [sys,x0,str,ts] = Inv_Park(t,x,u,flag)
switch flag,

    %%%%%%%%%% Initialization %%%%%%%%%%
case 0,
    [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes(t,x,u);

    %%%%%%%%%% Derivatives %%%%%%%%%%
case 1,
    sys=mdlDerivatives(t,x,u);

    %%%%%%%%%% Outputs %%%%%%%%%%
case 3,
    sys=mdlOutputs(t,x,u);

    %%%%%%%%%% Unhandled flags %%%%%%%%%%
case { 2, 4, 9 },
    sys = [];

    %%%%%%%%%% Unexpected flags %%%%%%%%%%
otherwise
    error(['Unhandled flag = ',num2str(flag)]);

end
% end csfunc

%=====
% mdlInitializeSizes
% Return the sizes, initial conditions, and sample times for the S-
function.
%=====

function [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes(t,x,u)

```

```

sizes = simsizes;
sizes.NumContStates = 0;
sizes.NumDiscStates = 0;
sizes.NumOutputs = 2;
sizes.NumInputs = 4;
sizes.DirFeedthrough = 1;
sizes.NumSampleTimes = 1;

sys = simsizes(sizes);
x0 = [];
str = [];
ts = [0 0];

% end mdlInitializeSizes
%=====
% mdlDerivatives
% Return the derivatives for the continuous states.
%=====
%function sys=mdlDerivatives(t,x,u)
% end mdlDerivatives
%=====
% mdlOutputs
% Return the block outputs.
%=====
function sys=mdlOutputs(t,x,u)
phi=2*pi/3;
vsa=u(1);
vsb=u(2);
vsc=u(3);
t=u(4);
Ws=2*pi*60;
theta=0;
Vsabc=[vsa;vsb;vsc];

%%%%%%%%%%%%Matrice de transformation de Park du stator et du rotor
Ks=sqrt(2/3)*[cos(theta) cos(theta-phi) cos(theta+phi); ...
             -sin(theta) -sin(theta-phi) -sin(theta+phi); ...
             1/sqrt(2) 1/sqrt(2) 1/sqrt(2)];
Ks=sqrt(2/3)*[cos(theta) cos(theta-phi) cos(theta+phi); ...
             -sin(theta) -sin(theta-phi) -sin(theta+phi)];

%%%%%%%%%%%%Transformation de Park des tensions statoriques%%%%%%%%%%%%
Vsdq=Ks*Vsabc;
Vsq=Vsdq(1);
Vsd=Vsdq(2);

sys=[Vsq;Vsd];

% end mdlOutputs

```

## **S-Function : dq0motor**

```
%%%%%%%%%%%%%% Modèle dq0/dq du moteur à induction%%%%%%%%%%%%%%  
%%%%%%%%%%%%%%Nadia Elkhatabi %%%%%%%%%%%%%%%
```

```
function [sys,x0,str,ts] = dq0motor(t,x,u,flag)  
global Tem  
switch flag,
```

```
    % Initialization %  
case 0,  
[sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes(t,x,u);
```

```
    % Derivatives %  
  
case 1,  
sys=mdlDerivatives(t,x,u);
```

```
    % Outputs %  
  
case 3,  
sys=mdlOutputs(t,x,u
```

```
    % Unhandled flags %  
  
case { 2, 4, 9 },  
sys = [];
```

```
    % Unexpected flags %  
otherwise  
error(['Unhandled flag = ',num2str(flag)]);  
  
end  
% end csfunc
```

```
%=====
```

```
% mdlInitializeSizes
```

```
% Return the sizes, initial conditions, and sample times for the S-
```

```
function.  
%=====
```

```
function [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes(t,x,u)  
global Tem  
Tem=0;  
sizes = simsizes;  
sizes.NumContStates = 6;  
sizes.NumDiscStates = 0;  
sizes.NumOutputs = 7;  
sizes.NumInputs = 2;  
sizes.DirFeedthrough = 1;
```

```

sizes.NumSampleTimes = 1;
sys = simsizes(sizes);
x0 = zeros(6,1);
str = [];
ts = [0 0];

% end mdlInitializeSizes
%=====
% mdlDerivatives
% Return the derivatives for the continuous states.
%=====

function sys=mdlDerivatives(t,x,u)
global Tem %k t2

f=60;      w0=2*pi*f;      phi=2*pi/3;  pp=2; Kf=0.000;  Tl=0;
Xm=26.13;  Xl=0.754;      Rr=0.816;    Rs=0.435;    J=0.089;
Msr=(Xm/w0)*(2/3); Lls=(Xl/w0); Llr=(Xl/w0); Lms=Msr;  Lmr=Msr;

Ls=Lls+3/2*Lms;
Lr=Llr+3/2*Lmr;
M=3/2*Msr;
sig=1-M^2/(Ls*Lr);
V=[u(1);u(2);0;0];

w=0; %~~~~~ Réference lié au stator~~~~~
A=[-Rs/sig/Ls      w+(1-sig)/sig*x(5)  M*Rr/(sig*Ls*Lr)
M/(sig*Ls)*x(5); ...
-w-(1-sig)/sig*x(5)  -Rs/sig/Ls      -M/(sig*Ls)*x(5)
M*Rr/(sig*Ls*Lr); ...
M*Rs/(sig*Ls*Lr)    -M/(sig*Lr)*x(5)    -Rr/sig/Lr      w-
x(5)/sig ;...
M/(sig*Lr)*x(5)      M*Rs/(sig*Ls*Lr)    -w+x(5)/sig      -
Rr/sig/Lr ];
B=[1/sig/Ls 0 0 0;0 1/sig/Ls 0 0;-M/(sig*Ls*Lr) 0 0 0;0 -M/(sig*Ls*Lr)
0 0];
dIdt=A*x(1:4)+B*V;

Tem=pp*M*(x(2)*x(3)-x(1)*x(4));
sys=[dIdt;(pp/J)*(Tem-Tl)-(Kf/J)*x(5);x(5)];

% end mdlDerivatives
%=====
% mdlOutputs
% Return the block outputs.
%=====

function sys=mdlOutputs(t,x,u)
global Tem
f=60;      w0=2*pi*f;      phi=2*pi/3;  pp=2; Kf=0.000;  Tl=0;
Xm=26.13;  Xl=0.754;      Rr=0.816;    Rs=0.435;    J=0.089;

```

```

Msr=(Xm/w0)*(2/3); Lls=(Xl/w0); Llr=(Xl/w0); Lms=Msr; Lmr=Msr;

Ls=Lls+3/2*Lms;
Lr=Llr+3/2*Lmr;
M=3/2*Msr;
sig=1-M^2/(Ls*Lr);
V=[u(1);u(2);0;0];
w=0; %%%%%%%%%%%%%% Référence lié au stator%%%%%%%%%%%%%
A=[-Rs/sig/Ls          w+(1-sig)/sig*x(5)  M*Rr/(sig*Ls*Lr)
   M/(sig*Ls)*x(5); ...
   -w-(1-sig)/sig*x(5)  -Rs/sig/Ls          -M/(sig*Ls)*x(5)
   M*Rr/(sig*Ls*Lr); ...
   M*Rs/(sig*Ls*Lr)     -M/(sig*Lr)*x(5)     -Rr/sig/Lr          w-
   x(5)/sig ; ...
   M/(sig*Lr)*x(5)      M*Rs/(sig*Ls*Lr)     -w+x(5)/sig          -
   Rr/sig/Lr ];
B=[1/sig/Ls 0 0 0;0 1/sig/Ls 0 0;-M/(sig*Ls*Lr) 0 0 0;0 -M/(sig*Ls*Lr)
  0 0];
dIdt=A*x(1:4)+B*V;

Tem=pp*M*(x(2)*x(3)-x(1)*x(4));
sys=[x;Tem];
% end mdlOutputs

```

### **S-Function : Inv Park**

```

%%%%%%%%%%%% Transformation inverse de Park %%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%% Nadia Elkhatabi %%%%%%%%%%

function [sys,x0,str,ts] = Inv_Park(t,x,u,flag)
switch flag,

    % Initialization %
case 0,
[sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes(t,x,u);

    % Derivatives %
case 1,
% sys=mdlDerivatives(t,x,u);
% Outputs %

case 3,
sys=mdlOutputs(t,x,u);

    % Unhandled flags %
case { 2, 4, 9 },
sys = [];

```



```

    % Unexpected flags %

otherwise
error(['Unhandled flag = ',num2str(flag)]);

end
% end csfunc

%=====
% mdlInitializeSizes
% Return the sizes, initial conditions, and sample times for the S-
function.
%=====

function [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes(t,x,u)

sizes = simsizes;
sizes.NumContStates = 0;
sizes.NumDiscStates = 0;
sizes.NumOutputs = 9;
sizes.NumInputs = 8;
sizes.DirFeedthrough = 1;
sizes.NumSampleTimes = 1;
sys = simsizes(sizes);
x0 = [];
str = [];
ts = [0 0];

% end mdlInitializeSizes
%=====
% mdlDerivatives
% Return the derivatives for the continuous states.
%=====
function sys=mdlDerivatives(t,x,u)

% end mdlDerivatives
%=====
% mdlOutputs
% Return the block outputs.
%=====

function sys=mdlOutputs(t,x,u)
phi=2*pi/3;
isq=u(1);
isd=u(2);
irq=u(3);
ird=u(4);
Vsqu=u(5);
Vsd=u(6) ;
thetar=u(7);
t=u(8);

```

```

Ws=2*pi*60;
theta=Ws*t*0;
beta=theta-thetar;

isqd0=[isq;isd];
irqd0=[irq;ird];
Vsqd0=[Vsq;Vsd];

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%Matrice de transformation de Park du stator et du rotor
Ks_Inv=sqrt(2/3)*[cos(theta)      sin(theta)      ; ...
                  cos(theta-phi)  sin(theta-phi)  ; ...
                  cos(theta+phi)  sin(theta+phi)];
Kr_Inv=sqrt(2/3)*[cos(beta)      -sin(beta)      ; ...
                  cos(beta-phi)  -sin(beta-phi)  ; ...
                  cos(beta+phi)  -sin(beta+phi)];

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%Transformation de Park des courants statoriques%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
isabc=Ks_Inv*isqd0;
isa=isabc(1);
isb=isabc(2);
isc=isabc(3);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%Transformation de Park des courants rotoriques%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
irabc=Kr_Inv*irqd0;
ira=irabc(1);
irb=irabc(2);
irc=irabc(3);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%Transformation de Park des tensions statoriques%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Vsabc=Ks_Inv*Vsqd0;
Vsa=Vsabc(1);
Vsb=Vsabc(2);
Vsc=Vsabc(3);

sys=[isa;isb;isc;ira;irb;irc;Vsa;Vsb;Vsc];

% end mdlOutputs

```

## C.2 Algorithme d'estimation des paramètres et variables du moteur à induction

L'algorithme de base d'identification de paramètre et variables du moteur à induction a été donné par les figures 3.5 et 3.6 du chapitre 3. Les étapes décrites dans cet algorithme concernent un seul pas de calcul. Le programme qui gère ce dernier à chaque pas de calcul est représenté par la figure C.5.

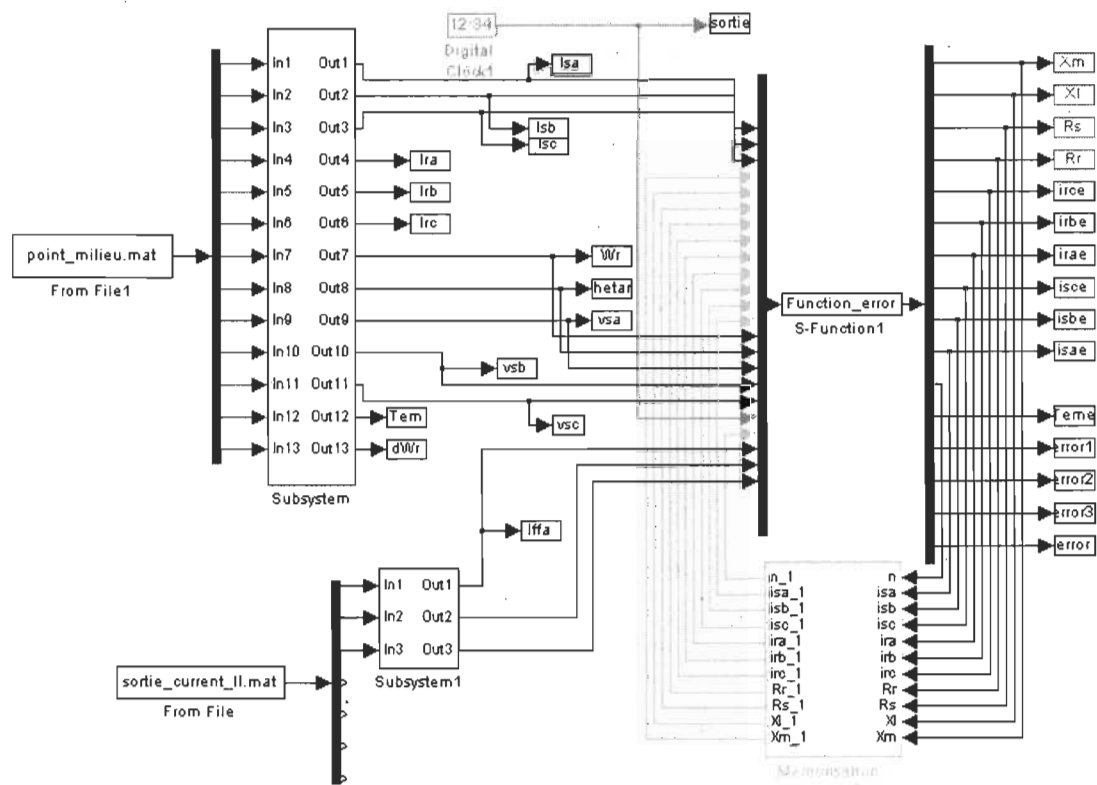


Figure C.5 Programme de simulation d'identification des paramètres et des variables du modèle ABC/abc du moteur à induction

La S-Function « **Function\_error** » contient le programme de minimisation par optimisation de l'erreur produite entre les variables mesurées et estimées (accessibles à la mesure). La minimisation se fait au sens des moindres carrés non linéaires en utilisant l'algorithme de Levenberg-Marquardt comme décrit dans la figure 3.6 (estimation des paramètres et variables du moteur à cage).

Comme expliqué dans le paragraphe 3.4.2.1, les grandeurs accessibles du moteur ne peuvent être appliquées directement au programme de la minimisation. L'intégration numérique qui permet de déterminer le point milieu des variables entre deux pas de calcul, nous oblige à traiter ces derniers avant de les utiliser comme entrées de la S-Function « Function\_error ».

La figure C.6 représente le programme sur Simulink/Matlab qui permet de simuler le moteur et d'exécuter cette intégration sur les variables.

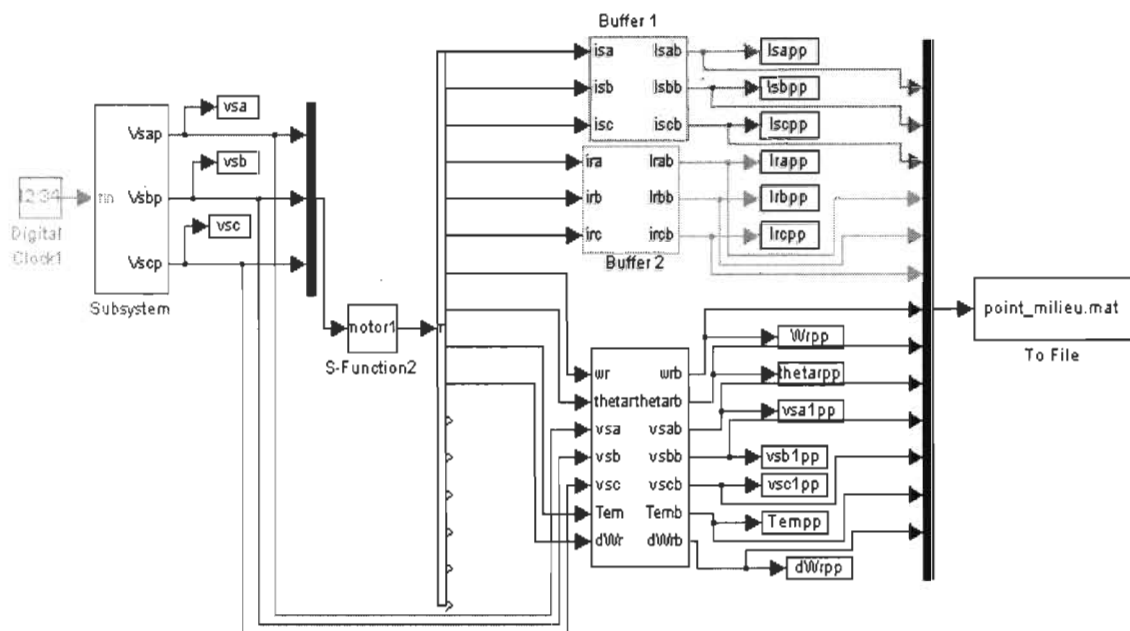


Figure C.6 Programme de simulation d'identification des paramètres et des variables du modèle ABC/abc du moteur à induction

Les sorties de ce bloc sont regroupées dans un fichier numérique « point\_milieu.mat » qui sera utilisé comme entrée du programme principal donné par la figure C.5. La S-Function « motor1 » est donnée précédemment dans partie de simulation du modèle ABC /abc du moteur à induction.

L'application du programme de l'intégration numérique, crée un certain décalage dans le temps (le temps de l'intégration). Pour remédier à ce problème, les grandeurs mesurables et qui servent des éléments essentiels pour le vecteur erreur, tel que les courants statoriques, sont regroupées dans le fichier « sortie\_current\_II.mat »

Comme expliquée ci-dessus, le programme qui minimise l'erreur est codé sous la S-Function « Function\_error ». Le codage de cette fonction sur Matlab est donné comme suit :

## Function\_error

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Fonction d'erreur %%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Naida Elkhattabi %%%%%%%%%%%%%%%

function [sys,x0,str,ts] = error_Function_discretel(t,x,u,flag)
global COURANT V1 thetar1 Wr1 verif
%DSFUNC An example M-file S-function for defining a discrete system.
switch flag,

    % Initialization %
    case 0,
        [sys,x0,str,ts] = mdlInitializeSizes(t,x,u);

    % Update %
    case 2,
        % sys = mdlUpdate(t,x,u);

    % Output %
    case 3,
        sys = mdlOutputs(t,x,u);

    % Terminate %
    case 9,

```

```

        sys = []; % do nothing
        %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

        % Unexpected flags %

        otherwise
            error(['unhandled flag = ',num2str(flag)]);
        end
    %end dsfunc

function [sys,x0,str,ts] = mdlInitializeSizes(t,x,u)
    sizes = simsizes;
    sizes.NumContStates = 0;
    sizes.NumDiscStates = 0;
    sizes.NumOutputs = 16;
    sizes.NumInputs = 31;
    sizes.DirFeedthrough = 1;
    sizes.NumSampleTimes = 1;

    sys = simsizes(sizes);
    x0 = []; %ones(sizes.NumDiscStates,1);
    str = [];
    ts = [1e-4 0]; %%%%%%%%%%%%%%% Important: Il ne faut pas oublier de
    % changer le pas de calcul dans la line 118
    % end mdlInitializeSizes
    %=====

function sys = mdlOutputs(t,x,u)
    global COURANT V1 thetar1 Wr1 verif

    Isa=u(1:2); %%%Courant Isa mesuré du moteur
    Isb=u(3:4); %%%Courant Isb mesuré du moteur
    Isc=u(5:6); %%%Courant Isc mesuré du moteur
    Xm=u(7);
    Xl=u(8);
    Rs=u(9);
    Rr=u(10);
    irc=u(11); %%%Courant irc estimé
    irb=u(12); %%%Courant irb estimé
    ira=u(13); %%%Courant ira estimé
    isc=u(14); %%%Courant isc estimé
    isb=u(15); %%%Courant isb estimé
    isa=u(16); %%%Courant isa estimé
    Wr=u(17:18);
    thetar=u(19:20);
    vsa=u(21:22);
    vsb=u(23:24);
    vsc=u(25:26);
    ti=u(27);
    n=u(28);
    Iffa=u(29);
    Iffb=u(30);
    Iffc=u(31);

```

```

dt=1e-4;          %%%%%%%%%%% Important: Il ne faut pas oublier de
changer le pas de calcul dans la line 72
dt1=dt/2;
fs=60;Ws=2*pi*fs; phi=2*pi/3; pp=2;
X0=[Xm;Xl;Rs;Rr];
II=[isa;isb;isc;ira;irb;irc];
if ti<dt,
    sys=zeros(16,1);
    break
end
ti=ti-dt;
if ti==0,
    vsa=[0;vsa];
    vsb=[0;vsb];
    vsc=[0;vsc];
    Wr=[0;Wr];
    thetar=[0;thetar];
else vsa=[Vl(1);vsa];
    vsb=[Vl(2);vsb];
    vsc=[Vl(3);vsc];
    Wr=[Wr1;Wr];
    thetar=[thetar1;thetar];
end
P=vsa(3)*Iffa+vsb(3)*Iffb+vsc(3)*Iffc;
para_reel=[26.13;0.754;0.435;0.816];
[X]=lsqnonlin(@Fonction_error,X0,para_reel/2,para_reel*2,optimset('Leve
nbergMarquardt','off','display','off','TolFun',1e-
20),Ws,ti,vsa,vsb,vsc,thetar,Wr,P,dt1,II,phi,Iffa,Iffb,Iffc);

n=n+1;
isa=COURANT(1);
isb=COURANT(2);
isc=COURANT(3);
ira=COURANT(4);
irb=COURANT(5);
irc=COURANT(6);

Msr=(X(1)/Ws)*(2/3);
thetar2=thetar(3);
dLsr=-Msr*[sin(thetar2)      sin(thetar2+phi) sin(thetar2-phi); ...
           sin(thetar2-phi) sin(thetar2)      sin(thetar2+phi); ...
           sin(thetar2+phi) sin(thetar2-phi) sin(thetar2)];

Tem=pp*[isa isb isc]*dLsr*[ira;irb;irc];
sys=[X(1);X(2);X(3);X(4);irc;irb;ira;isc;isb;isa;n;Tem;verif];
%%%on déclare la sortie du systeme qui est la sortie de la S_fonction

% end mdlOutputs

```

```

function
[erreur]=Fonction_error(X,Ws,ti,vsa,vsb,vsc,thetar,Wr,P,dt1,II,phi,Iffa
,Iffb,Iffc)
global COURANT V1 thetar1 Wr1 verif
h=2*dt1;
I=II;
beta=1e8;beta1=1e6;
R=[X(3) 0 0 0 0 0;0 X(3) 0 0 0 0;0 0 X(3) 0 0 0;0 0 0 X(4) 0 0;0 0 0 0
X(4) 0;0 0 0 0 0 X(4)];
Msr=(X(1)/Ws)*(2/3); Lls=(X(2)/Ws); Llr=(X(2)/Ws); Lms=Msr;
Lmr=Msr;
Ls=[Lls+Lms -0.5*Lms -0.5*Lms;-0.5*Lms Lls+Lms -0.5*Lms;-0.5*Lms -
0.5*Lms Lls+Lms];
Lr=[Llr+Lmr -0.5*Lmr -0.5*Lmr;-0.5*Lmr Llr+Lmr -0.5*Lmr;-0.5*Lmr -
0.5*Lmr Llr+Lmr];
%=====
tii=ti;
V1=[vsa(1);vsb(1);vsc(1);0;0;0];
thetar1=thetar(1);
Wr1=Wr(1);
Lsr=Msr*[cos(thetar1) cos(thetar1+phi) cos(thetar1-phi); ...
cos(thetar1-phi) cos(thetar1) cos(thetar1+phi); ...
cos(thetar1+phi) cos(thetar1-phi) cos(thetar1)];
L=[Ls,Lsr;Lsr',Lr];
dLsr=-Msr*[sin(thetar1) sin(thetar1+phi) sin(thetar1-phi); ...
sin(thetar1-phi) sin(thetar1) sin(thetar1+phi); ...
sin(thetar1+phi) sin(thetar1-phi) sin(thetar1)];
dL1=[zeros(3),dLsr;dLsr',zeros(3)];
dL=Wr1*dL1; %%%la derivée de A par rapport au temps
K1=(-L\((R+dL)*I)+L\V1)*h; % le 1er facteur de RK4 pour l'intégration
du courants statoriques et rotoriques
%=====
tii=ti+h/2;
V1=[vsa(2);vsb(2);vsc(2);0;0;0];
thetar1=thetar(2);
Wr1=Wr(2);
Lsr=Msr*[cos(thetar1) cos(thetar1+phi) cos(thetar1-phi); ...
cos(thetar1-phi) cos(thetar1) cos(thetar1+phi); ...
cos(thetar1+phi) cos(thetar1-phi) cos(thetar1)];
L=[Ls,Lsr;Lsr',Lr];
dLsr=-Msr*[sin(thetar1) sin(thetar1+phi) sin(thetar1-phi); ...
sin(thetar1-phi) sin(thetar1) sin(thetar1+phi); ...
sin(thetar1+phi) sin(thetar1-phi) sin(thetar1)];
dL1=[zeros(3),dLsr;dLsr',zeros(3)];
dL=Wr1*dL1; %%%la derivée de A par rapport au temps
K2=(-L\((R+dL)*(I+K1/2))+L\V1)*h; % le 2eme facteur de RK4 pour
l'intégration du courants statoriques et rotoriques
%=====
tii=ti+h/2;
K3=(-L\((R+dL)*(I+K2/2))+L\V1)*h; % le 3eme facteur de RK4 pour
l'intégration du courants statoriques et rotoriques
%=====
tii=ti+h;

```



```

V1=[vsa(3);vsb(3);vsc(3);0;0;0];
thetar1=thetar(3);
Wr1=Wr(3);
Lsr=Msr*[cos(thetar1)      cos(thetar1+phi)  cos(thetar1-phi); ...
          cos(thetar1-phi)  cos(thetar1)      cos(thetar1+phi); ...
          cos(thetar1+phi)  cos(thetar1-phi)  cos(thetar1)];
L=[Ls,Lsr;Lsr',Lr];
dLsr=-Msr*[sin(thetar1)    sin(thetar1+phi) sin(thetar1-phi); ...
            sin(thetar1-phi) sin(thetar1)    sin(thetar1+phi); ...
            sin(thetar1+phi) sin(thetar1-phi) sin(thetar1)];
dL1=[zeros(3),dLsr;dLsr',zeros(3)];
dL=Wr1*dL1; %%%la dérivée de A par rapport au temps
K4=(-L\((R+dL)*(I+K3))+L\V1)*h; % le 4eme facteur de RK4 pour
l'intégration du courants statoriques et rotoriques
%=====
I=I+(K1+2*K2+2*K3+K4)/6;
COURANT=I;
isae=I(1);
isbe=I(2);
isce=I(3);
irae=I(4);
irbe=I(5);
irce=I(6);
Pe=vsa(3)*isae+vsb(3)*isbe+vsc(3)*isce;
erreur=[(Iffa-isae)*beta*5;(Iffb-isbe)*beta*5;(Iffc-isce)*beta*5;(P-
Pe)*beta*3];
verif=erreur;

```

## **Annexe D**

### **Système de mesure**

#### **D1. Limites expérimentales**

Nous allons présenter, en premier lieu une description du banc d'essai élaboré pour ce travail ainsi que ses limites dans un second lieu.

##### **D1.1. Description du banc d'essai**

Pour des raisons de disponibilité du banc d'essai LTEE d'Hydro-Québec, des essais expérimentaux ont été effectués au laboratoire d'Électronique Industrielle du Département de Génie Électrique et Génie Informatique de l'Université du Québec à Trois-Rivières.

Ce banc contient:

- Une source programmable
- Un moteur à induction
- Une génératrice synchrone utilisée comme charge du moteur
- Des capteurs de vitesse, courant et de tension
- Un système d'acquisition Dspace

La figure D1 représente le banc d'essai en question.

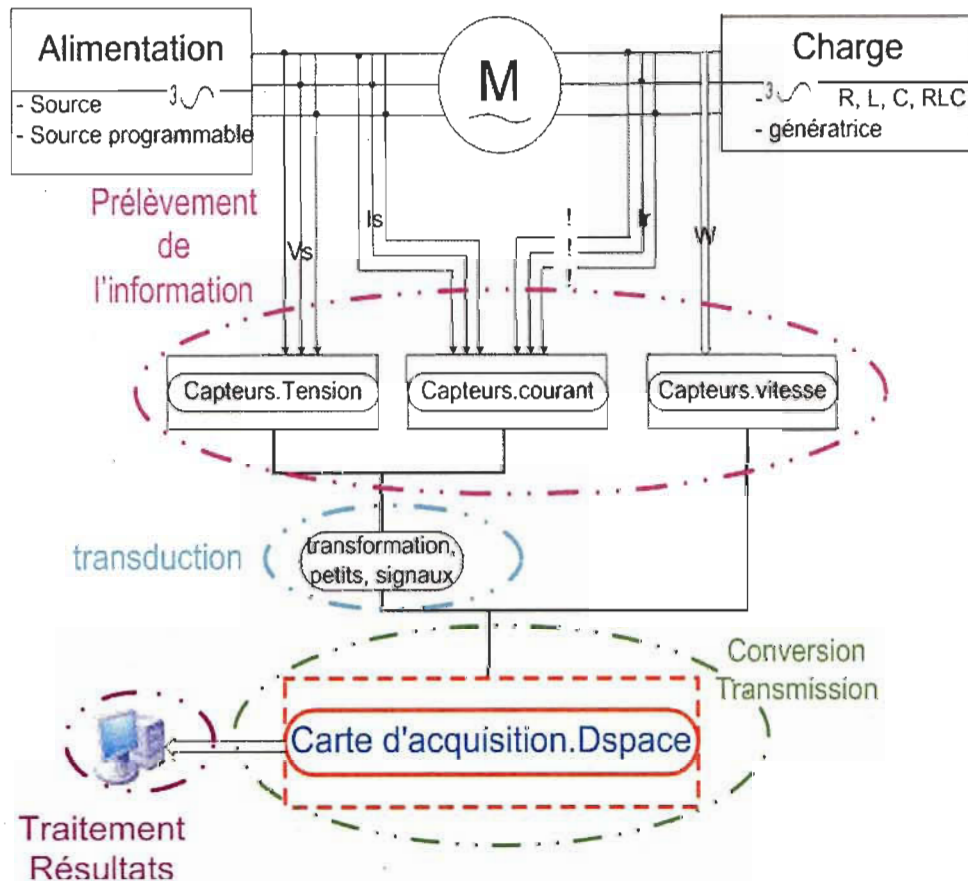


Figure D1 Principe de base du système de mesure

Chaque système de mesure a pour mission de fournir une représentation de la grandeur physique le plus fidèlement possible. Cependant, il doit être constitué d'un certain nombre d'éléments tels que capteurs, filtres, amplificateurs, etc. Chaque élément est décrit au moyen d'un modèle physique et mis sous la forme d'une fonction de transfert. Les éléments de base de notre système de mesure sont regroupés en quatre catégories essentielles:

- ✓ Le prélèvement de l'information
- ✓ La transduction
- ✓ Conversion et la transmission
- ✓ Traitement des résultats

Dans le cas de ce projet, les grandeurs à mesurer sont la tension d'alimentation, les courants du stator ainsi que la vitesse rotorique.

#### **D1.1.1. Prélèvement de l'information**

Le prélèvement de l'information se fait avec l'utilisation des capteurs (Vitesse, courant et tension). Ces derniers, transforment les grandeurs physiques d'entrée du moteur à des images informationnelles de celles d'entrée et qui sont électriquement mesurables.

#### **D1.1.2. Transduction**

La transduction, est chargée principalement à la transformation des grandeurs électriques à la sortie des capteurs à des grandeurs de quelques volts. Cette limite est imposée par le système d'acquisition « Dspace » qui ne supporte pas plus que 10 volts. L'utilisation des transformateurs de tension s'est avérée alors évidente. Il s'agit alors de bien choisir le rapport de transformation de chaque transformateur suivant qu'il est branché au capteur de tension, de courant ou de vitesse.

#### **D1.1.3. Conversion et transmission**

À partir d'une certaine limite de complexité, la conception et la réalisation d'un système de mesure est fortement influencée par l'utilisation des outils informatiques: microprocesseur, microcontrôleur et DSP. Ces outils remplacent des circuits électriques et permettent d'exécuter informatiquement plusieurs tâches. Cependant, une augmentation des performances et une baisse des coûts sont notables.

Les tâches spécifiques qu'un système de mesure « informatique » peut exécuter:

- La gestion, dynamique ou fixe, d'un ensemble de canaux de mesure.
- La combinaison de résultats provenant de plusieurs canaux selon un algorithme établi.
- La surveillance de paramètres, le déclenchement d'alarmes hiérarchisées.
- L'envoi de résultats sur un réseau informatique.
- L'extraction du signal par autocorrélation, intercorrélations, filtrage numérique, moyennage.
- L'analyse fréquentielle des signaux.
- L'analyse statistique: tests paramétriques, domaines de confiance, extrapolations et synthèses.
- La présentation graphique des résultats.

#### **D1.1.3.1. Système d'acquisition Dspace**

La compagnie allemande DSPACE développe des systèmes électroniques et logiciels intégrés pour le développement de calculateurs et de commandes mécatroniques. Ces systèmes sont utilisés dans divers secteurs industriels. Ils constituent des ensembles physiques désignés pour l'implémentation à haute vitesse d'un champ de données « multivariées ».

Le système Dspace que nous avons à l'Université du Québec à Trois-Rivières est la deuxième version du système de contrôle. Il se caractérise par :

- Entrée/sortie: la carte d'acquisition contient 32 entrées divisées en deux canaux, chaque canal contient 16 entrées. Le système possède aussi de multiples sorties numériques et analogiques. L'identification des paramètres du moteur à induction est faite hors ligne, ces sorties ne seront pas utilisées dans le cadre de ce projet.

- Convertisseur analogique/numérique: le système contient deux convertisseurs A/D indépendants de 16 bits. Chacun avec un multiplexeur de 32 entrées.
- Résolution: 16 bits.
- Tension d'entrée: ne doit pas dépasser 10 Volt.
- Hold mode.
- Sample & hold mode (S&H) simultanément.
- Température 0...70°C.
- Alimentation 5V 1.5A.

L'utilisation d'un système de mesure informatisé dépend profondément des interfaces dont il est doté. De ce fait, cette utilisation requiert toujours une conversion préalable des signaux analogiques à traiter en signaux digitaux et vice versa. En plus le processeur ne traite qu'un signal à la fois, il est alors nécessaire d'utiliser successivement tous les canaux de mesure selon une séquence bien définie et à haute vitesse.

Les caractéristiques du convertisseur A/D sont données ci-dessous:

- Temps de conversion: 1.2, 2.2, 2.7, 3.2, 3.4, 3.7, 3.9, 4.2us
- Temps de multiplexage: 330ns (Settling time)
- Tension offset initiale de 2.5mv
- Erreur de gain initiale de 0.2%
- Rapport signal/bruit: 78 dB
- Impédance d'entrée 1Mhoms
- Temps d'acquisition S/H: 1Us

Échantillonnage: l'échantillonnage se fait soit par logiciel en choisissant la vitesse du processeur soit par l'envoi d'un signal par l'extérieur.

Microprocesseur: comme son nom l'indique, le système Dspace contient un DSP « Digital Signal Processor » dont les caractéristiques techniques sont données ci-dessous.

- TMS320F240 de Texas Instruments
- Fréquence: 20MHz
- 16 convertisseurs Analogique-numérique à l'entrée
- 10 circuits PWM à la sortie

#### **D1.1.3.2. Interfaçage graphique**

Le système Dspace contient, à part du boîtier physique, une interface logicielle. Cette dernière permet d'une part de visualiser les grandeurs d'acquisition, et d'autre part de varier les paramètres des grandeurs et de contrôler l'arrêt ou le démarrage de l'acquisition.

L'application génère automatiquement deux codes: Le premier est le RTI « Real Time Interface » avec lequel on peut contrôler graphiquement les entrées/sorties. Et le deuxième est le « Data\_acquisition.mat ». Ce deuxième fichier est compatible avec Matlab/Simulink, ce qui permet d'utiliser ces données directement dans un programme Matlab/Simulink en les mettant dans une entrée « from files » de Matlab.

#### **D1.1.3.3. Matlab/Simulink programme**

Le programme sur Matlab/Simulink est constitué de deux parties: une pour la réception des signaux et l'autre pour la commande des paramètres d'acquisition.

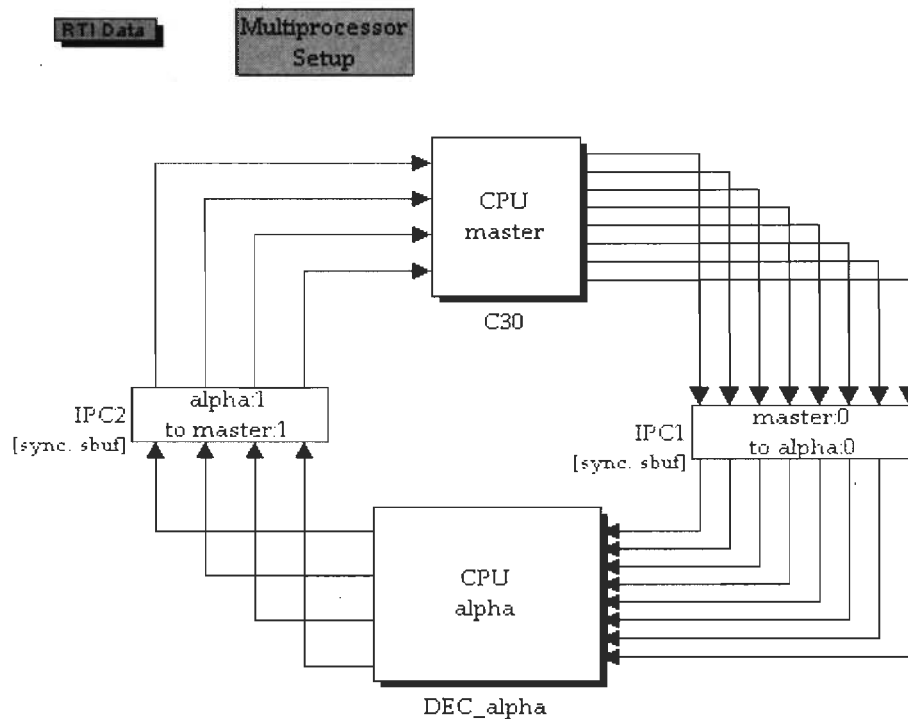


Figure D2: Interface de calcul du système Dspace

Dans la partie de réception, on corrige les entrées qui ont été transformées par l'utilisation des transformateurs en les multipliant par des coefficients correspondant à chaque grandeur.

Également dans la deuxième partie du programme, on contrôle les signaux qui vont commander la source programmable qui alimente le moteur tel que le taux d'harmonique, le pourcentage du creux de tension, etc.

#### D1.1.4. Traitement des résultats:

Le traitement des résultats se fait hors ligne une fois que toute l'acquisition a été accomplie. Cette étape comprend le filtrage, l'interpolation et par la suite l'exécution de l'algorithme d'identification.



## **D2. Limites**

La limite principale réside dans le fait que l'acquisition des données nous fournit des signaux totalement bruités. Ceci crée un problème considérable lors du traitement pour l'identification. L'épuration des signaux mesurés s'avère une opération de première importance pour la convergence de l'identificateur. Des solutions efficaces de filtrages s'imposent.