POLYPUBLIE

Contributions à l'étude et à l'application industrielle de la machine asynchrone

Mohand-Améziane Ouhrouche

Document en libre accès dans PolyPublie
Open Access document in PolyPublie

Date	1998
Type	Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis Thèse de doctorat/Ph.D. thesis
URL de PolyPublie PolyPublie URL	https://publications.polymtl.ca/8556/
Conditions d'utilisation Terms of use	© Tous droits réservés / All rights reserved
Référence Citation	Ouhrouche, M.-A. (1998). Contributions à l'étude et à l'application industrielle de la machine asynchrone [Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. https://publications.polymtl.ca/8556/

Détails de la thèse
Thesis details

Directeurs de recherche Advisors	Xuan-Dai Do, & Serge Lefebvre
Programme Program	Non spécifié

Ce fichier a été téléchargé à partir de PolyPublie, le dépôt institutionnel de Polytechnique Montréal
This file has been downloaded from PolyPublie, the institutional repository of Polytechnique Montréal
https://publications.polymtl.ca

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

CONTRIBUTIONS À L'ÉTUDE ET À L'APPLICATION INDUSTRIELLE DE LA *MACHINE* ASYNCHRONE

MOHAND-AMÉZIANE OUHROUCHE
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET DE GÉNIE INFORMATIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE PHILOSOPHIAE DOCTOR (Ph.D.)
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
JUIN 1998

© Mohand-Améziane Ouhrouche, 1998.

National Library of Canada
Acquisitions and Bibliographic Services
395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque nationale du Canada
Acquisitions et services bibliographiques
395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

Our file Notre référence

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-37381-9

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Cette thèse intitulée:

CONTRIBUTIONS À L'ÉTUDE ET À L'APPLICATION INDUSTRIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Présentée par: **OUHROUCHE Mohand-Améziane**

en vue de l'obtention du diplôme de: Philosophiae Doctor

a été dûment acceptée par le jury d'examen constitué de:

M. OLIVIER Guy, Ph.D., président

M. DO Xuan-Dai, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. LEFEBVRE Serge, Ph.D., membre et codirecteur de recherche

M. MARCEAU Richard J., Ph.D., membre

M. GABA Georges, Ph.D., membre externe (IREQ)

"La Sagesse ... est de savoir quoi faire.
L'Habilité ... est de savoir comment le faire.
Et le Succès ... est de faire."

Anonyme

À la mémoire de mon père
À ma très chère et tendre mère
À toute ma famille.

REMERCIEMENTS

Cette thèse est le résultat de plusieurs années de travail acharné, dans des conditions parfois très difficiles et qui demandent beaucoup de sacrifices, de courage et de persévérance. Plusieurs personnes m'ont aidé en contribuant à l'aboutissement de cette thèse. Je saisi cette occasion pour les remercier et leur témoigner ma profonde gratitude, en particulier:

M. Richard J. Marceau, Professeur au département de génie électrique et de génie informatique pour ses précieux conseils et sa généreuse contribution financière qui m'a permis, cette dernière année, de me consacrer entièrement à ma recherche doctorale.

M. Xuan-Dai Do, Professeur au département de génie électrique et génie informatique, d'avoir accepté la direction de cette thèse et pour toute la confiance qu'il m'a toujours accordée.

M. Serge Lefebvre, chercheur à l'IREQ, d'avoir accepté, malgré son emploi du temps, la codirection de ma thèse. Travailler avec lui m'a, entre autre, permis d'acquérir une grande autonomie et de profondes connaissances en réseaux électriques. Qu'il soit assuré de toute ma gratitude pour la confiance qu'il m'a accordée.

M. Scott Wade, Department of Computing and Electrical Engineering, Heriot-Watt University, Edimburgh, UK, pour son apport technique et intellectuel. Nos longues sessions de débat sur l'internet m'ont permis de bien maîtriser la théorie du filtrage stochastique.

M. Lawrence Pfeffer, National Institute of Standards and Technology (NIST), USA, pour la confiance qu'il m'a témoignée en me faisant cadeau de " sa boîte à outils pour Matlab : RPM Toolbox" qu'il a développée au sein de Aerospace Robotics Laboratory, Department of Aeronautics and Astronautics, Stanford University, CA, USA.

Un remerciement tout spécial à mon ami **Stéphane Renou**, thésard au département de génie chimique, pour son apport technique et intellectuel et pour l'intérêt qu'il a témoigné pour mon travail.

Finalement, j'adresse mes remerciements à tout le personnel des sections électrotechnique, électronique et automatique pour m'avoir si bien considéré tout au long de mon cursus.

RÉSUMÉ

Les travaux publiés dans cette thèse, réalisés au laboratoire de réglage des machines électriques du département de génie électrique et de génie informatique, portent sur ***les applications industrielles de la machine asynchrone triphasée (entraînements régulés et génération d'électricité)***. Cette thèse, caractérisée par son contenu multidisciplinaire, est donc formée de deux grandes parties. La première partie traite essentiellement de l'identification par des techniques de traitement de signal, hors ligne "off-line" et en fonctionnement "on-line", d'une machine asynchrone en vue de sa commande par orientation de flux, communément appelée: commande vectorielle. La deuxième partie, réalisée lors d'une recherche contractuelle pour Hydro-Québec, traite de l'utilisation, par les producteurs privés, de la machine asynchrone comme moyen de génération d'hydroélectricité. Comme nous le montrerons plus loin, notre travail comporte plusieurs **contributions scientifiques.**

Nous proposons, dans le premier volet de notre thèse, une commande vectorielle sans capteur de vitesse et robuste vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique. La commande proposée est constituée d'un filtre de Kalman étendu et d'une régulation à découplage qui tient compte de la variation de la résistance du rotor. La prise en considération du couplage entre les modes électriques et le mode mécanique conduit à un modèle non linéaire (bilinéaire) de la machine. Le couple résistant est représenté

comme une fonction de la vitesse de rotation. Le filtre de Kalman, basé sur le modèle non linéaire établi dans un référentiel stationnaire, permet l'estimation simultanée de la vitesse angulaire, du vecteur flux rotorique et de la résistance du rotor, du démarrage jusqu'à l'établissement du régime permanent. Ceci constitue l'une des principales contributions de notre travail. L'ensemble machine-convertisseur-commande est implanté dans l'environnement MATLAB/SIMULINK et les résultats obtenus sont très concluants.

Comme dans le cas des entraînements régulés, la machine asynchrone occupe une place très importante dans le domaine de la production privée d'énergie électrique de faible et de moyenne puissance. Nous avons démontré en utilisant le logiciel EMTP que dans certaines situations d'ilôtage (terme technique qui signifie que toute la puissance réactive nécessaire à l'établissement du champ tournant est fournie par les banques de condensateurs propres à la centrale), en plus de la variation de la fréquence et l'apparition des surtensions importantes, la ferrorésonnance peut avoir lieu. Ceci peut évidemment avoir des conséquences néfastes sur l'équipement de la centrale et sur le personnel de la maintenance. Ce résultat, qui peut servir à l'amélioration de la fiabilité des centrales asynchrones, est jugé très important par les spécialistes de l'industrie des réseaux d'énergie électrique. Ceci qui nous a prévalu une publication dans l'encyclopédie du génie électrique de **John Wiley & Sons**, qui sera disponible en fevrier 1999 (***http://www.engr.wisc.edu/ece/ece***).

ABSTRACT

The work presented in this thesis, done in the Electrical Drives Laboratory of Electrical and Computer Engineering Department, deals with ***the industrial applications of a three-phase induction machine (electrical drives and electricity generation)***. This thesis, caracterized by its multidisciplinary content, has two major parts. The first one deals with the on-line and off-line parametric identification of the induction machine model necessary to achieve accurate vector control strategy. The second part, which is a resume of a research work sponsored by Hydro-Québec, deals with the application of an induction machine in Asynchronous Non Utility Generators units (ANUG). As it is shown in the following, **major scientific contributions** are made in both two parts.

In the first part of our research work, we propose a new speed sensorless vector control strategy for an induction machine, which is adaptive to the rotor resistance variations. The proposed control strategy is based on the Extended Kalman Filter approach and a decoupling controller which takes into account the rotor resistance variations. The consideration of coupled electrical and mechanical modes leads to a fifth order nonlinear model of the induction machine. The load torque is taken as a function of the rotor angular speed. The Extended Kalman Filter, based on the process's nonlinear (bilinear) model, estimate simultaneously the rotor resistance, angular speed

and the flux vector from the startup to the steady state equilibrium point. The machine-converter-control system is implemented in MATLAB/SIMULINK environment and the obtained results confirm the robustness of the proposed scheme.

As in the electrical drives erea, the induction machine is now widely used by small to medium power Non Utility Generator units (NUG) to produce electricity. In Québec, these NUGs units are integrated into the Hydro-Québec 25 kV distribution system via transformer which exhibit nonlinear characteristics. We have shown by using the ElectroMagnetic Program (EMTP) that, in some islanding scenarios, i.e. that the NUG unit is disconnected from the power grid, in addition to frequency variations, appearence of high an abnormal overvoltages, ferroresonance should occur. As a consequence, normal protective devices could fail to securely operate, which could cause serious damages to the equipment and the maintenance staff. This result, **established for the first time,** can be useful to improve the reliability of the NUGs units and is considered important by the power engineering community. This has led to a publication in the **John Wiley & Sons** Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering which will be available in february 1999 (***http://www.engr.wisc.edu/ece/ece***).

TABLE DES MATIÈRES

Page

DÉDICACE iv
REMERCIEMENTS v
RÉSUMÉ vii
ABSTRACT ix
TABLE DES MATIÈRES xi
LISTE DES ANNEXES xv
LISTE DES FIGURES xvi
LISTE DES TABLEAUX xix

INTRODUCTION GÉNÉRALE 1

CHAPITRE I: MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE .. 10
1.1 Introduction 10
1.2 Modélisation de la machine asynchrone en grandeurs de phase 11
1.3 Transformation de Park-Blondel 13
1.3.1 Équations électriques dans un référentiel lié au stator 16
1.3.2 Équations électriques dans un référentiel lié au rotor 19
1.3.3 Équations électriques dans un référentiel lié au champ tournant 21
1.4 Transformation de Ku 23
1.5 Modélisation de la machine asynchrone en grandeurs vectorielles 25
1.6 Machine asynchrone à paramètres rotoriques distribués 28
1.7 Équation mécanique 31
1.8 Conclusion 32

CHAPITRE II: IDENTIFICATION PARAMÉTRIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE 33

2.1 Introduction 33

2.2 Problème d'identification en pratique 34

2.3 Méthodes d'identification paramétrique 35

2.4 Réponse en fréquence à l'arrêt d'une machine asynchone 42

2.5 Impédances opérationnelles de la machine asynchrone 47

2.6 Détermination des paramètres des circuits équivalents généralisés 50

2.7 Résultats 53

2.8 Conclusion 60

CHAPITRE III: MACHINE ASYNCHRONE PILOTÉE PAR UN CONVERTISSEUR STATIQUE 61

3.1 Introduction 61

3.2 Structure générale des entraînements électriques à vitesse variable 62

3.3 Procédés de variation de vitesse d'une machine asynchrone 63

3.3.1 Variateurs de vitesse à fréquence statorique fixe 64

3.3.1.1 Alimentation à tension réglable par gradateur 64

3.3.1.2 Cascade hyposynchrone 66

3.3.2 Variateurs de vitesse à fréquence statorique ajustable 67

3.3.2.1 Alimentation en tension 67

3.3.2.2 Alimentation en courant 71

3.4 Commande de l'ensemble convertisseur-machine asynchrone 74

3.5 Conclusion 76

CHAPITRE IV: COMMANDE VECTORIELLE DE HAUTES PERFORMANCES SANS CAPTEURS MÉCANIQUES . 77

4.1 Introduction 77

4.2 Modèle d'état non linéaire de la machine asynchrone 78

4.3 Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté 81

4.4 Repère d'observation 86

4.5 Modèle discret de la machine asynchrone 88

4.6 Modèle stochastique de la machine asynchrone 91

4.7 Filtre de Kalman et l'estimation du vecteur d'état augmenté 93

4.8 Choix des matrices de covariance des bruits 96

4.9 Résultats de simulation 97

4.10 Conclusion 109

CHAPITRE V:APPLICATION DE LA GÉNÉRATRICE ASYNCHRONE DANS LA PRODUCTION D'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE .. 110

5.1 Introduction 110

5.2 Principe de fonctionnement de la génératrice asynchrone 112

5.3 Phénomène d'autoexcitation dans la génératrice asynchrone 113

5.4 Modèle EMTP de la machine universelle (UM) 116

5.4.1 Équations électriques 117

5.4.2 Modélisation du circuit mécanique 118

5.5 Résultats de simulation 120

5.5.1 Fonctionnement en parallèle avec l'utilité publique 120

5.5.2 Ilôtage du producteur asynchrone de l'utilité principale 122

5.5.2.1 Scénario # 1 123

5.5.2.2 Scénario # 2 125

5.5.2.3 Scénario # 3 128

5.6 Conclusion 130

CONCLUSION GÉNÉRALE 132
BIBLIOGRAPHIE 136

LISTE DES ANNEXES

ANNEXE I: LISTING DE QUELQUES PROGRAMMES EN LANGAGE MATLAB 148

ANNEXE II: PARAMÈTRES DU MOTEUR ASYNCHRONE UTILISÉ EN SIMULATION 163

ANNEXE III: PARAMÈTRES DE LA GÉNÉRATRICE ASYNCHRONE 164

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 - Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée .. 11
Figure 1.2 - Schéma équivalent selon l'axe α (référentiel lié au stator) 18
Figure 1.3 - Schéma équivalent selon l'axe β (référentiel lié au stator) 19
Figure 1.4 - Schéma équivalent selon l'axe d (référentiel lié au rotor) 20
Figure 1.5 - Schéma équivalent selon l'axe q (référentiel lié au rotor) 21
Figure 1.6 - Schéma équivalent selon l'axe D (référentiel lié au champ) 22
Figure 1.7 - Schéma équivalent selon l'axe Q (référentiel lié au champ) 23
Figure 1.8 - Représentation vectorielles des grandeurs électriques 25
Figure 1.9 - Schéma équivalent selon l'axe a (rotor distribué) 30
Figure 1.10 - Schéma équivalent selon l'axe b (rotor distribué) 30

Figure 2.1 - Schéma de principe de de la méthode du modèle de référence 36
Figure 2.2 - Schéma de principe du filtre de Kalman étendu 38
Figure 2.3 - Schéma de principe de l'estimateur du MV 39
Figure 2.4 - Schéma de principe de la méthode SSFR 43
Figure 2.5 - Impédance opérationnelle Zd(s) 55
Figure 2.6 - Inductance opérationnelle Ld(s) 56
Figure 2.7 - Circuit à trois branches rotoriques 60

Figure 3.1 - Schéma synoptique d'un entraînement à vitesse variable 62
Figure 3.2 - Alimentation par gradateur triphasé 64
Figure 3.3 - Tension statorique d'une machine alimentée par un gradateur 65
Figure 3.4 - Courant statorique d'une machine alimentée par un gradateur 65
Figure 3.5 - Convertisseur source de tension en escalier 68
Figure 3.6 - Tension statorique d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur du type source de tension en escalier 68

Figure 3.7 - Courant statorique d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur du type source de tension en escalier 69
Figure 3.8 - Convertisseur source de tension MLI 69
Figure 3.9 - Tension statorique d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur du type source de tension MLI 70
Figure 3.10 - Courant statorique d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur du type source de tension MLI 70
Figure 3.11 - Convertisseur du type source de courant 71
Figure 3.12 - Courant statorique d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur du type source de courant 72
Figure 3.13 - Tension statorique d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur du type source de courant 73

Figure 4.1 - Repères d'observation 78
Figure 4.2 - Modèle en courant par orientation du flux rotorique 83
Figure 4.3 - Commande en courant à flux rotorique orienté 84
Figure 4.4 - Estimation des états et de la résistance rotorique d'une machine asynchrone par FKE 94
Figure 4.5 - Tensions d'alimentation de la machine 98
Figure 4.6 - Contenu harmonique de la tension statorique selon l'axe α 99
Figure 4.7 - Contenu harmonique de la tension statorique selon l'axe β 99
Figure 4.8 - Courant statorique selon l'axe d'orientation 100
Figure 4.9 - Flux rotor selon l'axe d'orientation 101
Figure 4.10 - Vitesse angulaire du rotor 101
Figure 4.11 - Résistance estimée et mesurée du rotor 102
Figure 4.12 - Variation de la résistance rotorique (consigne # 1) 103
Figure 4.13 - Variation de la résistance rotorique (consigne # 2) 103
Figure 4.14 - Schéma de commande vectorielle d'une machine asynchrone 105

Figure 4.15 - Suivi de la référence de vitesse de rotation 106
Figure 4.16 - Suivi de la référence du flux rotorique 106
Figure 4.17 - Suivi de la référence du couple électromagnétique 107
Figure 4.18 - Suivi de la référence de la vitesse après perturbation 108
Figure 4.19 - Suivi de la référence du couple après perturbation 108

Figure 5.1 - Représentation schématique d'un producteur asynchrone 111
Figure 5.2 - Équivalent électrique du circuit mécanique 119
Figure 5.3 - Tension efficace de la génératrice pour trois niveaux de compensation 123
Figure 5.4 - Vitesse de rotation pour différents niveaux de compensation 124
Figure 5.5 - Fréquence statorique pour différents niveaux de compensation 124
Figure 5.6 - Couple électromagnétique pour différents niveaux de compensation 125
Figure 5.7 - Tension instantanée (phase-neutre) de la génératrice 126
Figure 5.8 - Tension et courant statoriques instantanés (échelle de temps dilatée) 126
Figure 5.9 - Tension (phase-neutre) instantanée de la génératrice 128
Figure 5.10 - Tension efficace pour deux niveaux de compensation 129
Figure 5.11 - Fréquence statorique pour différents niveaux de compensation ... 129

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1 - Constantes de temps de l'inductance opérationnelle selon l'axe d . 57
Tableau 2.2 - Éléments de la matrice admittance 58
Tableau 2.3 - Paramètres du circuits équivalent à trois branches rotoriques 59

Tableau 5.1 - Caractéristiques nominales de la génératrice asynchrone 120
Tableau 5.2 - Performances en régime permanent 121

Tableau II.1 - Paramètres du moteur asynchrone utilisé en simulation 163
Tableau III.1 - Paramètres de la génératrice asynchrone 164

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Vu les avantages qu'elle a sur les autres types de machines électriques tournantes, parmi lesquels nous pouvons citer: robustesse, prix relativement bas, entretien moins fréquent, absence de collecteurs, puissance massique élevée ..., la machine asynchrone associée à des convertisseurs statiques est de loin la plus utilisée dans les applications industrielles où la variation de vitesse est requise.

Le développement, sans cesse croissant, de l'électronique de puissance, qui à sa base les progrès réalisés dans le domaine des semi-conducteurs et des techniques de réglage et de commande, a mené à la conception de nouvelles structures de convertisseurs statiques permettant d'assurer divers types d'alimentation à fréquence variable pour la machine asynchrone. Les premiers variateurs pour la machine asynchrone sont du type "contrôleur de fréquence". Les principales variables de commande sont l'amplitude et la fréquence de la tension d'alimentation délivrée par le convertisseur. Ni la position du rotor ni sa vitesse de rotation ne sont mesurées. Il s'agit des entraînements en boucle ouverte et la tension de la barre à courant continu (entrée de l'onduleur) sert de référence de vitesse. Il est donc clair que ce type de convertisseur ne peut être utilisé dans les applications industrielles exigeant une grande précision de régulation.

Les progrès réalisés dans la technologie des micro-contrôleurs ont rendu possible la réalisation des variateurs de vitesse employant la commande vectorielle. Les

performances dynamiques de ces variateurs asynchrones sont considérablement accrues. La théorie de la commande vectorielle, communément appelée commande par orientation de flux, a été pour la première fois implantée par la compagnie Siemens: **Blaschke** (1972). Elle consiste à imposer l'angle de décalage entre le vecteur de la force magnétomotrice statorique par rapport au vecteur flux rotorique. Il en résulte la séparation du flux couplé (principal) du couple électromagnétique. Ce qui conduit à distinguer la composante du courant statorique qui pilote le flux couplé de la composante qui régit le couple électromagnétique (De Doncker,1994 et 1995; Ho, 1988 et 1995; Leonhard, 1985 et 1991; Vas, 1992). On retrouve ainsi l'une des caractéristiques intrinsèques de la machine à courant continu, à savoir la linéarité du couple moteur dû à l'orthogonalité des vecteurs flux inducteur et courant d'induit.

La réalisation de la commande vectorielle nécessite impérativement la connaissance exacte de l'amplitude et de la position spatiale du vecteur flux rotorique. Ces grandeurs, sauf dans certains cas spéciaux, ne sont malheureusement pas directement mesurables. La solution utilisée à l'heure actuelle pour palier à ce problème consiste à utiliser des observateurs d'état, parmis lesquels nous pouvons citer: le filtre de Kalman (Chui, 1991; Du, 1995; Jansen, 1994; Kalman, 1961; Lewis, 1986; Roboam, 1992; Salvatore, 1993) qui est un filtre du type stochastique qui nécessiste la connaissance des statistiques du bruit du processus et de mesures, le filtre de Luemberger qui est un filtre du type déterministe (Wade, 1997; Westerholt, 1994). Cette façon de procéder présuppose la constance des paramètres structurels de

la machine, notamment la résistance du rotor qui intervient dans l'expression de découplage de la composante du courant statorique produisant le couple et celle responsable du flux. Il donc clair que si la résistance du rotor variait, ce qui est en réalité le cas, le découplage entre le flux principal et le couple électromagnétique serait faussé; d'où résulterait la détérioration des performances dynamiques de l'entraînement. Des recherches intenses ont donc été menées dans plusieurs laboratoires, notamment aux États Unis et au Japon, pour remédier au problème de la variation, avec la température et la fréquence, de la résistance du rotor. Atkinson (1991) propose une solution basée sur le filtre de Kalman étendu, dont le principe consiste à augmenter le vecteur d'état avec le paramètre à estimer: la résistance du rotor. Ensuite, plusieurs auteurs (Chan, 1990; Salvatore, 1993; Wade, 1997; Zai, 1992) ont exploité la même idée pour conduire leurs recherches et les résultats publiés montrent l'efficacité de l'algorithme du filtre de Kalman étendu.

La commande vectorielle présente l'inconvénient de nécessiter l'emploi d'un capteur mécanique (vitesse ou position). Ce qui impose un surcoût et augmente la complexité des montages. Le fonctionnement sans capteurs mécaniques des variateurs de vitesse pour la machine asynchrone est l'un des principaux centres d'intérêt des chercheurs à l'heure actuelle. Plusieurs auteurs (Jiang, 1997; Kim, 1994; Kubota, 1994; Ohnishi, 1994; Ohtani, 1992; Tajima, 1993) proposent des algorithmes d'estimation de la vitesse de rotation de la machine avec ou sans compensation de la variation de la résistance rotorique. Dans leurs travaux, ces auteurs supposent que les modes électrique

et mécanique de la machine sont toujours découplés. Pour les machines de faibles puissances, cette situation n'est pas du tout réaliste. La prise en compte de l'équation régissant le fonctionnement mécanique de la machine conduit à un modèle du cinquième ordre fortement non linéaire. C'est cette difficulté qui a été la principale source de motivation pour notre présente recherche, dans laquelle on propose ***une nouvelle structure d'un variateur asynchrone à commande vectorielle, sans capteur de vitesse et robuste vis-à-vis des variations de la résistance rotorique***. Plusieurs approches ont été considérées et explorées.

1. L'utilisation d'une machine neuronale, dont le principal avantage réside dans le fait qu'elle permet d'estimer n'importe quelle relation entrée/sortie par des approximations successives adéquates, sans toutefois présupposer d'équations analytiques spécifiques.

2. L'utilisation de deux échelles de temps différentes, en supposant que la vitesse varie plus rapidement que la résistance du rotor. Les deux grandeurs sont estimées en utilisant les moindres carrés récursifs.

3. L'utilisation du filtre de Kalman, basé sur le modèle non linéaire, pour estimer la vitesse de rotation. La résistance du rotor est estimée par les moindres carrés récursifs.

4. L'utilisation du filtre de Kalman étendu, basé sur le modèle non linéaire de la machine, pour estimer simultanément la vitesse de rotation et la résistance rotorique.

Toutes les quatre approches sont des solutions originales. Nous avons opté pour la dernière alternative pour réaliser notre présente recherche. Le référentiel lié au stator est choisi pour l'observation. La valeur exacte de l'angle du vecteur flux rotorique est facilement determinée. Ce qui garantit l'orientation du système de référence selon l'axe du flux rotorique.

Les trois premières approches seront analysées en profondeur dans nos recherches futures. L'approche utilisant les machines neuronales nous intéresse particulièrement pour nos futures recherches sur l'identication en vue de concevoir des commandes non linéaires (Isidori, 1995) pour les machines asynchrones.

Nous avons jusqu'ici souvent mentionné dans notre texte la phrase suivante: le modèle de la machine asynchrone. En réalité, selon le référentiel choisi pour linéariser les équations en grandeurs de phases et selon la répartition des fuites magnétiques, plusieurs configurations de circuits équivalents sont obtenues. La détermination des paramètres électriques de ces circuits équivalents est très importante et a fait l'objet de plusieurs axes de recherche. En plus de l'approche "électrotechnique classique" (essai à vide et essai à rotor bloqué), diverses méthodes ont été développées et la mise en oeuvre des essais d'identification se fait soit dans les conditions normales de fonctionnement soit à l'arrêt.

L'identification des paramètres dans des conditions normales de fonctionnement (machine pilolée par un convertisseur) est certes la meilleure approche, puisqu'elle tient

compte des conditions réelles de fonctionnement. L'identification à l'arrêt, comme le montre la norme IEEE 115A [1], est une approche initialement développée pour la détermination des paramètres des circuits équivalents à plusieures branches rotoriques de la machine synchrone. Pour la machine synchrone, l'introduction de plusieures branches rotoriques permet d'étendre le domaine de validité de ses modèles dans une gamme élevée de fréquences, et à été exploitée par les analystes de réseaux pour améliorer les programmes d'étude de stabilité. Ils ont consacré beaucoup d'efforts pour développer des outils d'identification à partir des essais normalisés (Norme IEEE Std. 115A, 1987) et en utilisant des techniques de traitement de signal (Canay, 1993; Kamwa, 1992; Keyhani, 1994). Des progrès réalisés dans les méthodes d'essais et des procédures d'analyse des machines synchrones ont été adaptés à la machine asynchrone, en vue d'améliorer son modèle de charge pour les réseaux d'énergie électrique. Il est à noter que la notion du rotor à paramètres distribués est introduite pour représenter certaines parties conductrices qui sont difficiles à modéliser. Dans le cas d'une machine pilotée par un convertisseur statique, ces parties du rotor (dans le cas d'un rotor massif ou à encoches profondes) sont parcourues par des courants induits en régime transitoire et permanent, et la structure du rotor à plusieurs branches est l'un des moyens qui permettent d'en tenir compte.

Pour la mise en oeuvre de la commande vectorielle par l'orientation du vecteur flux rotorique, le modèle de la machine asynchrone à paramètres rotoriques distribués n'est pas facilement exploitable. Pour palier à ce problème, l'orientation des axes du

référentiel selon le vecteur flux statorique s'impose. Cette procédure représente en soi une **solution inédite.** Cependant la commande vectorielle selon le vecteur flux statorique présente de faibles caractéristiques dynamiques par rapport à celle utilisant l'orientation selon le vecteur flux rotorique (Leonhard, 1985 et 1991; Vas,1990). Il y a donc lieu de faire un compromis. La question que nous nous sommes posée est la suivante: faut-il utiliser un modèle évolué associé à une commande moins performante ou opter pour le modèle classique, qui a bien fait ses preuves tant en réseaux électriques (charge) que dans les entraînements régulés (actionneur asynchrone), associé à une commande performante? Nous avons évidemment opté pour le modèle de Park à un seul circuit rotorique. Les paramètres structurels de ce modèle sont déterminés à partir des essais normalisés. La constante de temps du rotor, facteur important dans la réalisation du découplage entre le flux et le couple, est estimée à l'aide du filtre de Kalman étendu.

Comme dans le domaine des entraînements à vitesse variable, la machine asynchrone, grâce à ses avantages précédemment cités, occupe maintenant une place très importante dans le domaine de la production privée d'énergie électrique de faible et de moyenne puissance, notamment au Canada et aux États-Unis d'Amérique. L'apparition de ces centrales privées (hydroélectriques, solaires, éoliennes ...) est le résultat de la croissance de la demande en énergie et en même temps le souci de préserver l'environnement. Au Québec, ces producteurs "asynchrones" sont

raccordés au réseau de distribution 25 kV d'Hydro-Québec. Afin de maintenir le facteur de puissance à un niveau admissible, des bancs de condensateurs sont installés aux bornes des génératrices asynchrones. Ces bancs de condensateurs fournissent le supplément de puissance réactive nécessaire à l'établissement du champ magnétique tournant. Dans le cas d'un ilôtage, la présence de ces condensateurs peut être très problématique pour la sécurité du personnel, l'équipement de la centrale et pour les charges locales. En effet, si la puissance mécanique est maintenue et si la valeur des condensateurs est suffisante pour assurer l'autoexcitation de la génératrice, des surtensions importantes sont produites (Belhomme, 1995; Demoulias, (1990); Ouhrouche, 1998). Selon le niveau de compensation utilisé, la machine accélère ou décélère et la fréquence correspondante des courants statoriques augmente ou diminue respectivement. La présence des transformateurs, associés aux génératrices asynchrones, peut aggraver les conséquences de l'ilôtage. Nous avons montré que lorsque le niveau des surtensions générées dépasse le niveau de saturation des transformateurs, le phénomène de ferrorésonnance a lieu. Les formes d'ondes résultantes des courants et des tensions sont très déformées. Dans ces conditions, les systèmes de protection peuvent ne pas opérer normalement (Ouhrouche, 1997). Cette trouvaille constitue **une autre contribution** de notre recherche et elle est considérée par les spécialistes de l'industrie des réseaux comme très importante pour l'amélioration de la fiabilité des centrales asynchrones privées.

Cette thèse s'articule autour de 5 chapitres. Dans le premier chapitre, nous avons abordé la modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande vectorielle. Les différents modèles électromagnétiques (selon le référentiel choisi) ainsi que la théorie du vecteur spatial y sont clairement présentés. Le deuxième chapitre est consacré à l'identification paramétrique des circuits équivalents de la machine asynchrone. Le troisième chapitre contient une présentation des différentes structures de convertisseurs statiques utilisés dans les entraînements à vitesse variable. Une commande vectorielle de hautes performances, sans capteur de vitesse et robuste vis-à-vis des variations de la résistance rotorique est présentée dans le quatrième chapitre. Finalement, le cinquième chapitre est consacré à l'application de la génératrice asynchrone dans la production privée d'électricité.

CHAPITRE I

MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

1.1 Introduction

La machine asynchrone, selon le vocabulaire électrotechnique international, est une machine à courant alternatif dont la vitesse en charge et la fréquence du réseau d'alimentation ne sont pas dans un rapport constant. La structure électrique d'une machine asynchrone triphasée est habituellement constituée d'une armature triphasée fixe (le stator) et d'une armature triphasée mobile (le rotor) dont les enroulements de phase sont en court-circuit. Les deux armatures sont à pôles lisses.

Le principe de fonctionnement de la machine asynchrone repose entièrement sur les lois de l'induction électromagnétique (Caron,1995; Krause, 1986). Lorsque le rotor tourne à une vitesse différente de celle du champ tournant d'origine statorique, ses enroulements deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant les trois courants rotoriques. L'interaction entre l'induction d'origine statorique et les courants rotoriques donne naissance à un couple de force électromagnétique qui tend à réduire l'écart entre les deux vitesses de rotation communément appelée: *vitesse de glissement.* Ainsi lorsque le rotor tourne à une vitesse inférieure ou supérieure à la vitesse synchrone, la machine développe respectivement un couple moteur ou un couple résistant.

1.2 Modélisation de la machine asynchrone en grandeurs de phase

La représentation schématique de la machine asynchrone est donnée à la figure 1.1. Les paramètres fonctionnels (tensions, courants et flux) statoriques et rotoriques sont exprimés dans des référentiels naturels, respectivement liés au stator et au rotor.

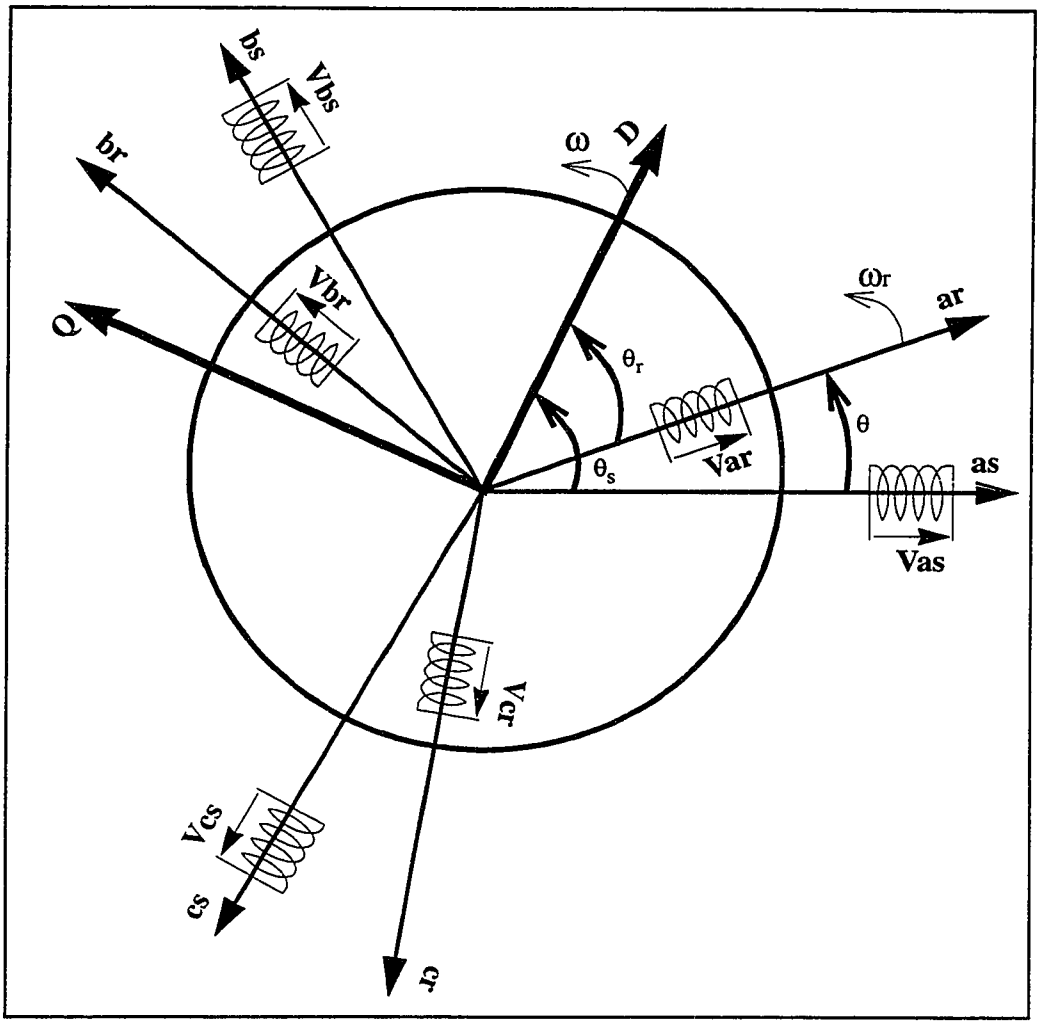


Figure 1.1 - Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

Les équations, en grandeurs de phase, régissant le fonctionnement de la machine asynchrone sont données par (Krause, 1986):

$$V_{abc(s)} = R_s I_{abc(s)} + \frac{d\psi_{abc(s)}}{dt} \tag{1.1}$$

$$V_{abc(r)} = R_r I_{abc(r)} + \frac{d\psi_{abc(r)}}{dt} \tag{1.2}$$

Les expressions des flux statoriques et rotoriques sont données par (Krause, 1986):

$$\begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \\ \psi_{ar} \\ \psi_{br} \\ \psi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_{sr}\cos(\theta) & M_{sr}\cos(\theta 1) & M_{sr}\cos(\theta 2) \\ M_s & L_s & M_s & M_{sr}\cos(\theta 2) & M_{sr}\cos(\theta) & M_{sr}\cos(\theta 1) \\ M_s & M_s & L_s & M_{sr}\cos(\theta 1) & M_{sr}\cos(\theta 2) & M_{sr}\cos(\theta) \\ M_{sr}\cos(\theta) & M_{sr}\cos(\theta 2) & M_{sr}\cos(\theta 1) & L_r & M_r & M_r \\ M_{sr}\cos(\theta 1) & M_{sr}\cos(\theta) & M_{sr}\cos(\theta 2) & M_r & L_r & M_s \\ M_{sr}\cos(\theta 2) & M_{sr}\cos(\theta 1) & M_{sr}\cos(\theta) & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \tag{1.3}$$

R_s, R_r: sont les résistances, respectivement d'une phase statorique et rotorique.

L_s, L_r: sont les inductances propres, respectivement d'une phase statorique et rotorique.

M_s, M_r: sont les inductances mutuelles, respectivement entre deux phases du stator et entre deux phases du rotor.

M_{sr}: est l'inductance mutuelle maximale entre le stator et le rotor.

θ: est l'angle électrique entre la phase ***a*** du stator et la phase ***a*** du rotor.

Dans l'équation (1.3), $\theta 1$ et $\dot{\theta} 2$ sont respectivement égaux à $\theta - \frac{2\pi}{3}$ et $\theta + \frac{2\pi}{3}$.

Les expressions qui donnent les flux statoriques et rotoriques montrent que les équations qui régissent le fonctionnement électromagnétique de la machine asynchrone sont fortement non linéaires. Comme nous l'avons déjà mentionné, les équations modélisant le stator et celles du rotor sont exprimées dans deux référentiels distincts. La prise en considération du système électromagnétique global (stator-rotor) nécessite le choix d'un seul référentiel. Ceci donnerait naissance à des forces électromotrices de rotation, qui ne sont pas une caractéristique intrinsèque d'un enroulement donné mais dépendent du référentiel commun choisi, et compliquerait davantage le modèle. Cette procédure de modélisation est donc, du point de vue de l'automaticien, sans trop d'intérêt.

Les transformations de coordonnées du système triphasé (***abc***) au système biphasé (***dq***, $\alpha\beta$ ou ***fb***) permettent de rendre les inductances mutuelles du modèle originel de la machine indépendantes de la rotation. Dans le cas d'une transformation orthogonale, le modèle ainsi obtenu est **non seulement linéaire** mais aussi **électriquement équivalent** au sytème originel (conservation de la puissance).

1.3 Transformation de Park-Blondel (Krause, 1986)

Physiquement, la transformation de Park-Blondel procède à la décomposition d'une force magnétomotrice tournante produite par une armature triphasée suivant deux axes perpendiculaires **D** et **Q** (voir la figure 1.1). C'est d'ailleurs de ce principe que la

"théorie du vecteur spatial", appliquée à l'étude des machines électriques tournantes, est née (Vas, 1992). En général, pour une machine à pôles lisses, le système d'axes **D-Q** peut être arbitrairement fixé à une armature. La figure 1.1 montre un cas général où le système d'axes orthogonaux tourne à une vitesse angulaire ω quelconque. Ce système de référence est repéré par les angles θ_s et θ_r respectivement par rapport à l'axe magnétique de la phase **a** statorique et à l'axe magnétique de la phase **a** rotorique. La projection des grandeurs électriques statoriques et rotoriques par rapport à ce système de référence nécessite alors l'utilisation de deux matrices de transformation $P\langle\theta_s\rangle$ et $P\langle\theta_r\rangle$. (Krause, 1986)

$$P\langle\theta_s\rangle = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \qquad (1.4)$$

$P\langle\theta_r\rangle$ est obtenue à partir de $P\langle\theta_s\rangle$ en remplaçant l'indice "*s*" par "*r*". Les grandeurs électriques (tensions, courants et flux) statoriques et rotoriques de la machine biphasée (au stator et au rotor) ainsi obtenue sont données par les relations suivantes:

$$\begin{bmatrix} X_{Ds} \\ X_{Qs} \\ X_{Os} \end{bmatrix} = P\langle\theta_s\rangle \begin{bmatrix} X_{as} \\ X_{bs} \\ X_{cs} \end{bmatrix} \tag{1.5}$$

$$\begin{bmatrix} X_{Dr} \\ X_{Qr} \\ X_{Or} \end{bmatrix} = P\langle\theta_r\rangle \begin{bmatrix} X_{ar} \\ X_{br} \\ X_{cr} \end{bmatrix} \tag{1.6}$$

Dans les équations (1.5) et (1.6), la variable $\boldsymbol{X}$ désigne soit la tension, le courant ou le flux.

Nous avons jusqu'ici présenté un cas tout à fait général d'un référentiel quelconque. En réalité, pour la modélisation de la machine asynchrone en vue de la simulation de son fonctionnement ou pour l'élaboration de sa commande, uniquement trois référentiels sont utilisés:

1. Référentiel lié au stator $\alpha - \beta - 0 \ (\theta_s = 0)$.
2. Référentiel lié au rotor $d - q - 0 \ (\theta_r = 0)$.
3. Référentiel lié au champ tournant. $D - Q - 0$.

Le choix du référentiel dépend essentiellement de la nature du problème à étudier. Le référentiel immobile par rapport au stator est choisi de préférence en vue d'étudier les variations importantes de la vitesse de rotation, associées ou non à des variations de la fréquence d'alimentation. Le référentiel lié au rotor est considéré comme intéressant dans les problèmes de régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée constante. Le référentiel immobile par rapport au champ tournant est le seul qui n'introduit pas de simplifications dans la formulation des équations régissant le fonctionnement électrique de la machine. Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude des moteurs asynchrones à fréquence variable. Il est principalement choisi lorsqu'on veut étudier la stabilité de fonctionnement de l'ensemble machine-convertisseur.

1.3.1 Équations électriques dans un référentiel lié au stator

Dans ce référentiel, les grandeurs électriques (tensions, courants et flux) varient de manière alternative. Dans ce cas (voir figure 1.1), $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$ et $\frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r$.
Les équations électriques de la machine sont les suivantes (Krause, 1986):

$$V_{\alpha s} = R_s I_{\alpha s} + \frac{d\psi_{\alpha s}}{dt} \tag{1.7}$$

$$V_{\beta s} = R_s I_{\beta s} + \frac{d\psi_{\beta s}}{dt} \tag{1.8}$$

$$0 = R_r I_{\alpha r} + \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} + \omega_r \psi_{\beta r} \tag{1.9}$$

$$0 = R_r I_{\beta r} + \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} - \omega_r \psi_{\alpha r} \tag{1.10}$$

Les expressions des flux statoriques et rotoriques sont les suivantes (la machine est supposée symétrique et linéaire):

$$\psi_{\alpha s} = l_s I_{\alpha s} + L_m I_{\alpha r} \tag{1.11}$$

$$\psi_{\beta s} = l_s I_{\beta s} + L_m I_{\beta r} \tag{1.12}$$

$$\psi_{\alpha r} = L_m I_{\alpha s} + l_r I_{\alpha r} \tag{1.13}$$

$$\psi_{\beta r} = L_m I_{\beta s} + l_r I_{\beta r} \tag{1.14}$$

$$l_s = L_s - M_s \tag{1.15}$$

$$l_r = L_r - M_r \tag{1.16}$$

$$L_m = \frac{3}{2} M_{sr} \tag{1.17}$$

l_s, l_r : sont les inductances cycliques, respectivement d'une phase statorique et d'une phase rotorique.

L_m : est l'inductance mutuelle cyclique maximale entre le stator et le rotor.

Les composantes selon les axes $(\alpha - \beta)$ des flux statorique et rotorique peuvent être décomposées en un flux de fuite et en un flux mutuel (principal). Cette décomposition permet de tenir compte de la saturation du circuit magétique. Nous pouvons alors écrire:

$$\psi_{\alpha s} = L_{\sigma s} I_{\alpha s} + L_m (I_{\alpha s} + I_{\alpha r}) \tag{1.18}$$

$$\psi_{\beta s} = L_{\sigma s} I_{\beta s} + L_m (I_{\beta s} + I_{\beta r}) \tag{1.19}$$

$$\psi_{\alpha r} = L_{\sigma r} I_{\alpha r} + L_m (I_{\alpha s} + I_{\alpha r}) \tag{1.20}$$

$$\psi_{\beta r} = L_{\sigma r} I_{\beta r} + L_m (I_{\beta s} + I_{\beta r}) \tag{1.21}$$

$L_{\sigma s}$, $L_{\sigma r}$: sont les inductances de fuite respectivement d'une phase statorique et d'une phase rotorique.

Des équations (1.7) à (1.10) et (1.17) à (1.21), nous déduisons les schémas équivalents par phase, selon les axes $(\alpha - \beta)$, d'une machine asynchrone.

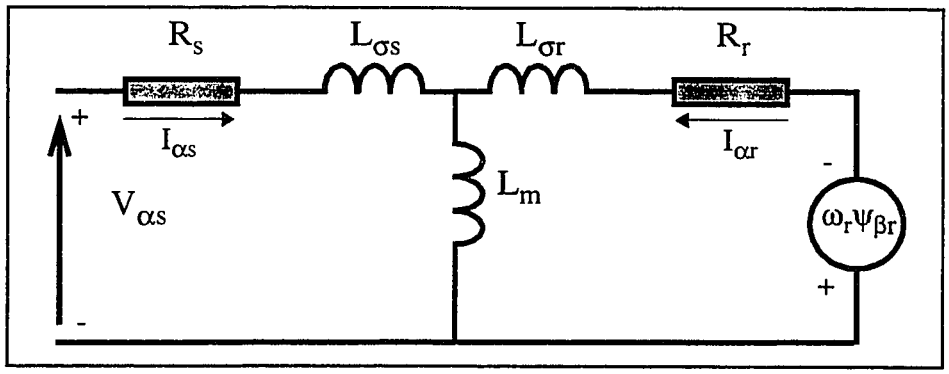


Figure 1.2 - Schéma équivalent selon l'axe α (référentiel lié au stator)

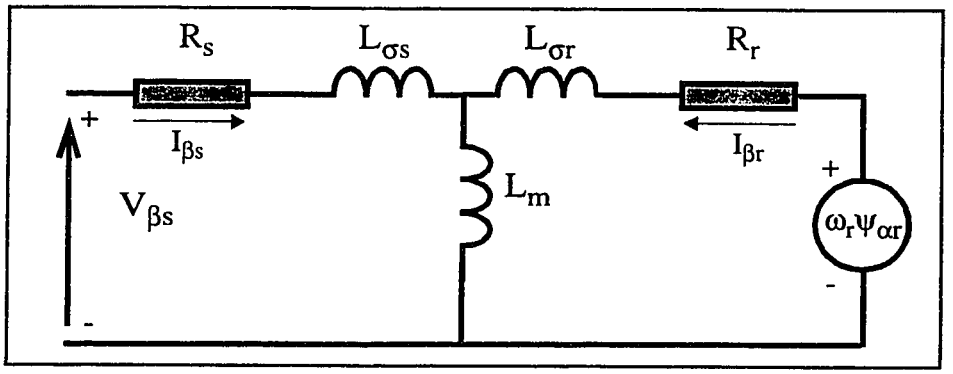


Figure 1.3 - Schéma équivalent selon l'axe β (référentiel lié au stator).

1.3.2 Équations électriques dans un référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, les grandeurs électriques (tensions, courants et flux) varient de manière alternative à la pulsation des courants rotoriques. Dans ce référentiel (voir figure 1.1), $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r$ et $\frac{d\theta_r}{dt} = 0$.

Les équations électriques de la machine sont les suivantes (Krause, 1986):

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_r \psi_{qs} \tag{1.22}$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_r \psi_{ds} \tag{1.23}$$

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} \tag{1.24}$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} \tag{1.25}$$

En appliquant les mêmes procédures que pour le référentiel lié au stator et en remplaçant α par **d** et β par **q**, nous obtenons les schémas équivalents par phase, selon les axes $(d-q)$, d'une machine asynchrone.

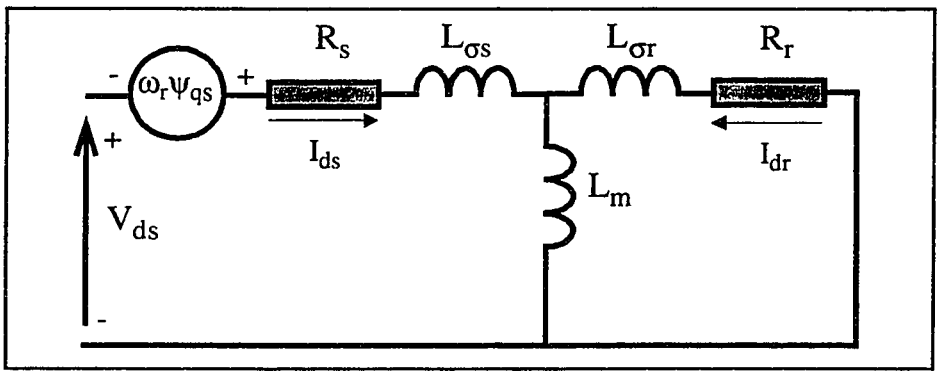


Figure 1.4 - Schéma équivalent selon l'axe d(référentiel lié au rotor)

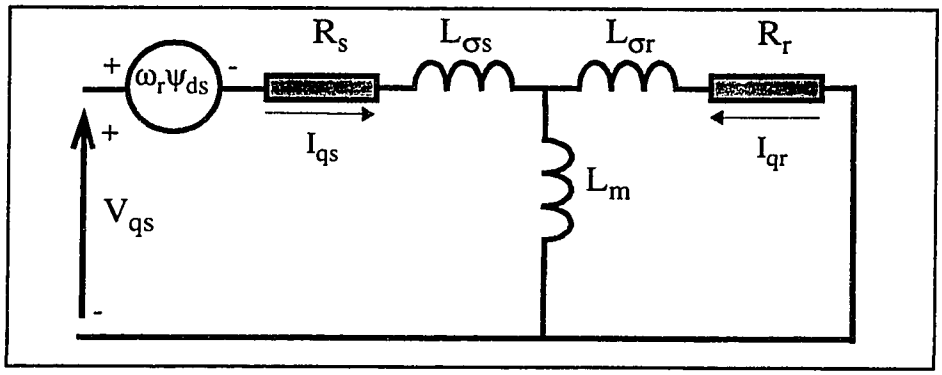


Figure 1.5 - Schéma équivalent selon l'axe q (référentiel lié au rotor)

1.3.3 Équations électriques dans un référentiel lié au champ tournant

Fixer le référentiel **DQ** à l'axe du champ tournant implique que sa vitesse de rotation $\omega = \omega_s$ où ω_s est la vitesse synchrone, déterminée par la fréquence fondamentale d'alimentation et par le nombre de pôles. Dans ce référentiel (voir figure 1.1), $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$ et $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_r$. Les grandeurs électriques (tensions, courants et flux) sont des constantes en régime sinusoïdal équilibré. Les équations électriques de la machine sont les suivantes:

$$V_{Ds} = R_s I_{Ds} + \frac{d\psi_{Ds}}{dt} - \omega_s \psi_{Qs} \tag{1.26}$$

$$V_{Qs} = R_s I_{Qs} + \frac{d\psi_{Qs}}{dt} + \omega_s \psi_{Ds} \tag{1.27}$$

$$0 = R_r I_{Dr} + \frac{d\psi_{Dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r)\psi_{Qr} \tag{1.28}$$

$$0 = R_r I_{Qr} + \frac{d\psi_{Qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r)\psi_{Dr} \tag{1.29}$$

$$\omega_g = \omega_s - \omega_r \tag{1.30}$$

En appliquant les mêmes procédures que pour le référentiel lié au stator et en remplaçant α par **D** et β par **Q**, nous obtenons les schémas équivalents par phase, selon les axes $(D-Q)$, d'une machine asynchrone.

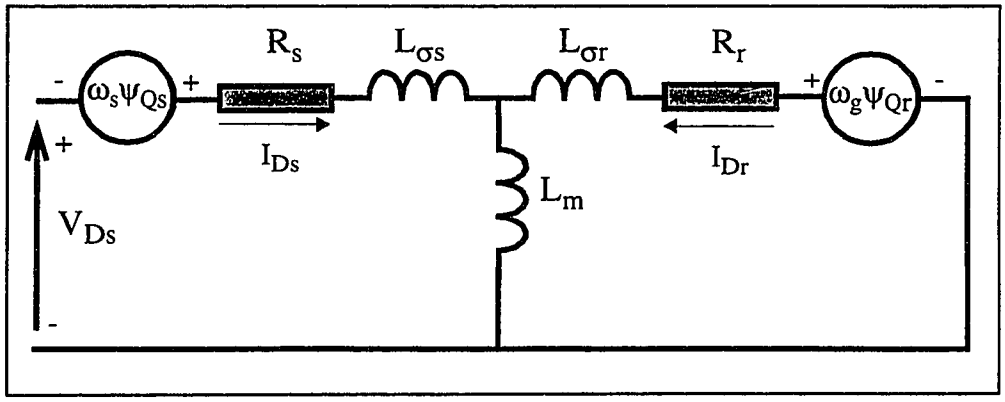


Figure 1.6 - Schéma équivalent selon l'axe D (référentiel lié au champ)

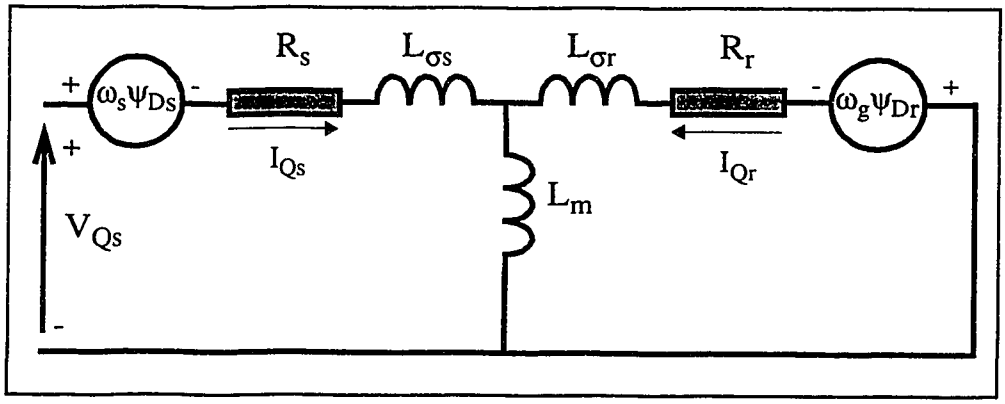


Figure 1.7 - Schéma équivalent selon l'axe Q(référentiel lié au champ)

1.4 Transformation de Ku

Contrairement à la transformation de Park, la transformation de Ku est très peu documentée dans les ouvrages d'électrotechnique. Elle est initialement utilisée pour étudier les régimes déséquilibrés des systèmes électriques en rotation. L'expression de la transformation orthogonale de Ku pour les grandeurs électriques statoriques est donnée par:

$$K\langle\theta_s\rangle = \frac{1}{\sqrt{3}}\begin{bmatrix} e^{-j\theta_s} & ae^{-j\theta_s} & a^2e^{-j\theta_s} \\ e^{j\theta_s} & a^2e^{j\theta_s} & ae^{j\theta_s} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \qquad (1.31)$$

$$a = e^{j\left(\frac{2\pi}{3}\right)}.$$

Pour les grandeurs électriques rotoriques, $K\langle\theta_r\rangle$ est obtenue à partir de $K\langle\theta_s\rangle$ en remplaçant l'indice "*s*" par "*r*". L'analyse de l'expression donnée par l'équation (1.31) montre que la matrice de transformation de Ku est le produit de la matrice de Fortescue par une matrice de rotation. La transformation de Ku ne procède pas, contrairement à la transformation de Park, à la décomposition de la force magnétomotrice produite par une armature triphasée. Elle introduit la notion de **composante avant *f*** (forward) et **composante arrière *b*** (backward) des grandeurs électriques (tensions, courants et flux) de la machine.

$$\begin{bmatrix} X_{fs} \\ X_{bs} \\ X_{Os} \end{bmatrix} = K\langle\theta_s\rangle \begin{bmatrix} X_{as} \\ X_{bs} \\ X_{cs} \end{bmatrix} \tag{1.32}$$

$$\begin{bmatrix} X_{fr} \\ X_{br} \\ X_{Or} \end{bmatrix} = K\langle\theta_r\rangle \begin{bmatrix} X_{ar} \\ X_{br} \\ X_{cr} \end{bmatrix} \tag{1.33}$$

Dans les équations (1.32) et (1.33), la variable X désigne soit la tension, le courant ou le flux. Les composantes ***f*** et ***b*** des grandeurs électriques ne sont pas, comme dans le cas de la transformation de Park, des scalaires mais bien des vecteurs. Comme nous le verrons plus loin, la transformation de Ku est à la base de la **théorie du vecteur**

spatial dont l'application à la modélisation des machines électriques tournantes est maintenant très courante (Vas, 1992).

1.5 Modélisation de la machine asynchrone en grandeurs vectorielles

La distribution de la force magnétomotrice créée par les trois enroulements statoriques et celle créée par les trois enroulement rotoriques sont représentées chacune par un seul ***vecteur courant,*** respectivement $\vec{I}_s$ et $\vec{I}_r$ donnés par (Vas, 1992):

$$\vec{I}_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(I_{as} + aI_{bs} + a^2 I_{cs}) \tag{1.34}$$

$$\vec{I}_r = \sqrt{\frac{2}{3}}(I_{ar} + aI_{br} + a^2 I_{cr}) \tag{1.35}$$

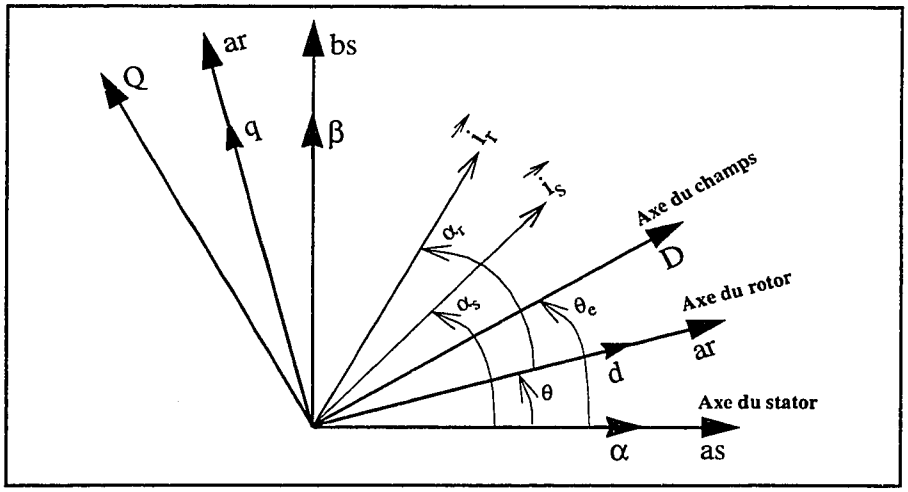


Figure 1.8 - Représentation vectorielle des grandeurs électriques.

Dans leur référentiel respectif, les vecteurs courant statorique et rotorique sont repérés (voir le graphique à la figure 1.8) respectivement par les angles α_s et α_r. Les expressions des vecteurs courants statoriques et rotoriques établies respectivement dans un référentiel lié au stator et au rotor sont données par:

$$\vec{I}_s = \left|\vec{I}_s\right| e^{j\alpha_s} \tag{1.36}$$

$$\vec{I}_r = \left|\vec{I}_r\right| e^{j\alpha_r} \tag{1.37}$$

Par rapport à l'axe réel α du référentiel lié au stator, le vecteur courant rotorique est repéré par l'angle $(\alpha_r + \theta)$. Son expression, dans ce référentiel, est donc la suivante:

$$\vec{I}_r' = \left|\vec{I}_r\right| e^{j(\theta + \alpha_r)} = \vec{I}_r e^{j\theta} \tag{1.38}$$

Les expressions des vecteurs tension et flux rotoriques, dans le référentiel lié au stator, s'obtiennent de la même façon. Soit alors:

$$\vec{V}_r' = \vec{V}_r e^{j\theta} \tag{1.39}$$

$$\vec{\psi}_r' = \vec{\psi}_r e^{j\theta} \tag{1.40}$$

Il est à noter que la même procédure s'applique pour n'importe quel système de référence (lié au rotor, lié au champs tournant ou quelconque).

Les équations régissant le fonctionnement électrique d'une machine asynchrone, établies dans un référentiel quelconque et tournant à une vitesse angulaire ω_x sont données par (Vas, 1992):

$$\vec{V_s} = R_s\vec{I_s} + \frac{d\vec{\psi_s}}{dt} + j\omega_x\vec{\psi_s} \tag{1.41}$$

$$\vec{V_r} = R_r\vec{I_r} + \frac{d\vec{\psi_r}}{dt} + j(\omega_x - \omega_r)\vec{\psi_r} \tag{1.42}$$

Les expressions des vecteurs flux statorique et rotorique sont données par:

$$\vec{\psi_s} = l_s\vec{I_s} + L_m\vec{I_r} \tag{1.43}$$

$$\vec{\psi_r} = L_m\vec{I_s} + l_r\vec{I_r} \tag{1.44}$$

Selon la valeur de ω_x dans les équations (1.41) et (1.42), trois situations peuvent être obtenues:

1. Référentiel lié au stator $\alpha - \beta - 0$ $(\omega_x = 0)$.
2. Référentiel lié au rotor $d - q - 0$ $(\omega_x = \omega_r)$.
3. Référentiel lié au champ tournant. $D - Q - 0$ $(\omega_x = \omega_s)$.

La projection des grandeurs vectorielles sur les axes direct (réel) et en quadrature (imaginaire) permet d'obtenir, à partir des équations (1.41) et (1.42), les systèmes d'équations (1.7)-(1.10), (1.22)-(1.25) ou (1.26)-(1.29) selon le système de référence voulu.

1.6 Machine asynchrone à paramètres rotoriques distribués

La notion de modèle distribué a été introduite pour la première fois pour modéliser les machines **synchrones** à encoches profondes et à rotor massif (Canay, 1993; Kamwa, 1992; Keyhani, 1994). Notons au passage qu'un rotor massif est théoriquement équivalent à un nombre infini de boucles fermées de courants qui traduisent le phénomène complexe des courants de foucault. La prise en considération de la nature distribuée du rotor consiste à introduire, selon les axes de "Park", un nombre arbitraire et limité de ciruits R-L (amortisseurs) ayant des constantes de temps différentes. Ceci

permettrait d'approximer avec une précision acceptable les phénomènes transitoires rapides et la réponse en fréquence de la machine. Plusieurs spécialistes de l'industrie des réseaux électriques affirment que, toujours pour la machine synchrone, deux amortisseurs sur l'axe direct et trois sur l'axe en quadrature suffisent pour modéliser la plupart des turbomachines existantes.

Ferfra (1993) adapte la notion de modèle distribué des turbo-alternateurs aux machines asynchrones à encoches profondes et à rotor massif. L'identification paramétrique de ces modèles se fait dans les domaines fréquentiel ou temporel et en appliquant des techniques d'identification non linéaires.

Dans un référentiel lié au stator et en adoptant la notation en grandeurs vectorielles, les équations régissant le fonctionnement électrique d'une machine asynchrone à paramètres rotoriques distribués sont les suivantes:

$$\vec{V_s} = R_s \vec{I_s} + \frac{d\vec{\psi_s}}{dt} \tag{1.45}$$

$$\vec{0} = R_{r_{j=1,N}} \overrightarrow{I_{r_{j=1,N}}} + \frac{d}{dt}\left(\overrightarrow{\psi_{r_{j=1,N}}}\right) - j\omega_r\left(\overrightarrow{\psi_{r_{j=1,N}}}\right) \tag{1.46}$$

Dans l'équation (1.46), N représente le nombre de circuits R-L au rotor. Il est à noter qu'à cause de la symétrie de la machine, ce nombre est le même pour les deux axes de Park de la machine biphasée équivalente. La répartition des flux principaux en flux de fuite et flux de magnétisation résulte des circuits équivalents ci-après.

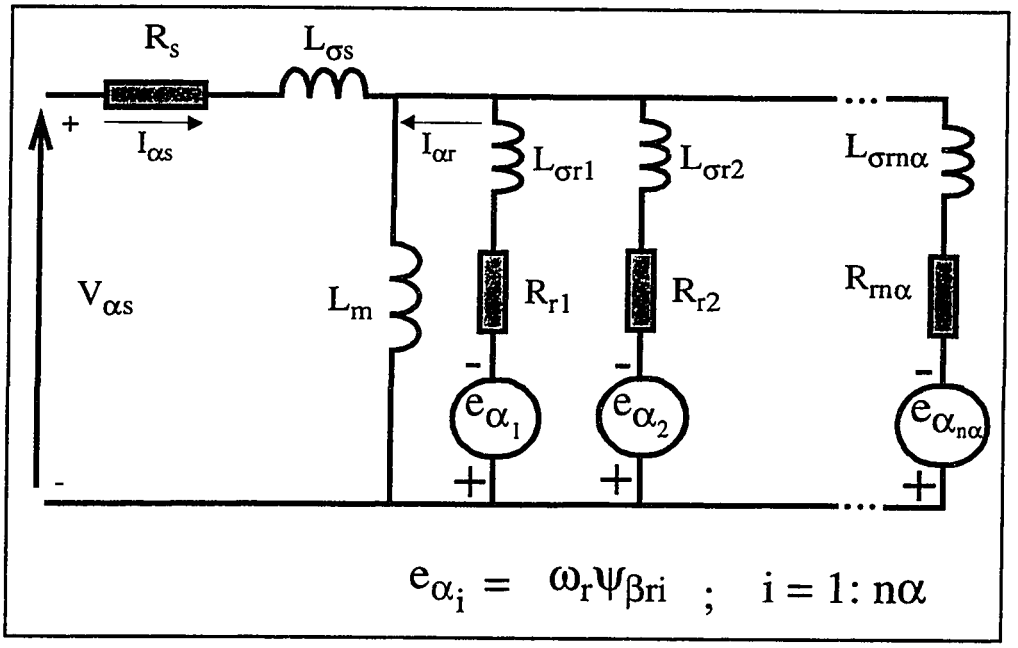


Figure 1.9 - Schéma équivalent selon l'axe α (rotor distribué)

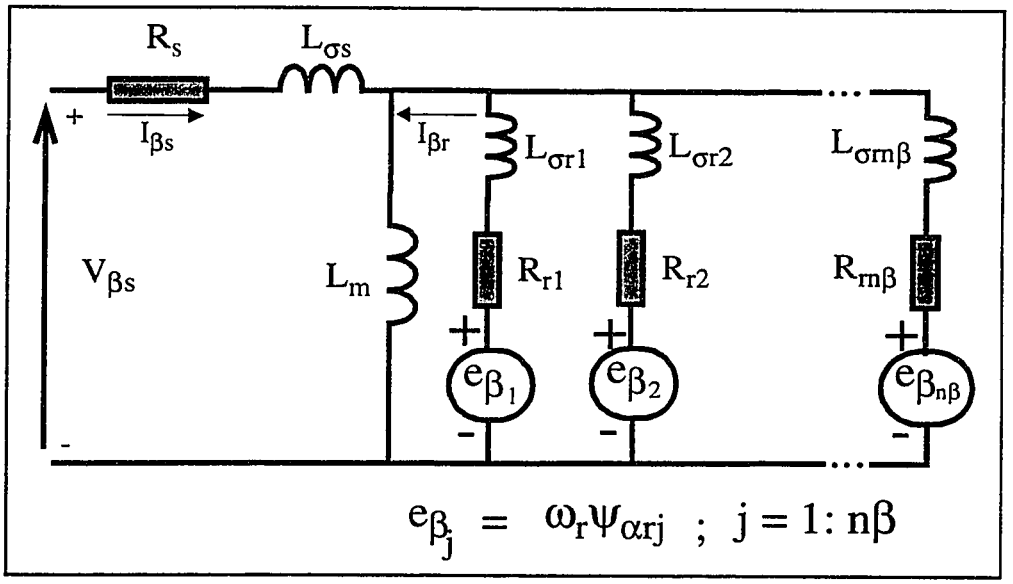


Figure 1.10 - Schéma équivalent selon l'axe β (rotor distribué)

1.7 Équation mécanique

Indépendamment du système de référence choisi, le couple électromagnétique C_{em} développé par une machine électrique tournante est **toujours** proportionnel au **produit vectoriel** du flux inducteur et du courant d'induit. Dans le cas de la machine asynchrone, la production du couple est la conséquence de l'interaction entre le flux d'entrefer et la force magnétomotrice du rotor.

$$C_{em} = p(\overrightarrow{\psi_m} \otimes \vec{I}_r) \tag{1.47}$$

Dans l'expression ci-dessus, p est le nombre de paires de pôles et $\overrightarrow{\psi_m} = L_m(\vec{I}_s + \vec{I}_r)$ est le flux magnétisant. À partir des relations (1.43), (1.44) et (1.47), nous pouvons obtenir plusieurs expressions équivalentes du couple électromagnétique. La plus adéquate à la commande vectorielle selon le vecteur flux rotorique est la suivante:

$$C_{em} = p\left(\frac{L_m}{l_r}\right)(\vec{I}_s \otimes \overrightarrow{\psi_r}) \tag{1.48}$$

L'expression (1.48) met en évidence que la connaissance et le contrôle du flux rotorique sont indispensables pour établir une commande précise du couple. Comme nous le verrons plus loin, l'orientation du référentiel de travail selon $\overrightarrow{\psi_r}$ permet de

contrôler le flux et le couple respectivement par les composantes directe et en quadrature de $\vec{I}_s$.

L'équation mécanique qui donne l'évolution de la vitesse électrique en fonction du couple électromagnétique et de la charge de la machine, représentée par son couple résistant C_r, est donnée par:

$$C_{em} - C_r = \frac{J}{p}\frac{d\omega_r}{dt} + \frac{F}{p}\omega_r \tag{1.49}$$

Dans l'équation (1.49), J et F représentent respectivement le moment d'inertie total et le coefficient de frottement visqueux de la machine.

1.8 Conclusion

Nous avons, dans le cadre ce chapitre, présenté les notions de base et fondamentales utilisées en modélisation de la machine asynchrone. Après avoir passé en revue les transformations utilisées pour linéariser les équations électriques de la machine (indépendance des paramètres du mouvement de rotation), la théorie du "vecteur spatial" appliquée à l'étude des machines électriques tournantes est introduite. Cette théorie, qui est un outil puissant et élégant pour la modélisation, est à la base de la commande vectorielle de la machine asynchrone triphasée.

CHAPITRE II

IDENTIFICATION PARAMÉTRIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

2.1 Introduction

L'association de machines asynchrones à des convertisseurs statiques offre de nombreuses possibilités de fonctionnement. Le dimensionnement du convertisseur statique (dimensionnement des semi-conducteurs et calcul des performances) et de sa commande nécessite une phase d'identification paramétrique de la machine.

Les méthodes d'identification classiques sont basées sur deux essais, à savoir l'essai à vide (sans charge) et l'essai à rotor bloqué. Ces méthodes utilisent les hypothèses simplificatrices habituelles et les paramètres obtenus sont souvent éloignés de ceux correspondants aux conditions de fonctionnement de la machine.

Une recherche bibliographique effectuée sur l'état de l'art de l'identification paramétrique des machines électriques à courant alternatif révèle que plusieurs auteurs font appel aux techniques de l'automatique et à des algorithmes d'identification utilisés en traitement de signal (De Koch, 1994; Ferfra, 1993; Kamwa, 1992; Keyhani, 1994; Moon, 1994; Seok, 1997). Contrairement à la machine synchrone, dont l'identification paramétrique a suscité un grand intérêt chez les analystes de réseaux et peut aujourd'hui être considérée comme une science autonome, la littérature dans le domaine de

l'identification paramétrique de la machine asynchrone est pauvre. En se basant sur les travaux de Kamwa [37], Ferfra (1993) démontre qu'il ya lieu pour la machine asynchrone de tirer profit des techniques d'essais et d'identification développées pour la machine synchrone.

Ce chapitre est dédié à l'identification des paramètres (constants) des circuits équivalents généralisés (voir les figures 1.9 et 1.10 à la page 30) de la machine asynchrone à partir de sa réponse en fréquence (SSFR) à l'arrêt. Contrairement aux documents existants à l'heure actuelle (Ferfra, 1993; Moon, 1994; Willis, 1989), le formalisme mathématique associé à la méthode est clairement présenté.

2.2 Problème d'identification en pratique

Le problème posé consiste à identifier un modèle (ses paramètres dans le cas des méthodes d'identification paramétriques) à partir des données expérimentales. Au préalable, il faut mettre au point un banc d'essai muni d'un système de mesure de précision donnant le maximun d'informations. Vient ensuite le choix d'un modèle candidat qui peut se faire à partir des lois physiques régissant le fonctionnement du système. Le système peut être du type représentation d'état ou représentation entrée/ sortie. Finalement le choix des algorithmes d'identification qui permettent, à partir des données, de préciser les paramètres du modèle candidat.

Dans la plupart des méthodes d'identification, les signaux d'excitation sont supposés être à bruit blanc, gaussiens, centrés et indépendants. La fréquence d'échantillonnage doit être telle que toute la dynamique du système soit cernée. L'ordre du modèle, qui peut en fait être considéré comme un paramètre, doit être optimal. Un ordre plus faible résulte de la perte d'informations dans la modélisation de la dynamique du système. Cependant, un nombre élevé augmente le nombre de paramètres à estimer (Juang, 1994; Ljung, 1987; Van der Bosch, 1994).

Puisqu'il est question, dans ce chapitre, de l'identification des paramètres des circuits équivalents de la machine asynchrone, nous jugeons utile de faire un bref survol des méthodes d'identification paramétrique.

2.3 Méthodes d'identification paramétrique

Les méthodes d'identification paramétrique sont utilisées dans le cas où l'on suppose connue la structure du modèle du processus à identifier (tel est le cas des machines électriques). Ces méthodes ont pour objectif de déterminer les valeurs inconnues des paramètres du modèle à partir d'un jeu de relevés expérimentaux mesurés sur le processus.

On trouve deux grandes classes de méthodes d'identification. Les méthodes déterministes et les méthodes stochastiques. Les méthodes déterministes ne font pas d'hypothèses sur les propriétés des bruits. Elles ne fournissent donc pas d'informations

sur la précision des paramètres identifiés. Les méthodes stochastiques tiennent compte des bruits de perturbation du système en associant une valeur de la précision à chaque paramètre identifié.

Parmi les méthodes déterministes, on trouve le filtre de Luenberger et la méthode du modèle de référence. Notre recherche sur l'état de l'art des méthodes d'identification déterministes révèle que la méthode du modèle de référence est la plus utilisée. Cette méthode, basée sur l'erreur de sortie, permet d'utiliser des signaux d'entrées/sorties quelconques et d'identifier les paramètres de modèles mathématiques de structures variées. La figure 2.1 ci-dessous donne le schéma de principe de cette méthode.

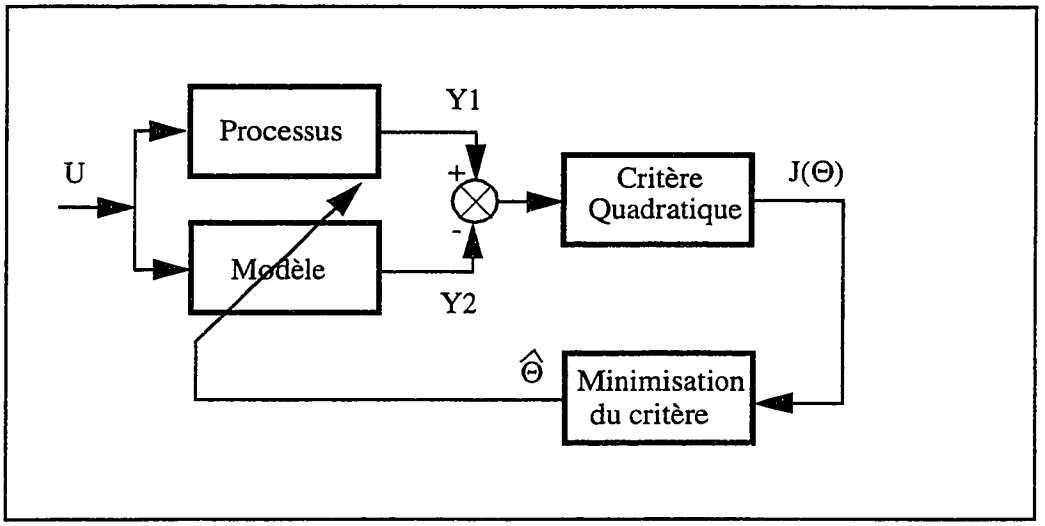


Figure 2.1 - Schéma de principe de la méthode du modèle de référence

L'estimation du vecteur de paramètres Θ est effectuée en minimisant le critère quadratique (ou fonction de coût) par une méthode d'optimisation. Ce critère quadratique est fonction de l'écart entre les sorties mesurées Y1 du processus (réel) et la sortie Y2 du modèle excité par les mêmes entrées que le processus (Juang, 1994; Lewis, 1986; Ljung, 1987, Van der Bosch, 1994).

Contrairement aux méthodes déterministes, les méthodes stochastiques d'identification tiennent comptent de la présence des bruits sur les mesures et des incertitudes sur le modèle même du processus (Lewis, 1986). Parmi les méthodes stochastiques d'identification paramétrique les plus connues on trouve la méthode des moindres carrés récursifs (MCR), la méthode du maximum de vraisemblance (MV) et le filtre de Kalman étendu (EKF). Cette dernière méthode est celle que nous avons adopté au Chapitre IV pour l'estimation optimale de la constante de temps du circuit rotorique, dont l'importance de son rôle dans la commande par flux orienté des machines à induction est bien connue. Les figures 2.2 et 2.3 donnent les schémas de principe des méthodes du Filtre de Kalman Étendu et du maximum de vraisemblance.

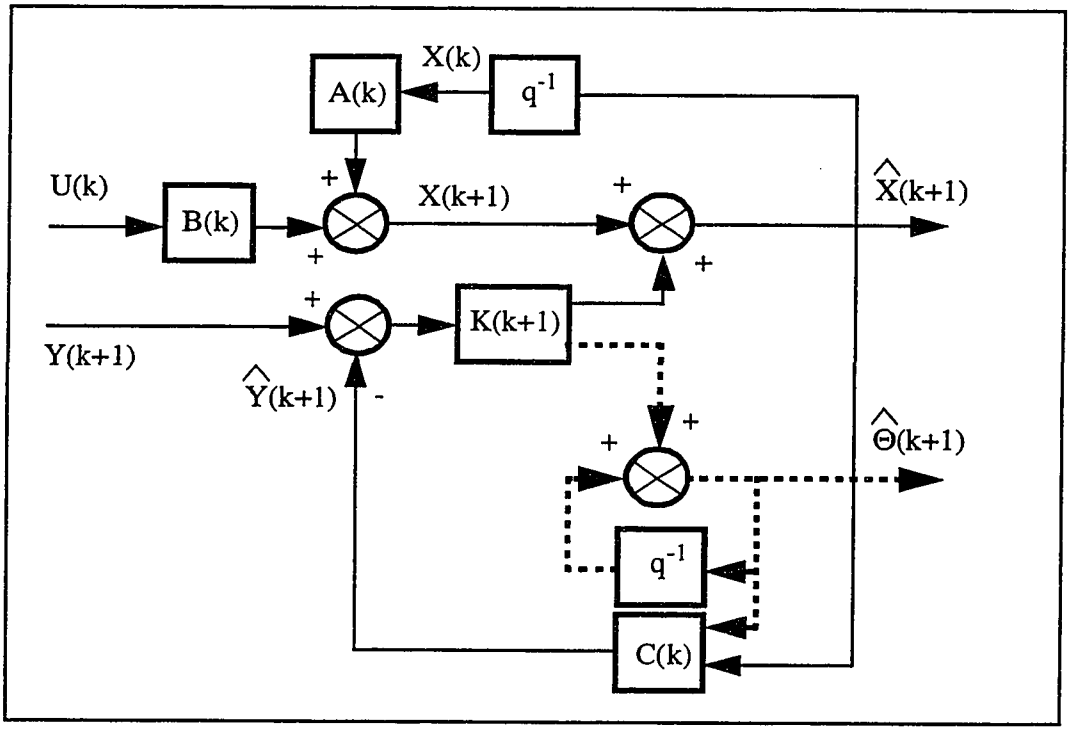


Figure 2.2 - Schéma de principe du filtre de Kalman étendu

U(k), Y(k), X(k) et $\hat{X}(k)$ représentent respectivement les vecteurs des entrées, des sorties, des états et des états estimés du système. A(k), B(k) et C(k) sont respectivement les matrices du système, des entrées et des sorties. $\hat{\Theta}(k)$ et K(k) sont respectivement l'estimé du vecteur des paramètres du système et le gain de Kalman. q^{-1} représente un délai correspondant au temps d'échantillonnage. La théorie du filtre de Kalman étendu est présentée à la section 4.7 du chapitre IV.

Le schéma de principe de la méthode du maximum de vraisemblance est donné par la figure ci-dessous.

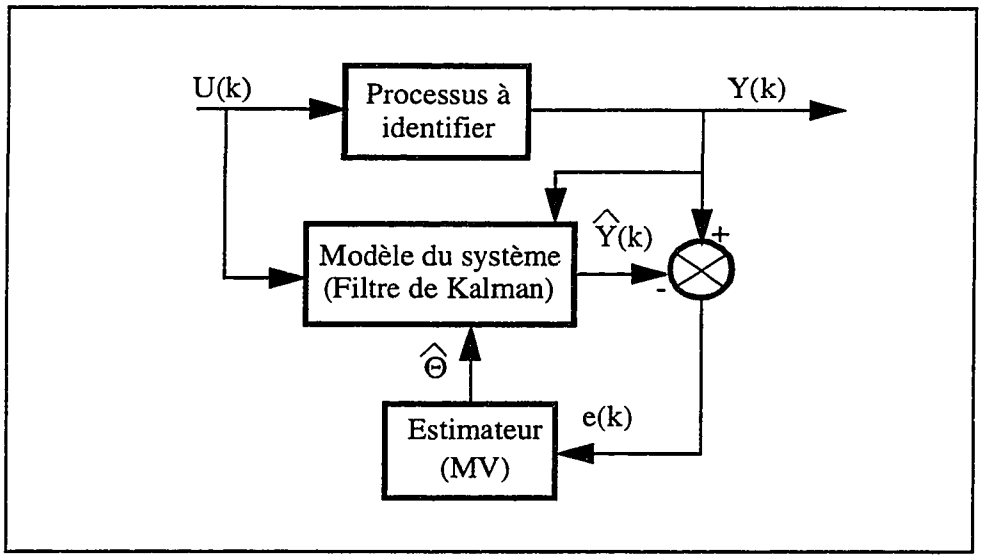


Figure 2.3 - Schéma de principe de l'estimateur du MV

L'estimateur du maximum de vraisemblance consiste à maximiser la fonction dite de vraisemblance dont l'expression est donnée par (Lewis, 1996):

$$L(\Theta) = \prod_{k=1}^{N} \left[\frac{1}{\sqrt{(2\pi)^m det(R(k))}} \exp\left(-\frac{1}{2} e(k)^t R(k)^{-1} e(k) \right) \right] \quad (2.1)$$

Maximiser L(Θ) revient à minimiser la fonction V(Θ) suivante:

$$V(\Theta) = -\log L(\Theta) \tag{2.2}$$

En substituant l'expression (2.1) dans (2.2), on obtient :

$$V(\Theta) = \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{N} \log det(R(k)) + \frac{1}{2}mN\log(2\pi) + \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{N} [e(k)^t R(k)^{-1} e(k)] \tag{2.3}$$

Dans les relations précédentes, ***e(.), R(.), N et m*** désignent respectivement l'erreur d'estimation, sa matrice de covariance, le nombre de points de mesure et la dimension du vecteur de sortie Y. Le vecteur Θ de paramètres à identifier est calculé d'une façon itérative:

$$H\Delta\Theta + G = 0 \tag{2.4}$$

$$\Theta_{nouveau} = \Theta_{ancien} + \Delta\Theta \tag{2.5}$$

$$H = \frac{\partial^2}{\partial \Theta^2} V(\Theta) \tag{2.6}$$

$$G = \frac{\partial}{\partial \Theta} V(\Theta) \tag{2.7}$$

Contrairement aux méthodes qui sont basées sur l'erreur de sortie (modèle de référence par exemple) et qui font appel aux notions de programmation non linéaires ou aux équations de sensibilité, les méthodes stochastiques sont basées sur l'erreur de prédiction (erreur d'équation) et conduisent aux méthodes de moindres carrés. L'avantage primaire de ces méthodes est d'être relativement simples à mettre en oeuvre et de pouvoir être implantées en temps réel sur calculateur sous forme récursive.

2.4 Réponse en fréquence à l'arrêt d'une machine asynchone

Parmi les essais visant à déterminer les paramètres des circuits équivalents des machines à courant alternatif, celui basé sur la réponse en fréquence à l'arrêt s'est révélé un outil puissant dont la réalisation est facile, sécuritaire et, comparativement aux essais temporels, peu coûteuse. La mise en oeuvre des procédures d'essai est régie par la norme IEEE Std. 115A-1987: *IEEE Standard Procedures for Obtaining* ***Synchronous*** *Machines Parameters by Standstill Frequency Response Testing* [1]. À l'origine et comme le mentionne son titre, cette norme ne concerne que les machines synchrones. Mais, comme l'ont démontré Willis (1989) et Moon (1994), elle peut aussi s'appliquer pour la machine asynchrone. La procédure d'essai, le choix des instruments de mesure et les traitements de données restent identiques à quelques différences près:

1. Le positionnement du rotor n'est pas nécessaire à cause de sa symétrie axiale
2. Seulement les mesures selon un seul axe (direct ou en quadrature) sont requises (toujours à cause de la symétrie axiale).
3. Les mesures du côté du rotor ne sont pas requises (absence de circuit d'excitation).

Le schéma de principe de l'essai tel que recommandé par la norme IEEE Std. 115A-1987 est donné par la figure 2.4 ci-après.

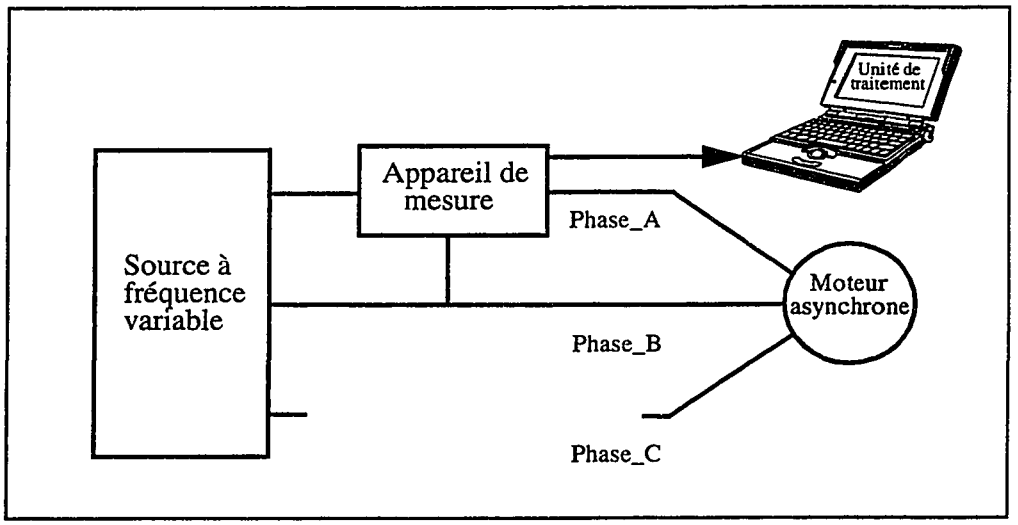


Figure 2.4 - Schéma de principe de la méthode SSFR

L'essai de réponse en fréquence ne sollicite la machine qu'à une seule fréquence à la fois. Il consiste à déterminer le module et l'argument de la tension aux bornes des deux phases considérées (Phase_A et Phase_B dans le cas de la figure 2.4) et du courant qui y est injecté. Ceci permet de déterminer le module et la phase de l'impédance de la machine à chaque fréquence. Celle-ci est connue sous le nom de l'impédance opérationnelle de la machine asynchrone. La mesure du module et de la phase de l'impédance opérationnelle de la machine asynchrone peut être faite soit en utilisant un analyseur de spectre ou bien une chaîne d'acquisition des données, qui transmet les signaux tension et courant (acquis simultanément) à une unité de traitement numérique.

La machine sous test est à l'arrêt (phase C ouverte). La tension d'alimentation à fréquence variable est appliquée entre les phases A et B des enroulements statoriques, et son expression est donnée par:

$$V_{AB}(s) = I_s(s)Z_{AB}(s) \tag{2.8}$$

Dans la relation (2.8) précédente, $s = j\omega$. ω , I_s et Z_{AB} sont respectivement la fréquence (rad/S) de la tension d'alimentation, le courant absorbé par le stator et l'impédance vue des extrémités des phases A et B. L'expression analytique de cette dernière est donnée par la relation (2.9) suivante:

$$Z_{AB}(s) = R_{AB} + sL_{AB}(s) \tag{2.9}$$

R_{AB} et L_{AB} sont respectivement la résistance et l'inductance vues des extrémités A et B des enroulements statoriques. À partir de la relation (2.9) précédente, nous pouvons écrire que:

$$L_{AB}(s) = \frac{Z_{AB}(s) - R_{AB}}{s} \tag{2.10}$$

Rappelons que l'objectif principal de ce chapitre est la détermination des paramètres électriques des circuits équivalents d'une machine asynchrone à partir de sa réponse en fréquence à l'arrêt. Nous allons considérer la structure donnée par les figures 1.9 et 1.10 du chapitre I. Cette structure est une représentation généralisée des machines asynchrones triphasées; donc valable pour n'importe quel type de machines asynchrones: à encoches profondes, à rotor massif, à une ou double cages et à rotor bobiné.

Puisque la machine est à l'arrêt (une phase non alimentée), il n'y a donc aucune distinction entre les systèmes de référence tels que définis au chapitre I. Dans ces conditions, nous pouvons démontrer que (*d* est l'axe direct du rotor qui est immobile):

$$V_{ds}(s) = \frac{\sqrt{6}}{4} V_{AB}(s) \tag{2.11}$$

$$I_{ds}(s) = \frac{\sqrt{6}}{2} I_s(s) \tag{2.12}$$

À partir des équations (2.11) et (2.12) nous pouvons déduire l'expression de l'impédance opérationnelle et, par la suite, l'inductance opérationnelle de la machine selon l'axe direct d.

$$Z_d(s) = \frac{Z_{AB}(s)}{2} \tag{2.13}$$

$$L_d(s) = \frac{Z_d(s) - R_s}{s} \tag{2.14}$$

Dans un référentiel lié au rotor, les équations généralisées modélisant le fonctionnement électromagnétique de la machine asynchrone triphasée sont les suivantes:

$$\vec{V_s} = R_s \vec{I_s} + \frac{d\vec{\psi_s}}{dt} + j\omega_r \vec{\psi_s} \tag{2.15}$$

$$\vec{0} = R_{r_{j=1,N}} \overrightarrow{I_{r_{j=1,N}}} + \frac{d}{dt}\left(\overrightarrow{\psi_{r_{j=1,N}}}\right) \tag{2.16}$$

La projection selon l'axe d des grandeurs vectorielles (tensions, flux et courants) des deux équations précédentes nous donne:

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_r \psi_{qs} \tag{2.17}$$

$$0 = R_{r_{j=1,N}} I_{dr_{j=1,N}} + \frac{d}{dt}(\psi_{dr_{j=1,N}}) \tag{2.18}$$

Les flux principaux statorique et rotoriques sont donnés par les relations suivantes:

$$\psi_{ds} = L_{\sigma s} I_{ds} + L_m \sum_{j=1}^{N} (I_{ds} + I_{dr_j}) \tag{2.19}$$

$$\psi_{dr_{j=1,N}} = L_{\sigma r_{j=1,N}} I_{dr_{j=1,N}} + L_m \sum_{j=1}^{N} (I_{ds} + I_{dr_j}) \tag{2.20}$$

Dans le cas précis de notre travail, la détermination des paramètres des équations (2.17) à (2.20), à partir de la réponse en fréquence à l'arrêt ($\omega_r = 0$) de la machine, est obtenue en utilisant la méthode harmonique. Celle-ci consiste à estimer d'abord les constantes de temps qui figurent au numérateur et au dénominateur des inductances opérationnelles de la machine asynchrone.

2.5 Impédances opérationnelles de la machine asynchrone.

Les impédances opérationnelles jouent un rôle très important dans la modélisation macroscopique de la machine (Canay, 1993; Ferfra, 1993; Kamwa, 1992, Keyhani, 1994, Krause, 1986). Elles servent à caractériser entièrement son état en nous permettant de déterminer les quatre relations, pour la machine biphasée bien sûr, d'entrée-sortie (éléments de la matrice admittance) pour une vitesse donnée. Ces

relations sont: V_{ds}-I_{ds}, V_{ds}-I_{qs}, V_{qs}-I_{ds} et V_{qs}-I_{qs}

Soient les deux fractions rationnelles suivantes (Krause, 1986)

$$L_d(s) = L_d(0)\frac{(1+sT_d^1)(1+sT_d^2)...(1+sT_d^N)}{(1+sT_{do}^1)(1+sT_{do}^2)...(1+sT_{do}^N)} \tag{2.21}$$

$$L_q(s) = L_q(0)\frac{(1+sT_q^1)(1+sT_q^2)...(1+sT_q^N)}{(1+sT_{qo}^1)(1+sT_{qo}^2)...(1+sT_{qo}^N)} \tag{2.22}$$

Puisque la machine est symétrique, les inductances opérationnelles selon les axes d et q sont égales. Dans les relations précédentes, T_d^i , T_{d0}^i , T_q^i , T_{q0}^i sont des constantes de temps en secondes. Il est à noter que $i=1,N$ (N est le nombre de circuits rotoriques) n'est pas une puissance. *1, 2, 3...* signifient respectivement ***transitoire, sub-transitoir, sub-sub-transitoire***... Dans les équations (2.21) et (2.22), $L_d(0) = L_{\sigma s} + L_m$ et $L_q(0) = L_{\sigma s} + L_m$.

$L_d(s)$ et $L_q(s)$ sont appelées ***inductances opérationnelles*** de la machine asynchrone si et seulement si elles vérifient les deux relations suivantes (voir équation 2.17):

$$\{R_s + sL_d(s)\}I_{ds} - \omega_r L_q(s)I_{qs} = V_{ds} \tag{2.23}$$

$$\omega_r L_d(s)I_{ds} + \{R_s + sL_q(s)\}I_{qs} = V_{qs} \tag{2.24}$$

La résolution du système d'équations (2.23) et (2.24) nous donne la fonction de transfert *H(s)* de la machine asynchrone, qui n'est que la matrice (2,2) de ses admittances (Kamwa, 1993):

$$H(s) = \begin{bmatrix} y_{dd} & y_{qd} \\ y_{dq} & y_{qq} \end{bmatrix} \tag{2.25}$$

Si l'on pose que $L_d(s) = \frac{L_{dn}}{L_{dd}}$ et $L_q(s) = \frac{L_{qn}}{L_{qd}}$ (voir les équations 2.21 et 2.22), on obtient les expressions suivantes des éléments de la matrice admittance *H(s)*.

$$y_{dd} = \frac{(sL_{qn} + R_s L_{qd})L_{dd}}{D(s)} \tag{2.26}$$

$$y_{qd} = \frac{\omega_r L_{dd} L_{qn}}{D(s)} \tag{2.27}$$

$$y_{dq} = \frac{-\omega_r L_{dn} L_{qd}}{D(s)} \tag{2.28}$$

$$y_{qq} = \frac{(sL_{dn} + R_s L_{dd}) L_{qd}}{D(s)} \tag{2.29}$$

Dans les relations (2.26) à (2.29), l'expression de *D(s)* est la suivante:

$$D(s) = (L_{dn}L_{qn})s^2 + R_s(L_{dn}L_{qd} + L_{qn}L_{dd})s + \omega_r^2 L_{dn}L_{qn} + R_s^2 L_{dd}L_{qd} \tag{2.30}$$

L'examen des relations (2.26) à (2.30) montre qu'il y a un lien entre les inductances opérationnelles et les éléments (relations d'entrée-sortie) de la fonction de transfert *H(s)* (Kamwa, 1993).

2.6 Détermination des paramètres des circuits équivalents généralisés.

Les paramètres des circuits équivalents, selon les axes direct et en quadrature et ayant un nombre arbitraire *N* de circuits rotoriques, sont déterminés à partir de la réponse en fréquence à l'arrêt de la machine asynchrone et en utilisant l'algorithme de Canay. Ce dernier présente en 1993 une méthode permettant le passage, sans

approximation, des constantes de temps constituant les impédances opérationnelles aux paramètres des circuits équivalents généralisés. La procédure de Canay consiste à faire l'expansion de $\frac{1}{L_d(s)}$. On obtient alors:

$$\frac{1}{L_d(s)} = \frac{1}{L_d} + \left(\frac{1}{L_d^{(1)}} - \frac{1}{L_d^{(2)}}\right)\frac{sT_d^1}{1+sT_d^1} + \left(\frac{1}{L_d^{(2)}} - \frac{1}{L_d^{(3)}}\right)\frac{sT_d^2}{1+sT_d^2} + \ldots \qquad (2.31)$$

Dans la relation précédente, $L_d^{(1)}$, $L_d^{(2)}$, $\ldots L_d^{(N)}$ sont appelées inductances transitoires généralisées, et Canay les a définies comme suit:

$$L_d^{(1)} = L_d \Big/ \left\{ 1 - \frac{(T_d^1 - T_{do}^1)(T_d^1 - T_{do}^2)(T_d^1 - T_{do}^3)\ldots}{T_d^1(T_d^1 - T_d^2)(T_d^1 - T_d^3)\ldots} \right\} \qquad (2.32)$$

$$L_d^{(2)} = L_d \Big/ \left\{ \frac{L_d}{L_d^1} - \frac{(T_d^2 - T_{do}^1)(T_d^2 - T_{do}^2)(T_d^2 - T_{do}^3)\ldots}{T_d^2(T_d^2 - T_d^1)(T_d^2 - T_d^3)\ldots} \right\} \qquad (2.33)$$

•
•
•

$$L_d^{(N)} = L_d \Big/ \left\{ \frac{L_d}{L_d^{(N-1)}} - \frac{(T_d^N - T_{do}^1)(T_d^N - T_{do}^2)(T_d^N - T_{do}^3)\ldots}{(T_d^N - T_d^1)(T_d^N - T_d^2)\ldots} \right\} \qquad (2.34)$$

Avec l'introduction de la notion des inductances transitoires généralisées, l'algorithme de Canay se résume comme suit:

1. Soustraire $L_{\sigma s}$ de $L_d(s)$.; ce qui donne $L_{de}(s)$.

   $L_{de}(s)$ a les mêmes pôles que $L_d(s)$ mais des zéros différents. Ceux-ci sont désignés par: T_{de}^1 , T_{de}^2 , ... T_{de}^N ..

2. Déterminer les zéros de $L_{de}(s)$.

3. Construire les nouvelles inductances transitoires selon (2.32) à (2.34). Celles-ci sont désignées par: $L_{de}^{(1)}$, $L_{de}^{(2)}$, ... $L_{de}^{(N)}$.

Finalement, les paramètres des circuits équivalents généralisés sont liés aux nouvelles inductances transitoires par les relations (2.35) et (2.26) suivantes:

$$L_{\sigma r1} = 1/\left(\frac{1}{L_{de}^{(1)}} - \frac{1}{L_d}\right) \quad , \quad L_{\sigma r2} = 1/\left(\frac{1}{L_{de}^{(2)}} - \frac{1}{L_d^{(1)}}\right) \quad , \ldots \quad (2.35)$$

$$R_{r1} = \frac{L_{\sigma r1}}{T_{de}^{1}}, \; R_{r2} = \frac{L_{\sigma r2}}{T_{de}^{2}}, \; \ldots \quad (2.36)$$

2.7 Résultats

Nous avons mis au point un banc d'essai pour déterminer les paramètres des circuits équivalents généralisés d'une machine asynchrone à partir de sa réponse en fréquence à l'arrêt. Le schéma de principe du montage est celui donnée par la figure 2.4. La source de tension à fréquence variable est un bloc d'alimentation électronique pouvant délivrer une puissance de 20 kW. La gamme de fréquences couvertes est de 0.1 Hz à 1 kHz. Cependant, la norme IEEE Std. 115A-1987 recommande la valeur de un millième de Hz pour la plus petite fréquence d'essai. Cette recommandation tient compte de la sensibilité de la valeur de la résistance statorique aux basses fréquences. L'appareil de mesure utilisé est un analyseur de spectre de dernière génération, permettant de donner directement les valeurs du module et de la phase de la variable considérée. Cependant la borne inférieure de sa bande passante (3 Hz) constitue une limitation pour l'essai en question.

À cause des limitations des appareils dont nous disposons au laboratoire et pour tester les outils informatiques (voir Annexe I) que nous avons développés pour l'identification paramétrique **des circuits équivalents généralisés** de la machine asynchrone, nous avons utilisé les résultats de mesure publiés par Canay (Canay, 1993) et donnant l'impédance opérationnelle d'une turbo-machine ayant les valeurs nominales suivantes:

Sn = 722.2 MVA:	Puissance apparente nominale.
Un = 26 kV:	Tension de ligne nominale.
fn = 60 Hz:	Fréquence d'alimentation nominale.

La figure 2.5 ci-après donne l'amplitude (en valeur réduite p.u.) et la phase (en degrés) de l'impédance opérationnelle selon l'axe direct d. Cette impédance opérationnelle est obtenue expérimentalement et selon la procédure indiquée dans la norme IEEE Std. 115A-19987. La résistance par phase des enroulements statoriques (requise par l'équation 2.14) ainsi que les réactances de magnétisation et de fuite statorique (requises par les équations 2.21 et 2.22) sont respectivement égales à 0.01 p.u., 0.19 p.u. et 1.61 p.u.

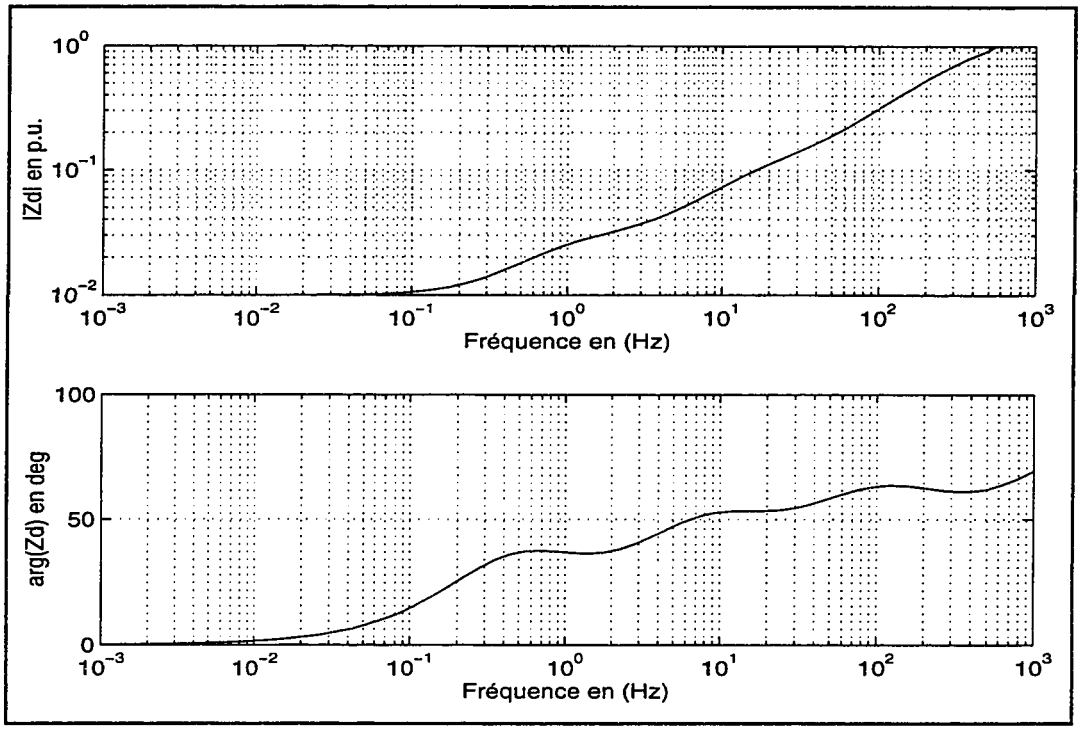


Figure 2.5 - Impédance opérationnelle Zd(s).

L'application de la relation (2.14) nous donne, à partir de l'impédance opérationnelle, les valeurs "expérimentales" de l'inductance opérationnelle (selon l'axe direct d). Son amplitude (en valeur réduite p.u.) ainsi que sa phase (en degrés) sont données par la figure 2.6 ci-après.

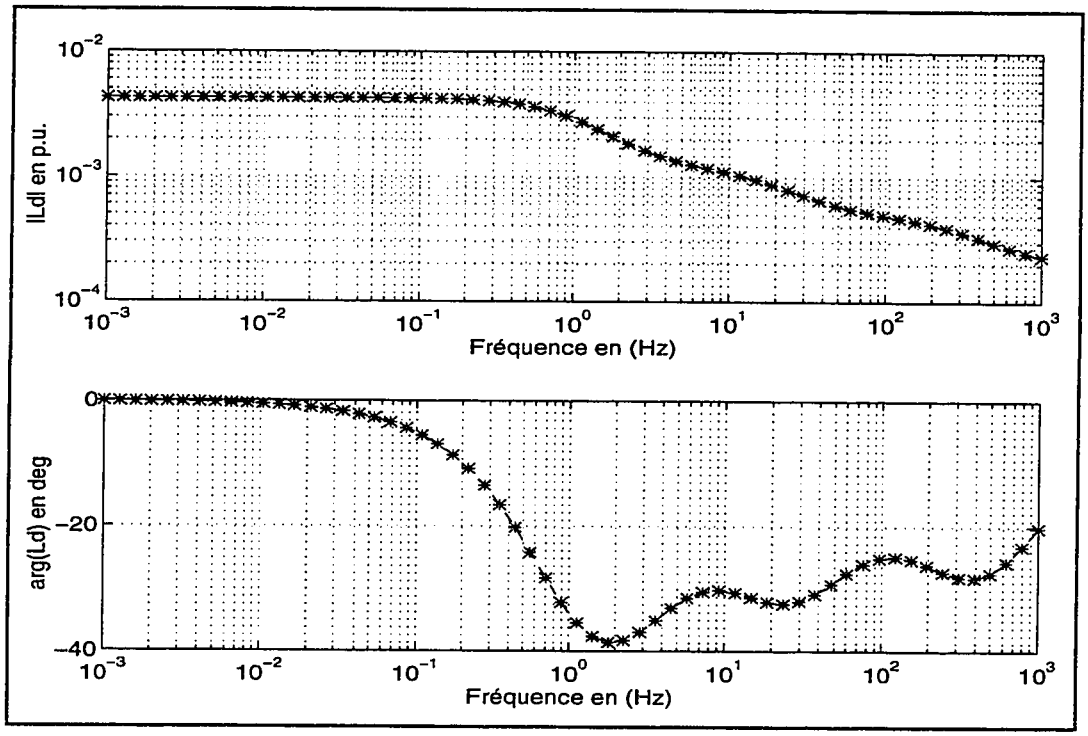


Figure 2.6 - Inductance opérationnelle Ld(s).

L'identification des constantes de temps des équations (2.21) et (2.22) se fait par une technique de lissage appropriée. Plusieurs de ces technique sont bien documentées dans des ouvrages récents et traitant de l'identification: Juang (1994), Lewis (1986), Ljung (1987), Pfeffer (1993) et Van der Bosch (1994). Dans le cas de notre travail, nous avons utilisé la méthode RPM qui est l'acronyme de Real Parametrisation Method et développée par Pfeffer (1994) lors de ses recherches doctorales à Aerospace Robotics Laboratory of Stanford University (USA).

Le tableau 2.1 ci-dessous donne les valeurs des constantes de temps qui constituent le numérateur et le dénominateur de l'inductance opérationnelle selon l'axe direct. Ces constantes de temps nous servent par la suite pour la détermination des paramètres des circuits équivalents généralisés des figures 1.9 et 1.10 du chapitre I.

Tableau 2.1 - Constantes de temps de l'inductance opérationnelle selon l'axe d

T_d^1 (S)	T_d^2 (S)	T_d^3 (S)	T_{d0}^1 (S)	T_{d0}^2 (S)	T_{d0}^3 (S)
0.39921	0.03482	0.00255	1.17013	0.05823	0.00353

Les constantes de temps ci dessus ainsi que la résistance (p.u.), l'inductance de fuite statorique (p.u.) et l'inductance de magnétisation (p.u.) sont organisées dans un vecteur X comme suivant:

$$X = \left[T_d^1 \; T_d^2 \; T_d^3 \; T_d^1 \; T_d^2 \; T_d^3 \; R_s \; L_{\sigma s} \; L_m \right]$$

La routine MATADM.m (Annexe I) que nous avons développée dans l'environnement Matlab nous permet de déterminer les éléments de la matrice admittance *H(s)* pour une vitesse donnée (voir équations 2.25 à 2.29) à partir du vecteur *X* ci-dessus. Les éléments de *H(s)* sont des polynômes ayant la forme suivante:

$$(a_N)s^N + (a_{N-1})s^{N-1} + ...+1$$

Pour une vitesse de rotation nulle, nous obtenons les résultats suivants ($N=3$):

Tableau 2.2 - Éléments de la matrice admittance

$Y_{dq} = Y_{qd} = 0$		
$Y_{dd} = Y_{qq}$		
a_3	a_2	a_1
0.0002405	0.072409	1.23186

La routine CIREQV.m (Annexe I) que nous avons développée dans l'environnement Matlab nous permet de déterminer les paramètres des circuits équivalents généralisés d'une machine asynchrone. Pour trois circuits rotoriques et en supposant connus les éléments du vecteur X, nous avons obtenu les résultats suivants (valeurs réduites):

Tableau 2.3 - Paramètres du circuit équivalent à trois branches rotoriques

Inductances transitoires	$L_d^{(1)}$ *en (p.u.)*	$L_d^{(2)}$ *en (p.u.)*	$L_d^{(3)}$ *en (p.u.)*
	0.0017	0.00099	0.00071
Nouvelles inductances transitoires	$L_{de}^{(1)}$ *en (p.u.)*	$L_{de}^{(2)}$ *en (p.u.)*	$L_{de}^{(3)}$ *en (p.u.)*
	0.00127	0.00052	0.00020
Stator	R_s *en (p.u.)*	$L_{\sigma s}$ *en (p.u.)*	L_m *en (p.u.)*
	0.01	0.0005	0.0043
Résistances rotor	R_{r1} *en (p.u.)*	R_{r2} *en (p.u.)*	R_{r3} *en (p.u.)*
	0.00570	0.1934	0.0750
Inductances rotor	$L_{\sigma r1}$ *en (p.u.)*	$L_{\sigma r2}$ *en (p.u.)*	$L_{\sigma r3}$ *en (p.u.)*
	0.0018	0.00086	0.00060

Le circuit équivalent selon l'axe direct d'une machine asynchrone à trois branches rotoriques est donné à la figure 2.7 ci-après.

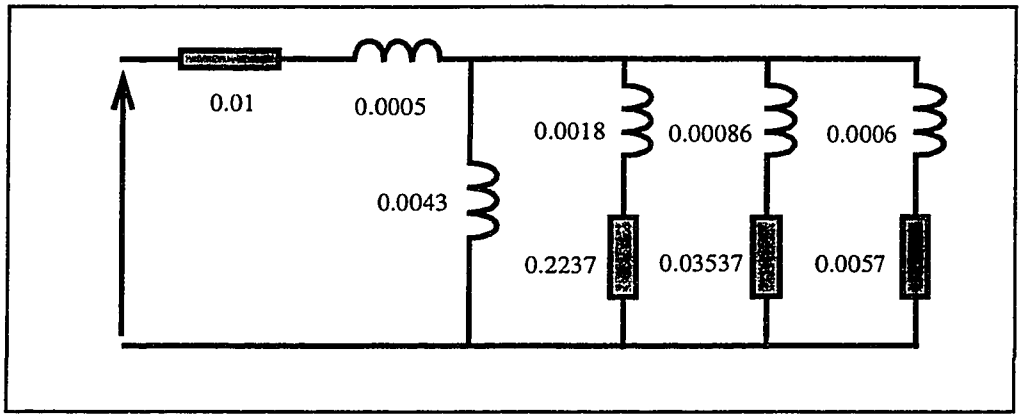


Figure 2.7 - Circuit équivalent à trois branches rotoriques

2.8 Conclusion

L'identification des paramètres des circuits équivalents généralisés d'une machine asynchrone à partir de sa réponse en fréquence à l'arrêt a fait l'objet de ce chapitre. L'introduction de plusieurs circuits rotoriques permet de représenter certaines parties conductrices du rotor qui sont difficiles à modéliser, comme dans le cas par exemple des machines à encoches profondes et à rotor massif. Le problème que constitue le passage des constantes de temps aux paramètres structurels de la machine est résolu en appliquant la méthode de Canay. À cet effet, une routine (CIREQV.m) écrite en langage Matlab a été développée. Cet utilitaire s'avère un outil précieux pour la caractérisation de toutes les machines asynchrones triphasées.

CHAPITRE III

MACHINE ASYNCHRONE PILOTÉE PAR UN CONVERTISSEUR STATIQUE

3.1 Introduction

Aujourd'hui, les entraînements à vitesse variable par machines électriques, qui permettent d'optimiser les processus industriels tout en réduisant l'énergie consommée, connaissent un essor constant. Cet essor est à la fois quantitatif, par le nombre et la puissance unitaire des équipements, et qualitatif, par la précision, la souplesse et la fiabilité de ces équipements. En plus de leurs avantages économiques, les entraînements à vitesse variable permettent la suppression des surintensités du courant appelé par le moteur au démarrage, la diminution de la puissance du système d'alimentation, l'allongement de la durée de vie des machines ...

En raison de sa facilité de commande, la machine à courant continu a constitué pendant de nombreuses décennies la seule source électromécanique de vitesse variable. L'évolution technologique, notamment en matière de semi-conducteurs, permet maintenant de construire des convertisseurs statiques de puissance élevée, capables de délivrer des tensions (courants) d'amplitude et de fréquence réglables et utilisant des circuits de commande et de réglage sophistiqué. Cette disposition est indispensable pour retrouver, avec la machine asynchrone, la souplesse du contrôle et la

qualité de la conversion électromécanique, naturellement obtenues jusqu'alors avec la machine à courant continu (Caron, 1995).

Ce chapitre constitue une introduction aux entraînements à vitesse variable de machines asynchrones. Les différents procédés, les plus utilisés, de variation vitesse d'une machine asynchrone ainsi que les convertisseurs statiques qui leurs sont associés sont présentés et discutés.

3.2 Structure générale des entraînements électriques à vitesse variable

La figure 3.1 donne la structure générale d'un entraînement électrique à vitesse variable.

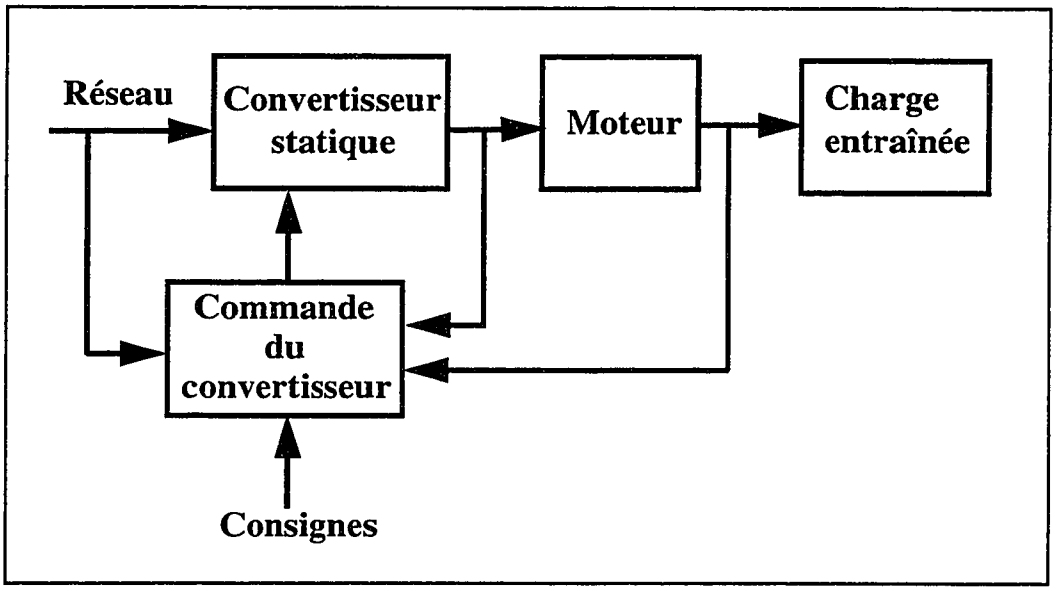


Figure 3.1 - Schéma synoptique d'un entraînement à vitesse variable.

Comme le montre la figure 3.1, un entraînement électrique à vitesse variable est formé d'un convertisseur statique (dispositif d'électronique de puissance), d'un moteur électrique, de la charge mécanique entraînée, des capteurs et d'un équipement de réglage et de commande. Le convertisseur statique, alimenté par le réseau industriel, transforme la présentation de l'énergie électrique pour lui donner la forme désirée. Ce convertisseur peut être, dans le cas général d'une machine à courant alternatif, une source de courant ou une source de tension. On dit alors que la machine est alimentée en courant à l'aide d'un commutateur de courant ou en tension à l'aide d'un onduleur de tension. L'équipement de commande élabore les signaux de commande des semi-conducteurs du convertisseur, à partir des consignes de pilotage (loi de commande) et des mesures (tension, courant, vitesse ou position, couple ...) fournies par les divers capteurs utilisés.

3.3 Procédés de variation de vitesse d'une machine asynchrone.

La vitesse de rotation d'une machine asynchrone est donnée par l'expression suivante:

$$N_r = \frac{60 f_s}{p}(1 - g) \quad \text{[tr/mn]} \tag{3.1}$$

Où f_s, p et g sont respectivement la fréquence des courants statoriques, le nombre

de paires de pôles de la machine et le glissement. Selon l'expression 3.1, pour un nombre de paires de pôles donné, il est donc possible de faire fonctionner une machine asynchrone à vitesse variable en agissant sur le glissement ou la fréquence d'alimentation.

3.3.1 Variateurs de vitesse à fréquence statorique fixe

3.3.1.1 Alimentation à tension réglable par gradateur

L'alimentation d'une machine asynchrone à des niveaux de tension réglables est obtenu en utilisant des gradateurs. Ces convertisseurs sont des dispositifs d'électronique de puissance dont l'une de leurs topologies est donnée à la figure 3.2 suivante:

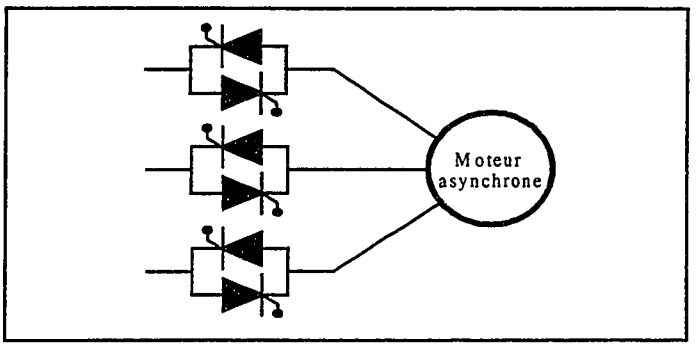


Figure 3.2 - Alimentation par gradateur triphasé

La forme d'onde de la tension d'alimentation et celle du courant absorbé par la machine sont données par les graphiques des figures 3.3 et 3.4 suivantes (EMTP):

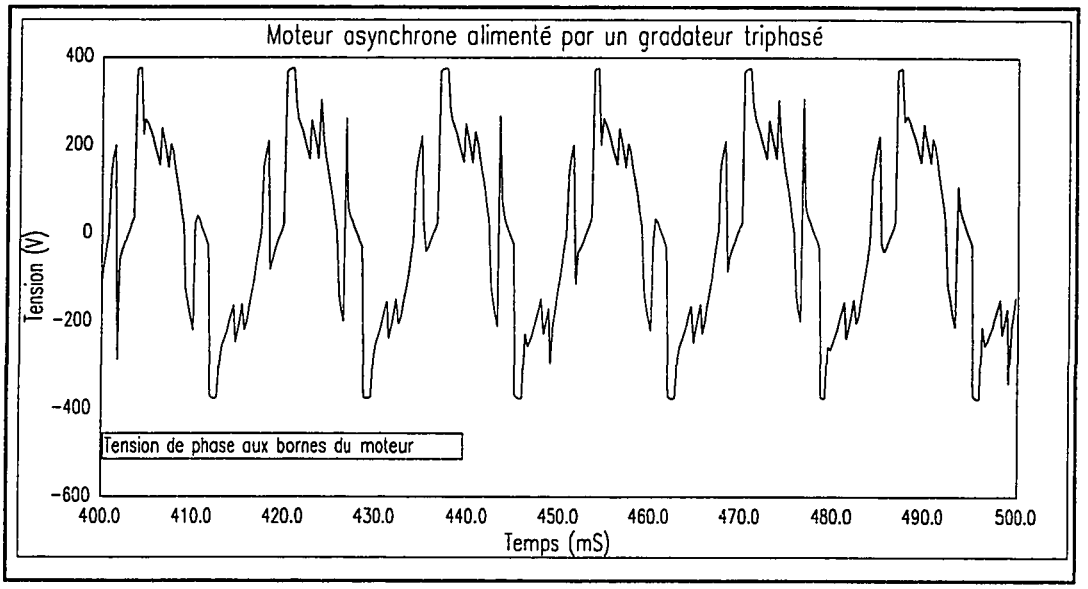


Figure 3.3 - Tension statorique d'une machine alimentée par un gradateur

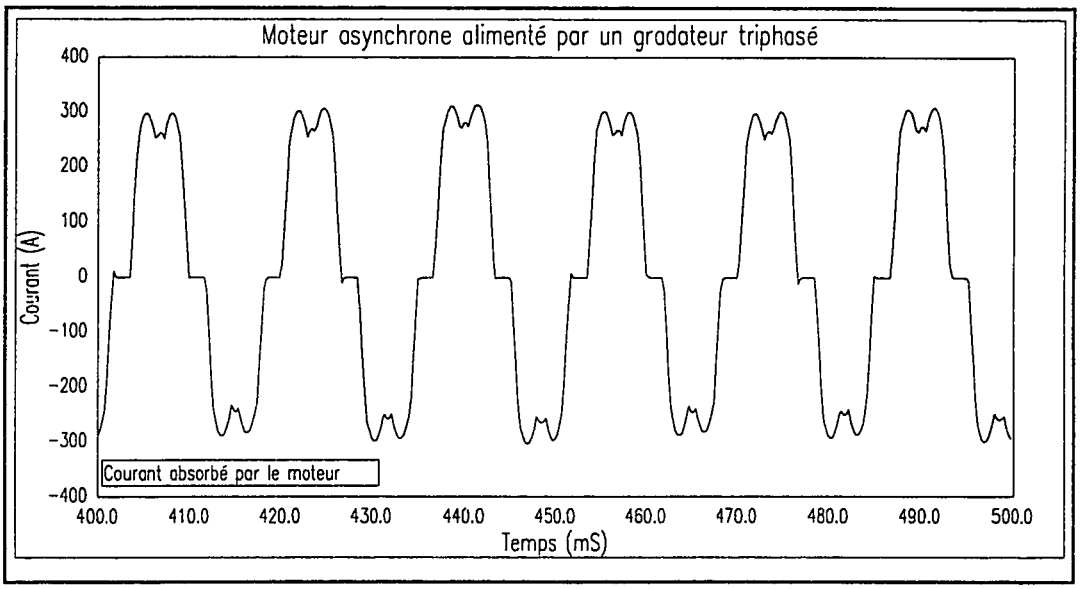


Figure 3.4 - Courant statorique d'une machine alimentée par un gradateur

Pour un glissement donné, le couple électromagnétique développé est proportionnel au carré de la tension d'alimentation. À basses vitesses, les pertes rotoriques, qui sont en fonction du glissement, sont importantes. La variation de vitesse se fait donc au détriment du rendement.

En général, les performances statiques et dynamiques de la variation de vitesse d'une machine asynchrone par action sur sa tension d'alimentation sont très pauvres. Il est à noter que ce procédé, pour des soucis de stabilité, ne peut être utilisé que pour l'entraînement des charges dont le couple résistant croît très vite avec la vitesse.

3.3.1.2 Cascade hyposynchrone

Le niveau de la tension d'alimentation ainsi que sa fréquence sont fixes. La machine est donc reliée directement au réseau d'alimentation. La cascade hyposynchrone consiste à insérer dans le circuit rotorique (le rotor doit être nécessairement bobiné) un convertisseur statique constitué d'un redresseur à diodes et d'un onduleur assisté par le réseau. Le glissement est fonction de l'angle d'allumage des thyristors constituant l'onduleur. En agissant sur le retard à l'allumage de ces semi-conducteurs, on fait en même temps varier la vitesse de rotation de la machine.

Ce procédé n'est utilisé que lorsque la plage requise de variation de vitesse est petite (stations de pompage par exemple). Ses performances statiques sont acceptables. Cependant, ses performances dynamiques sont médiocres.

3.3.2 Variateurs de vitesse à fréquence statorique ajustable

Le réglage de vitesse du moteur asynchrone, obtenu dans des conditions satisfaisantes de rendement et de niveau de courant statorique, passe nécessairement par l'ajustage de la fréquence des tensions d'alimentation statoriques (Caron, 1995). Les variateurs de vitesse, pouvant délivrer des tensions à fréquence variable, les plus répandus sont constitués d'un pont redresseur qui en association avec un filtre réalise une source de tension ou de courant continu, et d'un onduleur (commutateur) autonome qui délivre un système de tensions ou de courants alternatifs triphasés réglables en fréquence et en valeur efficace grâce à des lois de commande appropriées.

3.3.2.1 Alimentation en tension

Deux types de convertisseurs peuvent être utilisés pour alimenter en tension une machine asynchrone. Il s'agit du convertisseur de tension à onde quasi-rectangulaire (tension en escalier) et du convertisseur à modulation de la largeur d'impulsion (MLI). Ce dernier permet d'alimenter la machine avec des ondes de tensions optimisées, de manière à ce que les courants qui en résultent soient d'assez bonne qualité, c'est à dire que les harmoniques de bas rangs soient relativement faibles, de même que la pulsation du couple qui en résulte.

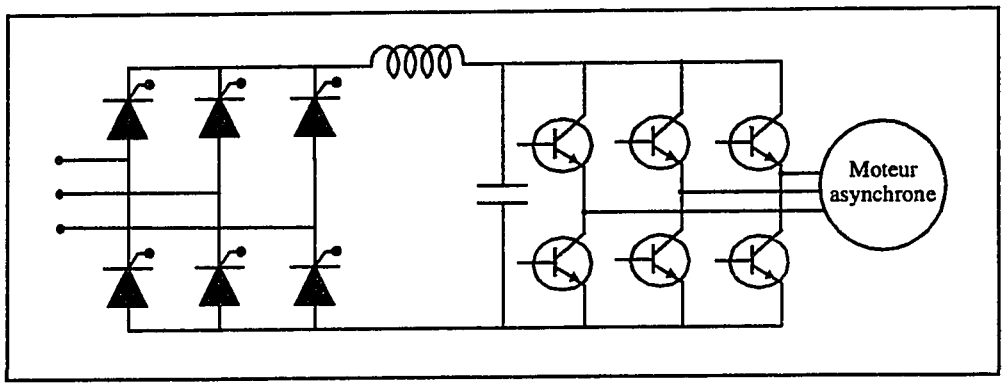


Figure 3.5 - Convertisseur source de tension en escalier

Les formes d'ondes de la tension d'alimentation et du courant statorique absorbé par la machine sont données par les graphiques des figure 3.6 et 3.7 (EMTP).

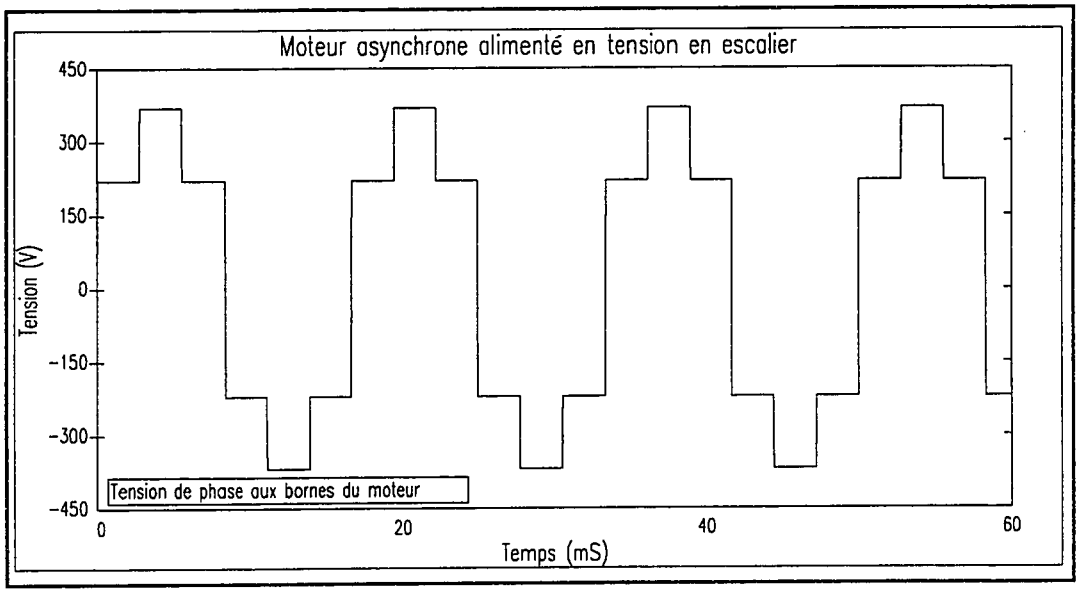


Figure 3.6 - Tension statorique d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur du type source de tension en escalier

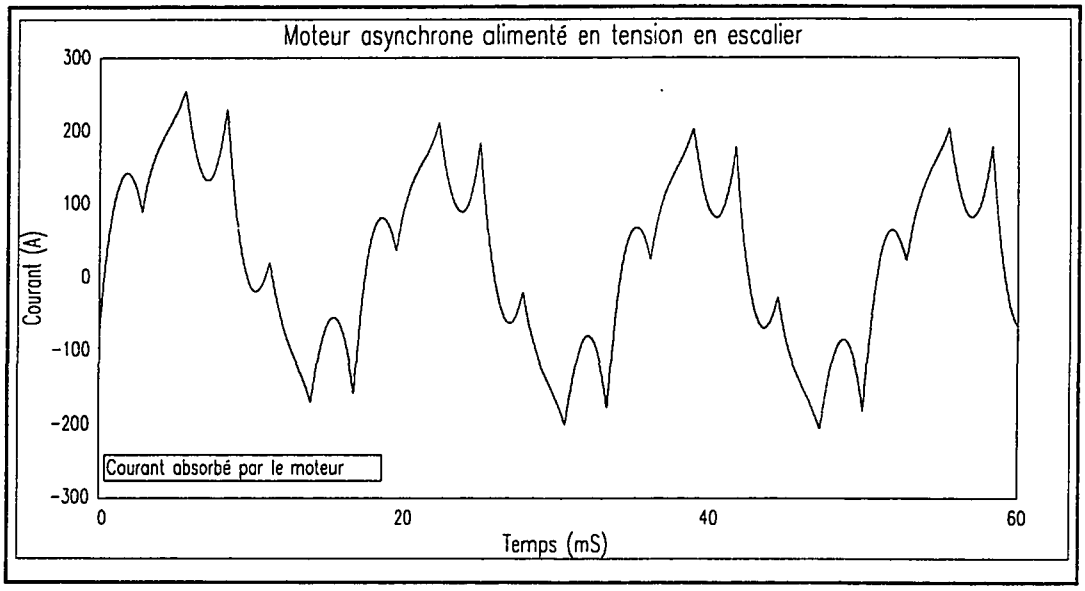


Figure 3.7 - Courant statorique d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur du type source de tension en escalier

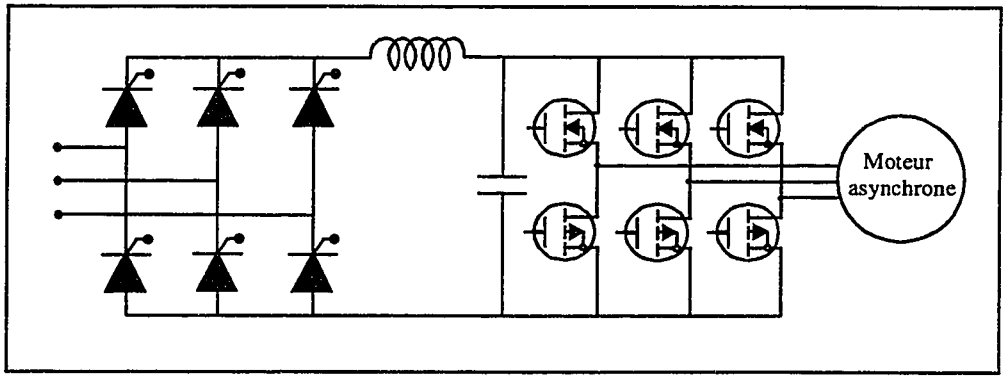


Figure 3.8 - Convertisseur source de tension MLI

Les formes d'ondes de la tension délivrée par un convertisseur MLI et du courant statorique absorbé par la machine sont données respectivement par les figure 3.9 et 3.10.

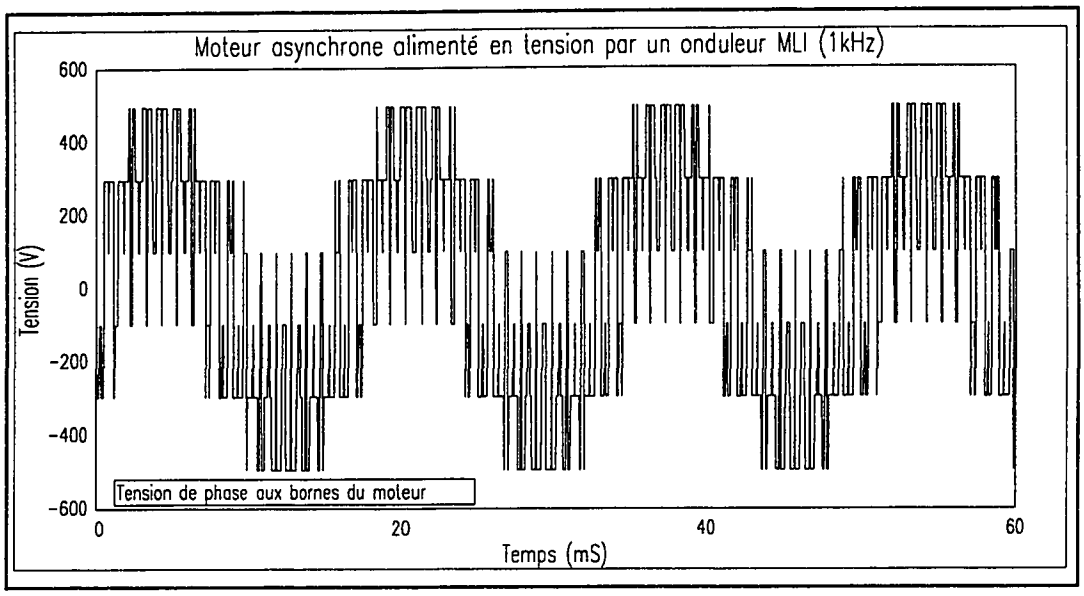


Figure 3.9 - Tension statorique d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur du type source de tension MLI

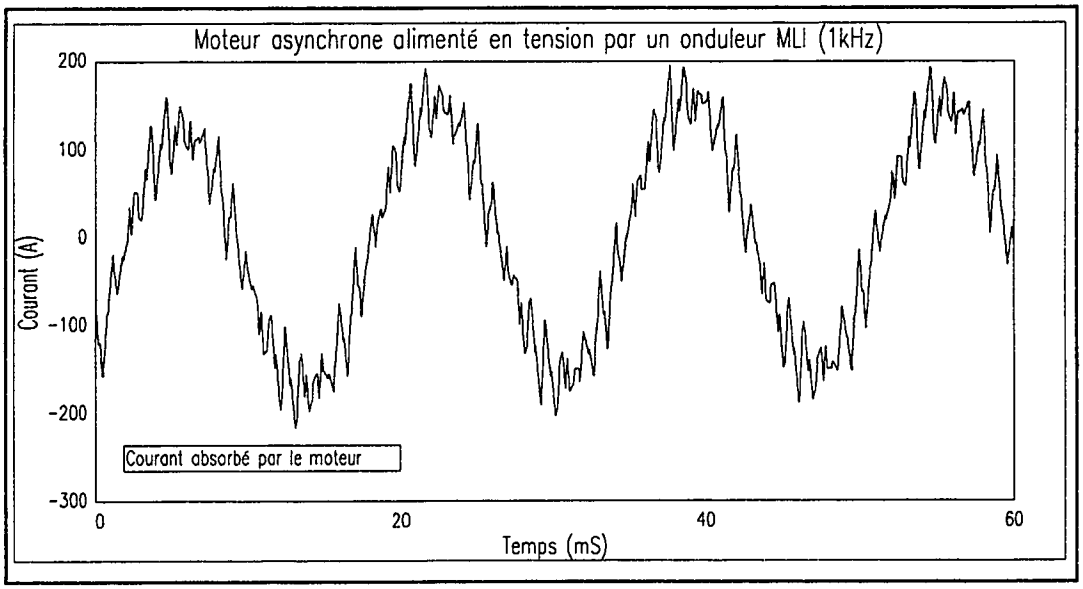


Figure 3.10 - Courant statorique d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur du type source de tension MLI

Des deux dispostifs précédents d'alimentation à fréquence variable des machines asynchrones, l'onduleur MLI est le plus utilisé. Aujourd'hui, avec des convertisseurs à base de transistors bipolaires à gâchette isolée (IGBT), on peut obtenir des fréquences de commutation dépassant largement les 10 kHz. Ces convertisseurs sont, cependant succeptibles de présenter des spectres harmoniques de tension assez variable.

3.3.2.2 Alimentation en courant

Contrairement à l'alimentation en tension, l'alimentation en courant utilise des convertisseurs, naturellement à commutation forcée, qui imposent des ondes de courants au stator de la machine asynchrone. La figure 3.11 donne la représentation schématique d'un tel convertisseur.

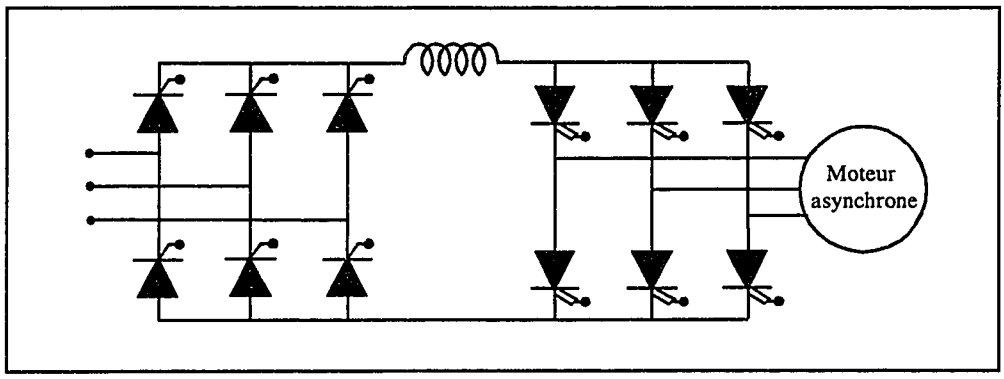


Figure 3.11 - Convertisseur du type source de courant

Les formes d'ondes du courant délivré par le convertisseur et la tension de phase statorique qui en résulte sont données par les graphiques des figure 3.12 et 3.13.

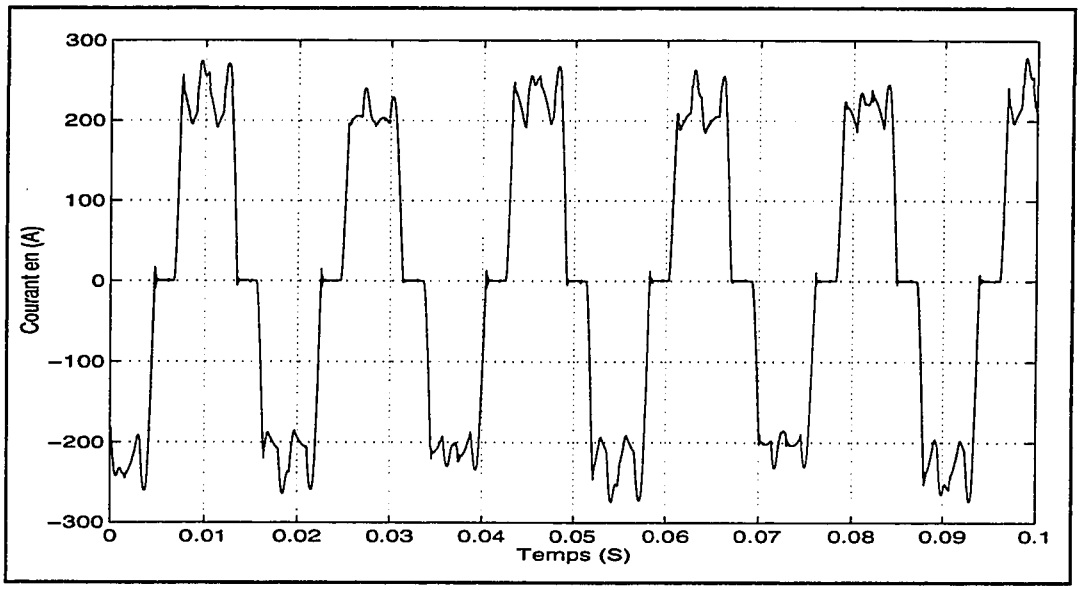


Figure 3.12 - Courant statorique d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur du type source de courant.

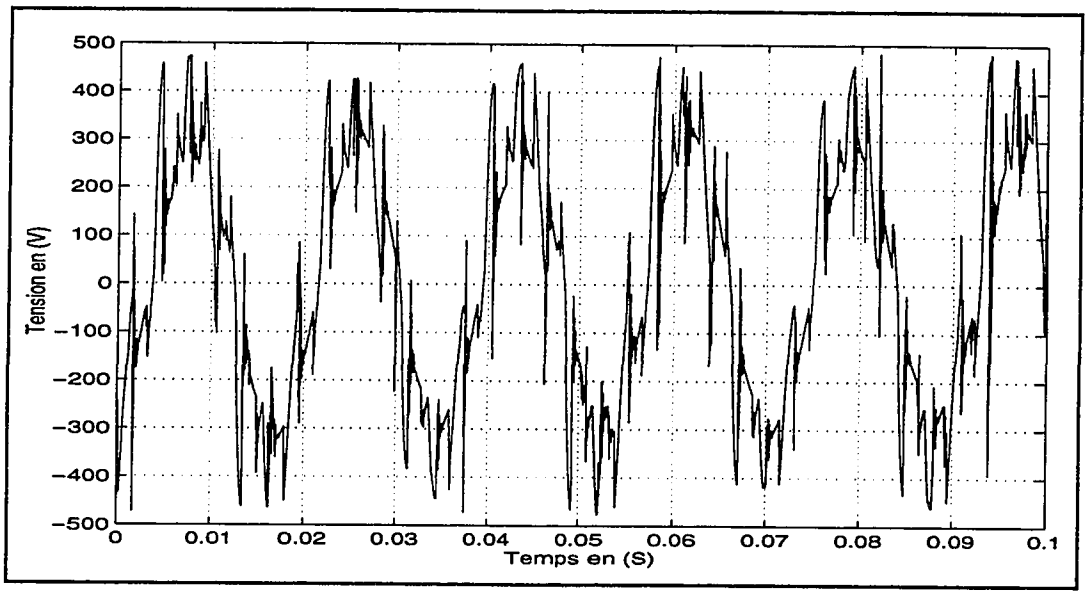


Figure 3.13 - Tension statorique d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur du type source de courant.

Le convertisseur de courant présente l'inconvénient de générer des pics de tension lors des commutations pouvant aller jusqu'à trois ou quatre fois la tension nominale. La bonne règle veut donc que les bobinages soient surisolés, à moins d'accepter une réduction de leur durée de vie!

3.4 Commande de l'ensemble convertisseur-machine asynchrone

En régime permanent sinusoïdal, le couple électromagnétique développé par une machine asynchrone, pour une résistance statorique faible, peut être approximé par la relation suivante (Caron, 1995; Krause, 1986):

$$C_e = 3p\frac{R_r}{\omega_r}\frac{1}{\left(\frac{R_r}{\omega_s}\right)^2 + L_{\sigma t}^2}\left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)^2 \qquad (3.2)$$

Où $L_{\sigma t}$, ω_s , ω_r et V_s sont respectivement l'inductance de fuite totale vue du stator, la pulsation des courants statoriques, la pulsation des courants rotoriques et la valeur efficace de la tension statorique.

Selon la relation précédente, la commande de la machine asynchrone (contrôle de couple) est réalisable par action simultanée sur les valeurs efficaces des tensions et pulsation statorique. Ce mode de contrôle communément appelé contrôle à $\left(\frac{V}{f}\right)$ peut suffire si l'application en question ne requiert pas de hautes performances statiques et dynmiques et une grande précision de régulation. La pente d'évolution des grandeurs de réglage doit être limitée pour éviter l'apparition de fortes oscillations transitoires au niveau du couple électromagnétique.

Pour un rapport $\left(\frac{V}{f}\right)$ donné et constant, le couple fourni par le moteur est pratiquement constant (la densité du champ magnétique dans l'entrefer est constante)

depuis la condition de rotor bloqué jusqu'à la vitesse normale de fonctionnement. Ceci signifie en pratique que le moteur accélère en douceur de l'arrêt jusqu'à sa pleine vitesse sous un couple d'accélération constant.

Puisque les lois de commande propres à ce type de contrôle sont statiques (i.e. elles découlent de considérations sur les expressions issues du régime permanent), elles se rassemblent donc sous le vocable de **commande scalaire.**

Pour obtenir des performances semblables à celles obtenues avec une machine à courant continu (vectorielle de construction), il est impératif d'agir directement sur le couple instantané développé par la machine; ce qui revient à découpler la commande du flux et celle du couple. L'idée de séparer ces deux grandeurs conduit à distinguer la composante du courant statorique qui pilote le flux couplé de la composante qui régit le couple électromagnétique. Cette idée est à la base du **pilotage vectoriel** ou **commande par orientation de flux**, laquelle consiste (voir équation 1.48 au chapitre I, page 30) à imposer l'angle de décalage entre le vecteur de la force magnétomotrice statorique par rapport au flux rotorique. Pratiquement la commande vectorielle d'une machine asynchrone a été appliquée pour la première fois par la compagnie Siemens (Blaschke, 1972). Ce mode de contrôle, dont l'évolution a connu un essor considérable, fait l'objet détaillé du prochain chapitre.

3.5 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les principes de base des entraînements régulés par machines asynchrones. Différentes topologies de convertisseurs statiques pouvant alimenter la machine à fréquence fixe ou variable sont étudiées. Il en ressort que l'entraînement à vitesse variable d'une machine asynchrone, obtenu dans des conditions satisfaisantes de rendement et de niveau de courant statorique, passe nécessairement par l'ajustage de la fréquence d'alimentation.

En plus d'être alimentées à fréquence variable, les machines asynchrones exploitées en vitesse variable doivent être commandées en flux orienté, pour obtenir des performansces au moins égales à celles des moteurs à courant continu. Les développements réalisés dans la technologie des processeurs de signaux, permettant l'implantation en temps réel d'algorithmes complexes, ont rendu possible la réalisation de ces lois de commande: ce qui, aujourd'hui, a rendu la machine asynchrone un actionneur très compétitif.

CHAPITRE IV

COMMANDE VECTORIELLE DE HAUTES PERFORMANCES SANS CAPTEURS MÉCANIQUES

4.1 *Introduction*

Comme nous l'avons déjà mentionné au chapitre précédent, la commande vectorielle (selon le vecteur flux rotorique) de la machine asynchrone consiste principalement à imposer l'angle de décalage entre le vecteur de la force magnétomotrice statorique, représentée par le vecteur courant statorique $\vec{I}_s$, par rapport au vecteur flux rotorique $\overrightarrow{\psi_r}$. Cette condition nécessite la connaissance précise de l'amplitude et de la position du vecteur flux rotorique. Le calcul ou l'estimation du vecteur flux rotorique (grandeur qui est rarement mesurable dans une machine asynchrone) dépend de la constante de temps du circuit rotorique τ_r. Ce paramètre est fonction de la température et de la fréquence. Il est donc bien évident que sa variation peut fausser l'orientation du flux et les performances dynamiques de l'entraînement sont alors négativement affectées.

La commande vectorielle présente l'inconvénient de nécessiter l'emploi d'un capteur de vitesse ou de position. Ce qui impose un coût supplémentaire et augmente la complexité des montages. **Nous proposons dans ce chapitre une solution originale**

aux problèmes ci-haut mentionnés, à savoir la variation de la constante de temps rotorique et l'élimination du capteur de vitesse. La solution proposée consiste en l'utilisation du filtre de Kalman étendu basé sur le modèle du cinquième ordre de la machine pour l'estimation en ligne de la résistance rotorique et de la vitesse de rotation. Soulignons que ce modèle écarte la simplification souvent utilisée mais pas toujours vérifiée (cas des machines de faibles puissances): la séparation des modes électriques et mécanique.

4.2 Modèle d'état non linéaire de la machine asynchrone

Le modèle d'état non linéaire de la machine asynchrone est établi dans un référentiel (d_e- q_e) lié au vecteur flux rotorique $\vec{\psi}_r$ et qui tourne à une vitesse angulaire ω_e (qui est la vitesse de rotation du flux rotorique). Dans le repère d'observation (α–β), cette vitesse est la même que celle du champ tournant statorique (vitesse synchrone).

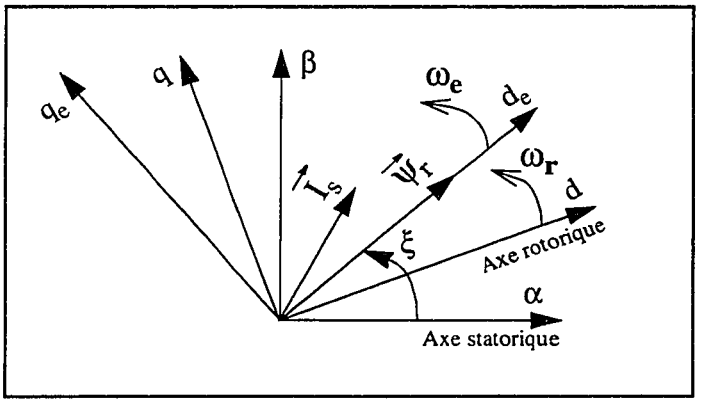


Figure 4.1 - Repères d'observation

En utilisant la notation vectorielle, les équations de la machine asynchrone établies dans le référentiel (d_e- q_e) sont les suivantes:

$$\vec{V_s} = R_s\vec{I_s} + \frac{d\vec{\psi_s}}{dt} + j\omega_e\vec{\psi_s} \tag{4.1}$$

$$\vec{0} = R_r\vec{I_r} + \frac{d\vec{\psi_r}}{dt} + j(\omega_e - \omega_r)\vec{\psi_r} \tag{4.2}$$

Les expressions des flux principaux statorique et rotorique sont les suivantes (voir les équations (1.11) à (1.17) du **Chapitre I** pour la définition des paramètres):

$$\vec{\psi_s} = l_s\vec{I_s} + L_m\vec{I_r} \tag{4.3}$$

$$\vec{\psi_r} = L_m\vec{I_s} + l_r\vec{I_r} \tag{4.4}$$

Soit σ le coefficient de dispersion de Blondel (Caron, 1995; Krause, 1986) et dont l'expression est donnée par:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{l_s l_r} \tag{4.5}$$

À partir des équations (4.3) à (4.5), les expressions des vecteurs flux statorique et courant rotorique sont données par:

$$\vec{I_r} = \frac{1}{l_r}(\vec{\psi_r} - L_m\vec{I_s}) \tag{4.6}$$

$$\vec{\psi}_s = \sigma l_s \vec{I}_s + \frac{L_m}{l_r}\vec{\psi}_r \tag{4.7}$$

En substituant les expressions (4.6) et (4.7) des vecteurs flux statorique et courant rotorique avec les équations (4.1) et (4.2) on obtient:

$$\vec{V}_s = R_s \vec{I}_s + \sigma l_s \frac{d\vec{I}_s}{dt} + \frac{L_m}{l_r}\frac{d\vec{\psi}_r}{dt} + j\omega_e\left(\sigma l_s \vec{I}_s + \frac{L_m}{l_r}\vec{\psi}_r\right) \tag{4.8}$$

$$\frac{d\vec{\psi}_r}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r}\vec{I}_s + \left(-\frac{1}{\tau_r} - j(\omega_e - \omega_r)\right)\vec{\psi}_r \tag{4.9}$$

En substituant l'expression (4.9) dans (4.8) on obtient:

$$\frac{d\vec{I}_s}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma l_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r} + j\omega_e\right)\vec{I}_s + \frac{L_m}{\sigma l_s l_r}\left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r\right)\vec{\psi}_r + \frac{1}{\sigma l_s}\vec{V}_s \tag{4.10}$$

Dans les équations (4.9) et (4.10), $\tau_r = \frac{l_r}{R_r}$ est la constante de temps du circuit rotorique dont dépend, comme nous le verrons plus loin, la robustesse de la commande par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone.

L'équation régissant le fonctionnement mécanique de la machine est donnée par (voir les équations (1.47) à (1.49) pour la définition des paramètres):

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p^2 L_m}{J l_r}(\vec{I}_s \otimes \vec{\psi}_r) - \frac{p}{J} C_r - \frac{F}{J}\omega_r \tag{4.11}$$

La projection des grandeurs électriques selon les axes d_e et q_e des équations (4.9), (4.10) et (4.11) nous donne le modèle d'état non linéaire de la machine asynchrone.

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} I_{d_e s} \\ I_{q_e s} \\ \psi_{d_e r} \\ \psi_{q_e r} \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma l_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}\right) I_{d_e s} + \omega_e I_{q_e s} + \frac{L_m}{\sigma l_s l_r \tau_r}\psi_{d_e r} + \frac{L_m \omega_r}{\sigma l_s l_r}\psi_{q_e r} \\ -\omega_e I_{d_e s} - \left(\frac{R_s}{\sigma l_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}\right) I_{q_e s} - \frac{L_m \omega_r}{\sigma l_s l_r}\psi_{d_e r} + \frac{L_m}{\sigma l_s l_r \tau_r}\psi_{q_e r} \\ \frac{L_m}{\tau_r} I_{d_e s} - \frac{1}{\tau_r}\psi_{d_e r} + (\omega_e - \omega_r)\psi_{q_e r} \\ \frac{L_m}{\tau_r} I_{q_e s} - (\omega_e - \omega_r)\psi_{d_e r} - \frac{1}{\tau_r}\psi_{q_e r} \\ \frac{p^2 L_m}{J l_r}(I_{q_e s}\psi_{d_e r} - I_{d_e s}\psi_{q_e r}) - \frac{F}{J}\omega_r - \frac{p}{J}C_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} V_{d_e s} \\ \frac{1}{\sigma l_s} V_{q_e s} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{4.12}$$

4.3 Commande vectorielle à flux rotorique orienté.

La commande vectorielle à flux rotorique orienté consiste à choisir un référentiel de travail (d_e - q_e) dont l'axe direct coincide avec la direction du vecteur flux rotorique: voir la figure 4.1. Dans ces conditions, la composante en quadrature du vecteur flux

rotorique est nulle. De l'équation (4.12), nous pouvons alors déduire:

$$\tau_r \frac{d\psi_{d_e r}}{dt} + \psi_{d_e r} = L_m I_{d_e s} \tag{4.13}$$

$$\omega_e = \omega_r + \frac{L_m}{\tau_r} \frac{I_{q_e s}}{\psi_{d_e r}} \tag{4.14}$$

L'expression du couple électromagnétique développé par la machine devient:

$$C_{em} = \frac{pL_m}{l_r} \psi_{d_e r} I_{q_e s} \tag{4.15}$$

Il faut noter que la composante directe $\psi_{d_e r}$ est égale au module du vecteur flux rotorique ψ_r. Les équations (4.14) à (4.15) montrent que seule la composante directe du courant statorique $I_{d_e s}$ détermine l'amplitude du flux rotorique ψ_r. Quant au couple électromagnétique, il ne dépend que de la composante en quadrature du courant statorique $I_{q_e s}$ si le flux rotorique est maintenu constant. On parle alors à propos de la composante du courant statorique produisant le flux et celle produisant le couple.

Traditionnellement, la commande vectorielle à flux rotorique orienté est réalisée en ajoutant à la position **mesurée** du rotor l'angle du glissement calculé à partir de la relation (4.14) (Blaschke, 1972; Leonhard 1985; Vas, 1990). Comme le montre

clairement la relation (4.14), le calcul de l'angle du glissement dépend de la constante de temps du rotor. Une variation aussi minime de celle-ci fausserait totalement le découplage. Les équations (4.13) à (4.15) peuvent être représentées par le schéma-bloc suivant:

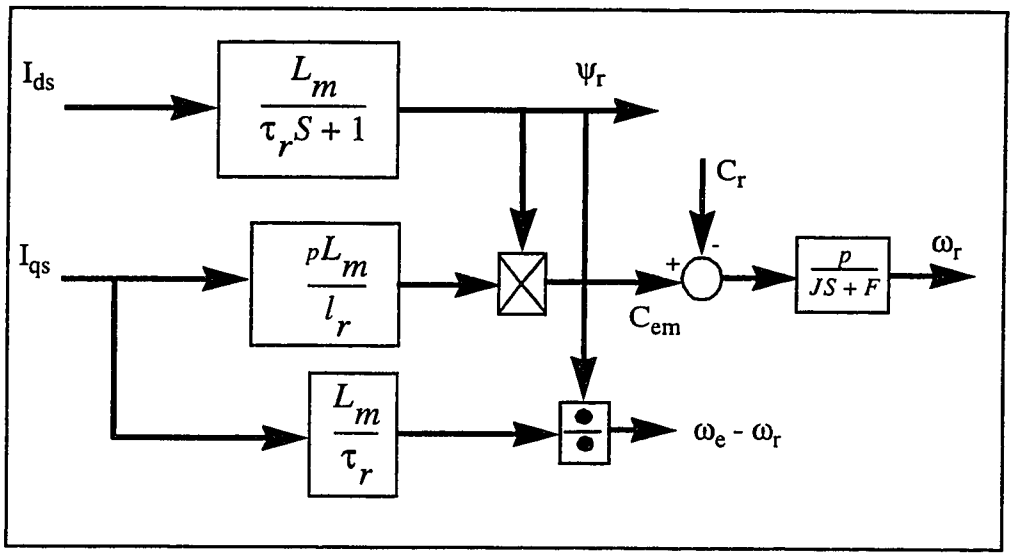


Figure 4.2 - Modèle en courant par orientation du flux rotorique

Considérons le flux rotorique ψ_r^* et le couple électromagnétique C_{em}^* comme références de commande. À partir des équations (4.13), (4.14) et (4.15), nous obtenons les équations de commande suivantes:

$$I_{d_e s}^* = \frac{1}{L_m}(1 + S\tau_r)\psi_r^* \qquad (4.16)$$

$$I_{q_e s}{}^{*} = \frac{l_r}{pL_m}\frac{C_{em}{}^{*}}{\psi_r{}^{*}} \tag{4.17}$$

$$\omega_g{}^{*} = \frac{l_r}{p\tau_r}\frac{C_{em}{}^{*}}{\psi_r{}^{2*}} \tag{4.18}$$

Nous obtenons, à partir des équations (4.16) à (4.18) précédentes, le schéma de principe de la commande vectorielle d'une machine asynchrone **alimentée en courant** par un convertisseur statique. Signalons au passage qu'il s'agit de la commande **indirecte** puisque les grandeurs rotoriques (composantes directe et en quadrature du vecteur flux rotorique) sont soit calculées ou, comme dans le cas de notre travail, estimées à partir des grandeurs terminales statoriques.

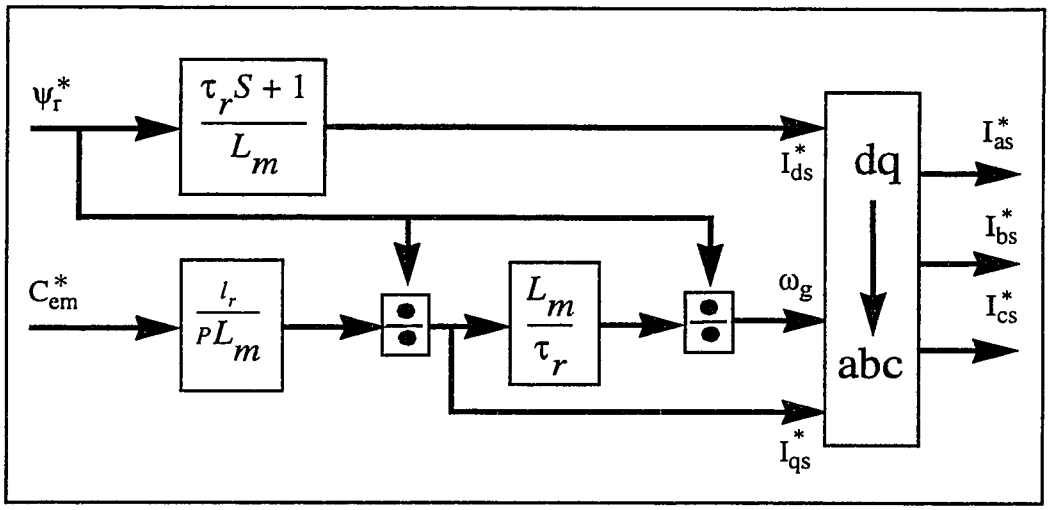


Figure 4.3 - Commande en courant à flux rotorique orienté

Quel que soit le type d'alimentation de la machine asynchrone, le principe du découplage et de l'orientation, selon le vecteur flux rotorique, est basé sur le calcul de l'angle du glissement auquel on ajoute la position du rotor obtenue: soit directement en utilisant un capteur de position ou par l'intégration de la vitesse de rotation. Dans le référentiel lié au vecteur flux rotorique, le calcul de l'angle du glissement nécessite l'hypothèse de la **quasi-stationnarité** de ω_e. Cette hypothèse supplémentaire est nécessaire puisque nous disposons que d'une seule équation: (4.14) pour les deux inconnues ω_e et ξ. Il est donc certain qu'on ne peut s'attendre à obtenir un bon estimé de l'angle du flux rotorique.

L'originalité de la commande que nous proposons dans cette thèse se situe au niveau du calcul exact de l'angle du vecteur flux rotorique, la suppression des capteurs mécaniques et l'estimation en-ligne, par filtre de Kalman étendu, de la constante de temps rotorique. Comme nous le montrons plus loin, l'utilisation d'un repère d'observation adéquat permet de déterminer analytiquement l'angle du vecteur flux rotorique. Ceci permet donc d'assurer une orientation exacte et par le fait même garanti le découplage.

4.4 Repère d'observation

Pour la suite de notre travail, le référentiel lié au stator $(\alpha - \beta)$ est choisi comme repère d'observation des grandeurs électriques statoriques et rotoriques. Dans ce référentiel, ces grandeurs électriques (tensions, courants et flux) sont sinusoïdales et de fréquence égale à la fréquence du réseau d'alimentation et le passage au référentiel lié au vecteur flux rotorique se fait à l'aide de la matrice de rotation suivante:

$$T_\xi = \begin{bmatrix} \cos\xi & \sin\xi \\ -\sin\xi & \cos\xi \end{bmatrix} \tag{4.19}$$

$$\begin{bmatrix} X_{d_e} \\ X_{q_e} \end{bmatrix} = T_\xi \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \tag{4.20}$$

Dans l'équation (4.20) précédente, la grandeur X représente soit la tension, le courant ou le flux.

L'utilisation du référentiel fixe au stator permet le **calcul direct** de l'angle de la transformation T_ξ, donnée par l'équation (4.19), à partir des composantes directe $\psi_{\alpha r}$ et en quadrature $\psi_{\beta r}$ **estimées** du vecteur flux rotorique. Ceci permet donc une orientation précise du flux et augmente la robustesse de la commande.

Dans le référentiel lié au stator, les équations régissant le fonctionnement électromécanique de la machine asynchrone sont obtenues à partir de l'équation (4.12) pour ω_e nulle et en remplacant d_e et q_e respectivement par α et β.

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\beta r} \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma l_s}+\frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}\right)I_{\alpha s}+\frac{L_m}{\sigma l_s l_r \tau_r}\psi_{\alpha r}+\frac{L_m\omega_r}{\sigma l_s l_r}\psi_{\beta r} \\ -\left(\frac{R_s}{\sigma l_s}+\frac{1-\sigma}{\sigma\tau_r}\right)I_{\beta s}-\frac{L_m\omega_r}{\sigma l_s l_r}\psi_{\alpha r}+\frac{L_m}{\sigma l_s l_r \tau_r}\psi_{\beta r} \\ \frac{L_m}{\tau_r}I_{\alpha s}-\frac{1}{\tau_r}\psi_{\alpha r}-\omega_r\psi_{\beta r} \\ \frac{L_m}{\tau_r}I_{\beta s}+\omega_r\psi_{\alpha r}-\frac{1}{\tau_r}\psi_{\beta r} \\ \frac{p^2 L_m}{J l_r}(I_{\beta s}\psi_{\alpha r}-I_{\alpha s}\psi_{\beta r})-\frac{F}{J}\omega_r-\frac{p}{J}C_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s}V_{\alpha s} \\ \frac{1}{\sigma l_s}V_{\beta s} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \qquad (4.21)$$

Le modèle défini par le système d'équations (4.21) est celui adopté pour l'estimation, à l'aide du filtre de Kalman étendu qui est un filtre du type stochastique, de la constante de temps du rotor, de la vitesse de rotation et les composantes directe et en quadrature du vecteur flux rotorique. Comme nous l'avons déjà mentionné, l'estimation simultanée de la vitesse de rotation et de la résistance des enroulements rotoriques, tout en considérant les modes mécaniques, constitue une grande contribution de notre travail. Le système d'équations (4.21) se présente sous la forme suivante:

$$\frac{d}{dt}X(t) = f(X(t), U(t), t) \tag{4.22}$$

$$U(t) = [V_{\alpha s}(t), V_{\beta s}(t)]^t \tag{4.23}$$

U(t) représente le vecteur des tensions de commande. La machine est donc alimentée en tension par un convertisseur statique, généralement du type MLI. Le vecteur de sortie *Y(t)* est constitué des courants statoriques et il a la forme suivante:

$$Y(t) = h(X(t), t) \tag{4.24}$$

4.5 Modèle discret de la machine asynchrone

L'utilisation d'un micro-ordinateur pour la commande de la machine asynchrone ou pour tout traitement numérique de signaux nécessite le modèle discret du processus en question. En se basant sur l'approximation d'Euler donnée par la relation (4.25) suivante, le modèle discret de la machine asynchrone s'obtient aisément à partir de son modèle en continu.

$$\frac{d}{dt}X(t) = \frac{X(k+1)-X(k)}{\Delta t} \tag{4.25}$$

Dans l'équation (4.25), Δt est la période d'échantillonnage et k un entier naturel.

Posons:

$$a_0 = \frac{1}{l_s l_r - L_m^2} \tag{4.26}$$

$$a_1 = \left(\frac{1}{a_0} - R_s l_r \Delta t\right) \tag{4.27}$$

$$a_2 = L_m^2 \Delta t \tag{4.28}$$

$$a_3 = a_0 L_m \Delta t \tag{4.29}$$

$$a_4 = a_0 l_r \Delta t \tag{4.30}$$

$$a_5 = L_m \Delta t \tag{4.31}$$

$$a_6 = \frac{p^2 L_m}{J l_r} \Delta t \tag{4.32}$$

$$a_7 = \frac{p}{J} \Delta t \tag{4.33}$$

$$a_8 = \frac{F}{J} \Delta t \tag{4.34}$$

En appliquant la relation (4.25) au modèle continu, donné par le système d'équations (4.21), et en utilisant les changements de variables des relations (4.26) à (4.34) nous obtenons le modèle discret suivant de la machine asynchrone.

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha s}(k+1) \\ I_{\beta s}(k+1) \\ \psi_{\alpha r}(k+1) \\ \psi_{\beta r}(k+1) \\ \omega_r(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(a_1 - \frac{a_2}{\tau_r(k)}\right) a_0 I_{\alpha s}(k) + \frac{a_3}{\tau_r(k)} \psi_{\alpha r}(k) + a_3 \omega_r(k) \psi_{\beta r}(k) + a_4 V_{\alpha s}(k) \\ \left(a_1 - \frac{a_2}{\tau_r(k)}\right) a_0 I_{\beta s}(k) - a_3 \omega_r(k) \psi_{\alpha r}(k) + \frac{a_3}{\tau_r(k)} \psi_{\beta r}(k) + a_4 V_{\beta s}(k) \\ \frac{a_5}{\tau_r(k)} I_{\alpha s}(k) + \left(1 - \frac{\Delta t}{\tau_r(k)}\right) \psi_{\alpha r}(k) - \Delta t \omega_r(k) \psi_{\beta r}(k) \\ \frac{a_5}{\tau_r(k)} I_{\beta s}(k) + \Delta t \omega_r(k) \psi_{\alpha r}(k) + \left(1 - \frac{\Delta t}{\tau_r(k)}\right) \psi_{\beta r}(k) \\ a_6 \{ I_{\beta s}(k) \psi_{\alpha r}(k) - I_{\alpha s}(k) \psi_{\beta r}(k) \} - a_7 C_r(k) + (1 - a_8) \omega_r(k) \end{bmatrix} \tag{4.35}$$

Le modèle discret de la machine asychrone peut donc s'écrire sous la forme suivante (voir les équations 4.22 et 4.24):

$$X(k+1) = f(X(k), U(k), k) \tag{4.36}$$

$$Y(k) = h(X(k), k) \tag{4.37}$$

Pour l'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique $\frac{1}{\tau_r}$ de la machine asynchrone, le modèle discret (4.35) est augmenté d'une équation supplémentaire qui est la suivante:

$$\frac{1}{\tau_r(k+1)} = \frac{1}{\tau_r(k)} \tag{4.38}$$

Cette dernière relation est basée sur l'hypothèse selon laquelle la constante de temps rotorique ne varie pas (ou très peu) pendant l'intervalle d'estimation.

4.6 Modèle stochastique de la machine asynchrone

Dans la modélisation stochastique de la machine asynchrone, on admet la superposition de perturbations ou de buits parasites sur les vecteurs d'état X(t) et le vecteur de sortie Y(t). Nous supposons que ces bruits (bruit du sytème et celui des mesures) sont blancs et gaussiens. Le modèle stochastique de la machine asynchrone peut donc se déduire des équations (4.36) et (4.37) et il est donné par:

$$X(k+1) = f(X(k), U(k), k) + W(k) \tag{4.39}$$

$$Y(k) = h(X(k), k) + V(k) \tag{4.40}$$

Le bruit du système *W(k)* est caractérisé par:

$$E\{W(k)\} = 0$$

$$E\{W(k)W(j)^t\} = Q\delta_{kj}$$

$$Q \geq 0$$

Q représente la matrice de covariance de l'erreur du modèle.

Le bruit du système $V(k)$ est caractérisé par:

$$E\{V(k)\} = 0$$

$$E\{V(k)V(j)^t\} = R\delta_{kj}$$

$$R \geq 0$$

R représente la covariance de l'erreur de mesure (par exemple la précision des convertisseurs de signaux N/A)

L'état initial du système est quant à lui caractérisé par:

$$E\{X(0)\} = \hat{X}_0$$

$$E\left\{(X(0) - \hat{X}_0)(X(0) - \hat{X}_0)^t\right\} = P_0$$

4.7 Filtre de Kalman et l'estimation du vecteur d'état augmenté.

Le filtre de Kalman est un observateur d'état optimal pour un système linéaire perturbé par différentes sources de bruits (Chui, 1991; Juang, 1994; Kalman, 1961; Lewis, 1986). En outre c'est un filtre linéaire récursif adapté au calcul en temps réel. Pour être effectivement optimal, le filtre de Kalman nécessite une connaissance précise des variances des bruits, qui doivent être blancs, gaussiens, centrés et indépendants. En pratique, toutes ces conditions sont rarement vérifiées, mais la robustesse du filtre de Kalman permet néanmoins d'obtenir un observateur performant. Dans sa version étendue, le filtre de Kalman réalise simultanément l'observation d'état du système et l'estimation de ses paramètres. Ceci est obtenu en considérant les paramètres à identifier comme des variables d'état supplémentaires. Dans notre travail, seule la constante de temps du circuit rotorique est estimée.

L'application du filtre de Kalman étendu pour l'observation des états et l'estimation des paramètres d'une machine asynchrone triphasée **nécessite la linéarisation** du modèle obtenu autour du point de fonctionnement actuel. Les matrices du système linéarisé sont évaluées à chaque pas de calcul ou à chaque nouveau point de fonctionnement, qui est l'estimation de l'état trouvée à l'échantillonnage précédent. Il est à noter qu'un bon choix de l'état initial est déterminant pour la convergence de l'algorithme du filtre de Kalman.

Reprenons le schéma de la figure 2.2 (Chapitre II, page 38). Le Vecteur des entrées **U** contient les tensions statoriques $V_{\alpha s}$ et $V_{\beta s}$. Le vecteur des sorties **Y** contient les courants statoriques $I_{\alpha s}$ et $I_{\beta s}$. Le vecteur d'état **X** contient les courants statoriques $I_{\alpha s}$ et $I_{\beta s}$, les flux rotoriques $\Psi_{\alpha s}$ et $\Psi_{\beta s}$ et la vitesse de rotation ω_r .

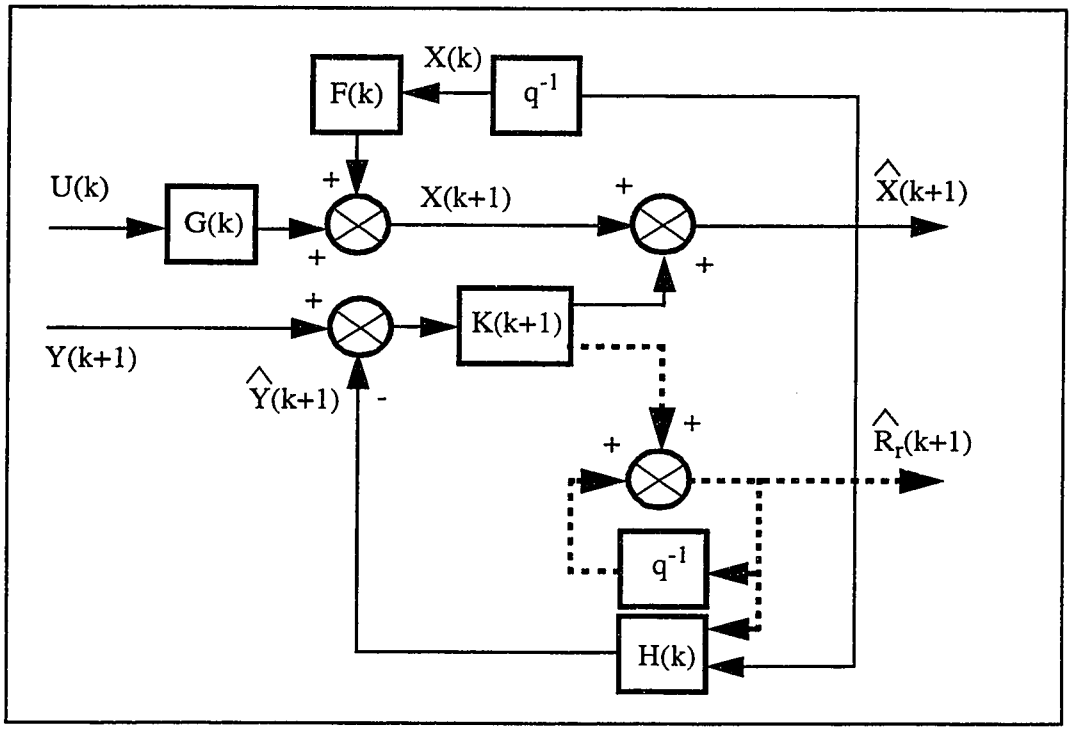


Figure 4.4 - Estimation des états et de la résistance rotorique d'une machine asynchrone par FKE

Dans la figure 2.4 précédente, les matrices *F(k), G(k)* et *H(k)* sont déterminées par les relations suivantes (linéarisation autour d'un point de fonctionnement):

$$F(k) = \frac{\partial}{\partial X}\{f(X(k), U(k), k)\}\Big|_{\hat{X}(k),\, U(k)} \tag{4.41}$$

$$G(k) = \frac{\partial}{\partial U}\{f(X(k), U(k), k)\}\Big|_{\hat{X}(k),\, U(k)} \tag{4.42}$$

$$H(k) = \frac{\partial}{\partial X}\{h(X(k), k)\}\Big|_{\hat{X}(k),\, U(k)} \tag{4.43}$$

La fonction *f(X(k),U(k),k)* est donnée par la relation (4.35). La fonction *h(X(k),U(k),k)* représente les équations de sortie (les courants statoriques en fonction des états du système)

L'algorithme du filtre de Kalman a une structure de prédicteur-correcteur et il est donné par ce qui suit:

1 **Prédiction**

$$X((k+1)/k) = F(k)X(k/k) + G(k)U(k) \tag{4.44}$$

$$P((k+1)/k) = F(k)P(k/k)F(k)^{t} + Q \tag{4.45}$$

2 **Correction**

$$X((k+1)/(k+1)) = X((k+1)/k) + K(k+1)[Y(k+1) - H(k+1)X((k+1)/k)] \quad (4.46)$$

$$K(k+1) = P((k+1)/k)H(k+1)^t[H(k)P((k+1)/k)H(k)^t + R]^{-1} \quad (4.47)$$

$$P((k+1)/(k+1)) = P((k+1)/k) - K(k+1)H(k+1)P((k+1)/k) \quad (4.48)$$

Dans les équations précédentes, $K(.)$ et $X(.)$ sont respectivement le gain de Kalman et l'estimé du vecteur d'état $X(.)$. La matrice de covariance de l'erreur d'estimation est donnée par:

$$P(k/k) = E\{(X(k) - \hat{X}(k)).(X(k) - \hat{X}(k))^t\} \quad (4.49)$$

4.8 Choix des matrices de covariance des bruits

Les matrices de covariance des bruits de modélisation et de mesures constituent les paramètres de réglage du filtre de Kalman. Le choix initial de ces matrices est très crucial pour le bon fonctionnement et pour la convergence du filtre. Elles sont généralement choisies diagonales et stationnaires.

Les éléments de la matrice R quantifient le bruit sur les mesures. L'augmenter implique que les mesures sont soumises à des bruits plus corruptifs. L'augmentation de la matrice R affecte les performances transitoires du filtre et sa diminution peut conduire à une estimation instable.

Les éléments de la matrice Q quantifient la précision du modèle (incertitudes sur la prédiction du filtre). Augmenter ces éléments signifie soit des bruits plus importants sur le système soit une plus grande incertitude sur le modèle. Des valeurs plus importantes peuvent conduire à une estimation instable, par contre des valeurs trop petites ne permettent pas au filtre de suivre les variations des états et des paramètres à estimer.

4.9 Résultats de simulation

La machine asynchrone triphasée, dont les paramètres sont donnés à l'Annexe II, est alimentée en tension par un onduleur à transistors et du type MLI (acronyme de modulation de la largeur d'impulsion). La fréquence de modulation est de 5 kHz. Ce type de sources de tension génère des formes d'ondes qui contiennent **une large bande d'harmoniques** qui peuvent être considérés comme correspondant à l'injection d'un bruit blanc gaussien dans la machine. On peut donc se passer des sources de signaux aléatoires externes d'excitation pour effectuer la procédure d'estimation.

La figure 4.5 ci-dessous donne les formes d'ondes des tensions statoriques $V_{\alpha s}$ et $V_{\beta s}$, obtenues après la décomposition des trois tensions de phase selon les axes $\alpha - \beta$ du référentiel lié au stator.

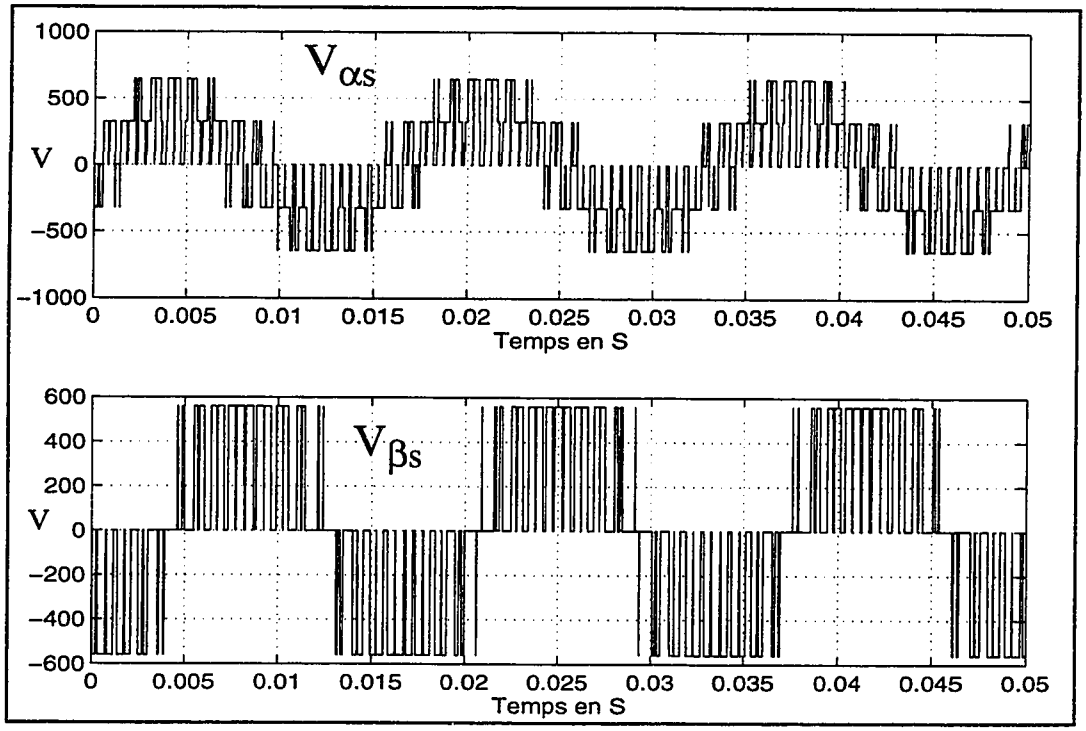


Figure 4.5 - Tensions d'alimentation de la machine.

Les figures (4.6) et (4.7) suivantes donnent les contenus harmoniques des signaux d'excitation (tensions d'alimentations). Ces résultats sont obtenus en utilisant la boîte à outils ***Ondelettes*** de Matlab (Wavelet Toolbox).

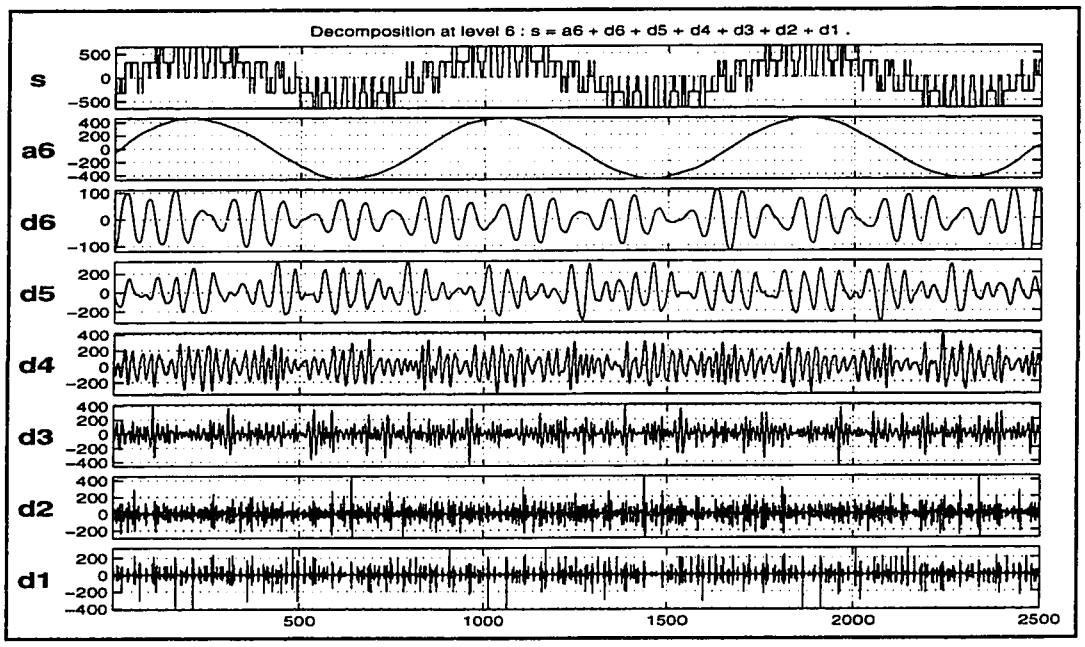


Figure 4.6 - Contenu harmonique de la tension statorique selon l'axe α

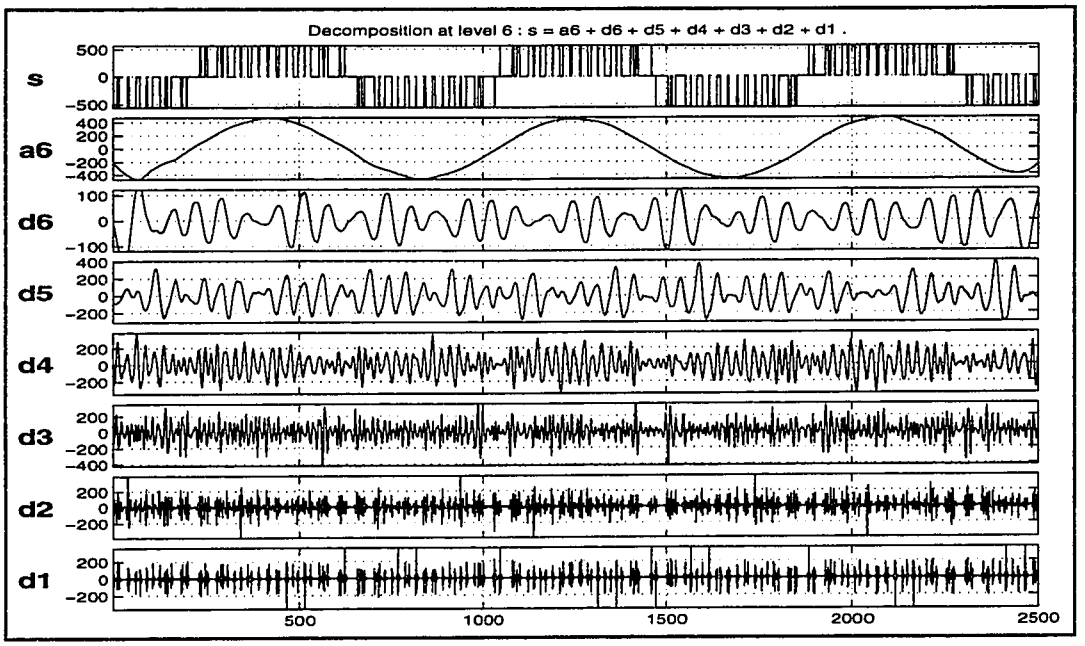


Figure 4.7 - Contenu harmonique de la tension statorique selon l'axe β

La résistance du rotor ainsi que sa vitesse angulaire de rotation sont estimées simultanément à l'aide de l'algorithme du filtre de Kalman étendu. L'utilisation du référentiel lié au stator permet de calculer avec exactitude l'angle du vecteur flux rotorique. Les résultats montrent que la différence entre les états estimés et ceux obtenus à partir d'un modèle de connaissance est négligeable. Les résultats montrent aussi que nous avons obtenu un excellent suivi de la vitesse de rotation du démarrage jusqu'à l'établissement du régime permanent, et un bon estimé (convergence vers la valeur de consigne) de la résistance des enroulements rotoriques (supposée constante dans le modèle utilisé). Les figures (4.8) à (4.11) donnent les résultats d'estimation et d'observation à l'aide du filtre de Kalman étendu

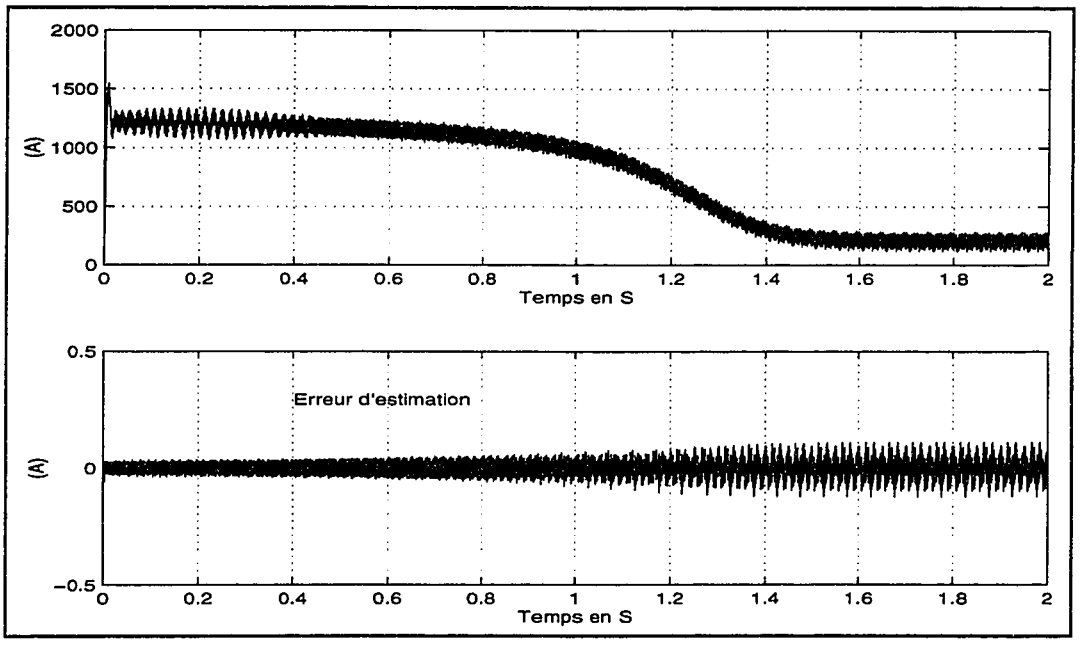


Figure 4.8 - Courant statorique selon l'axe direct α

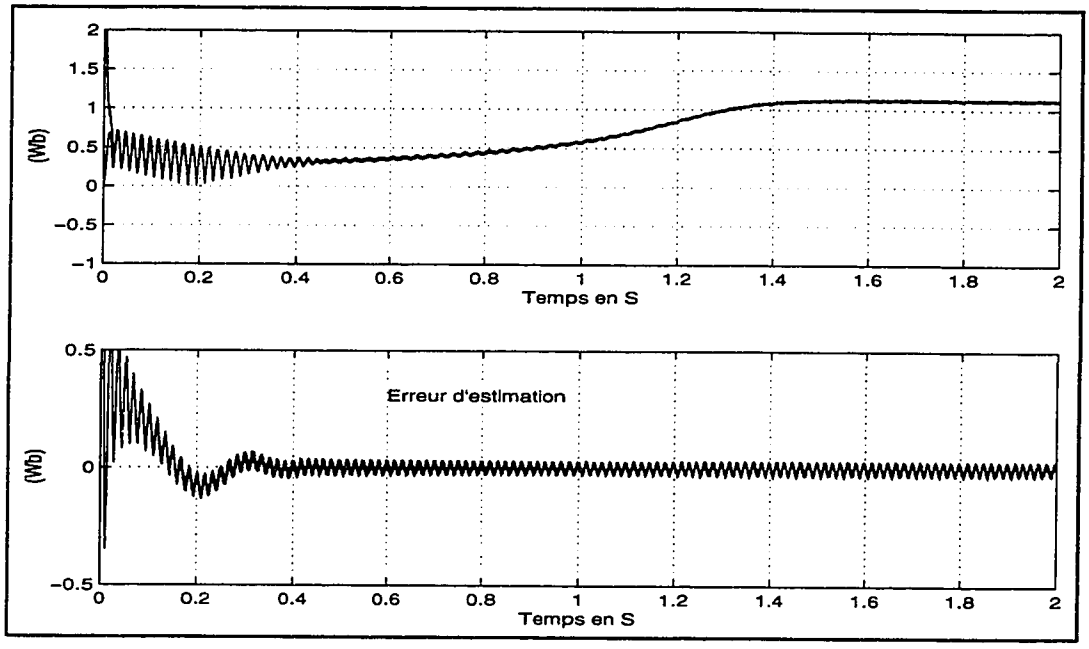


Figure 4.9 - Flux rotorique selon l'axe direct α

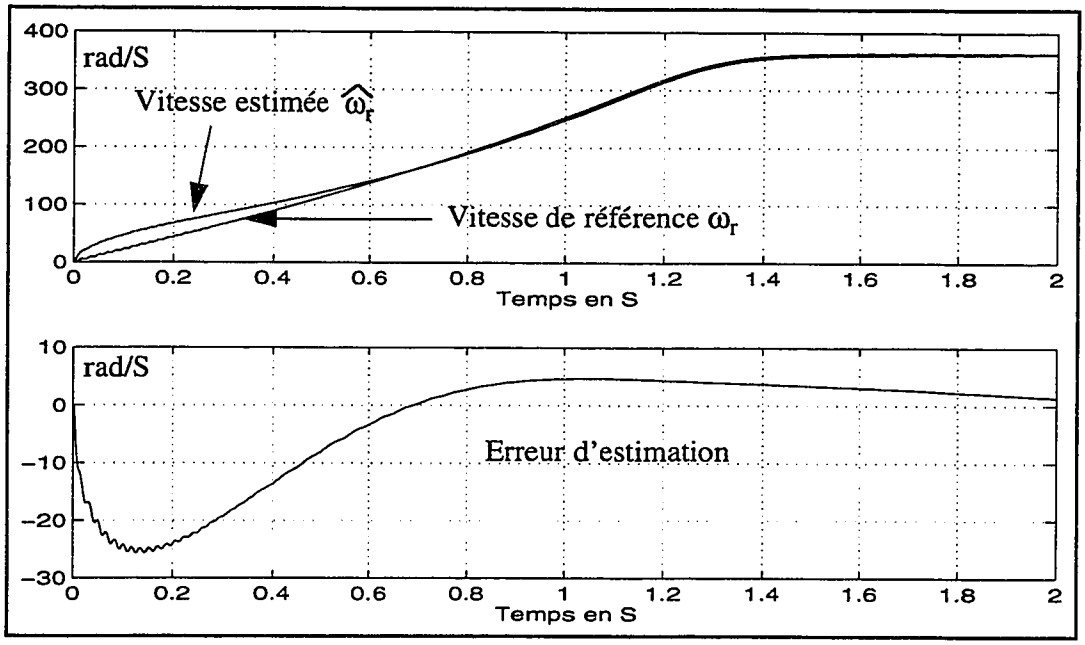


Figure 4.10 - Vitesse angulaire du rotor

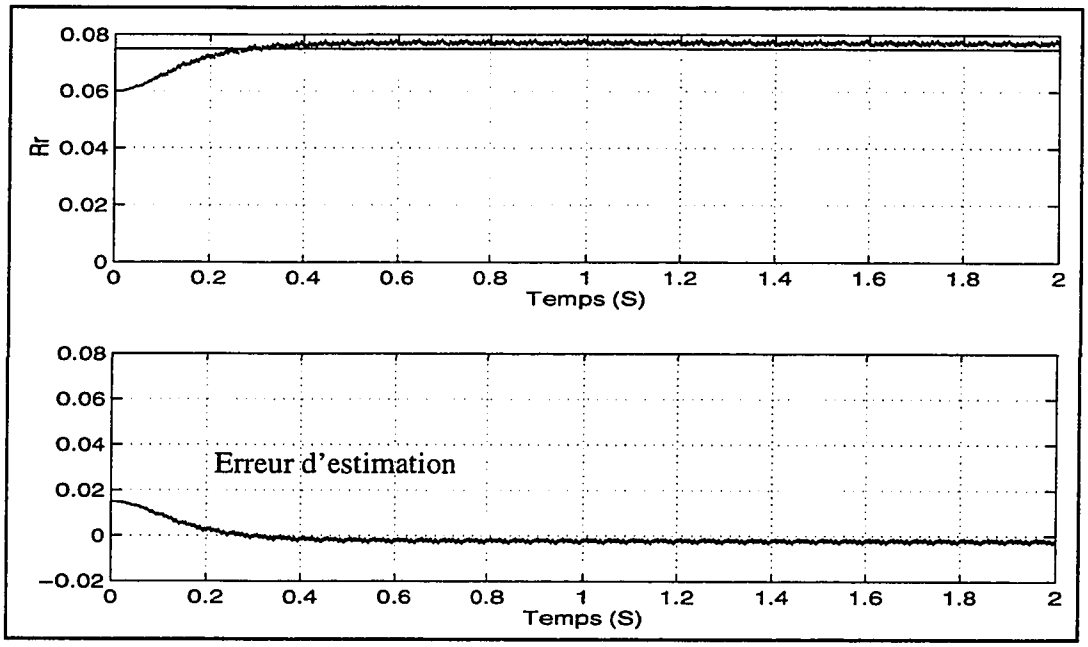


Figure 4.11 - Résistance rotorique estimée.

La résistance du rotor varie avec la fréquence et avec la température (Caron, 1995; (De Lara Jayme, 1995; Krause, 1986). Le changement de cette résistance a été simulé en augmentant sa valeur de 100 % de sa valeur nominale. Cette simulation est réalisée en utilisant le programme MAS.m, donné à l'Annexe I, que nous avons développé à cet effet. Comme le montrent les figures 4.12 et 4.13 et pour deux différentes consignes de *Rr* (variation lente et variation rapide), le filtre de Kalman estime correctement la valeur de la résistance rotorique et passe donc avec succès le test de poursuite des variations de ce paramètre.

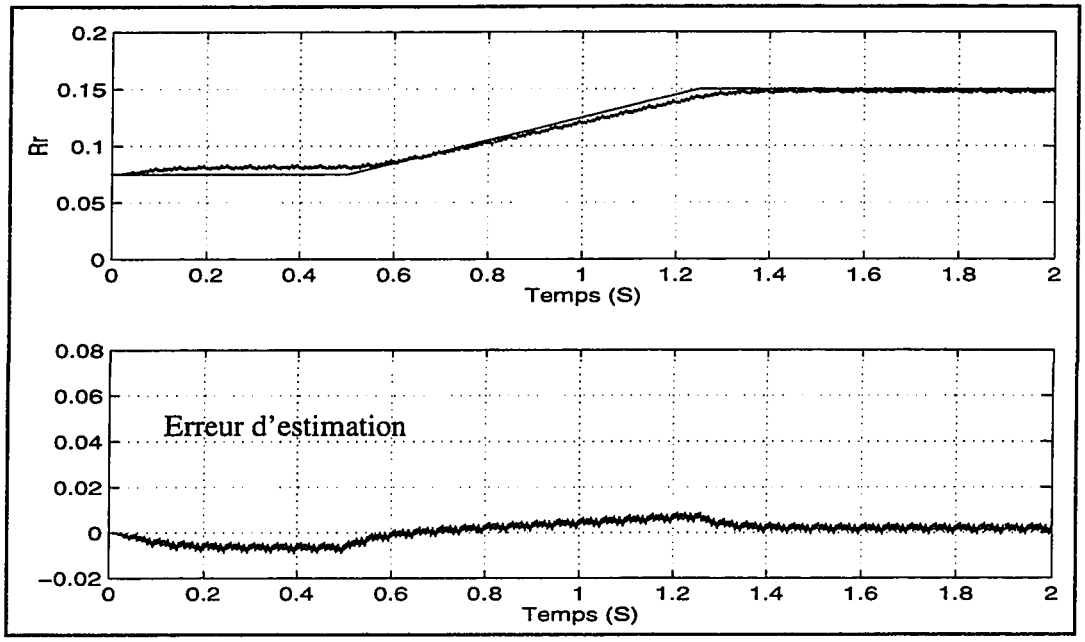


Figure 4.12 - Variation de la résistance rotorique (consigne #1).

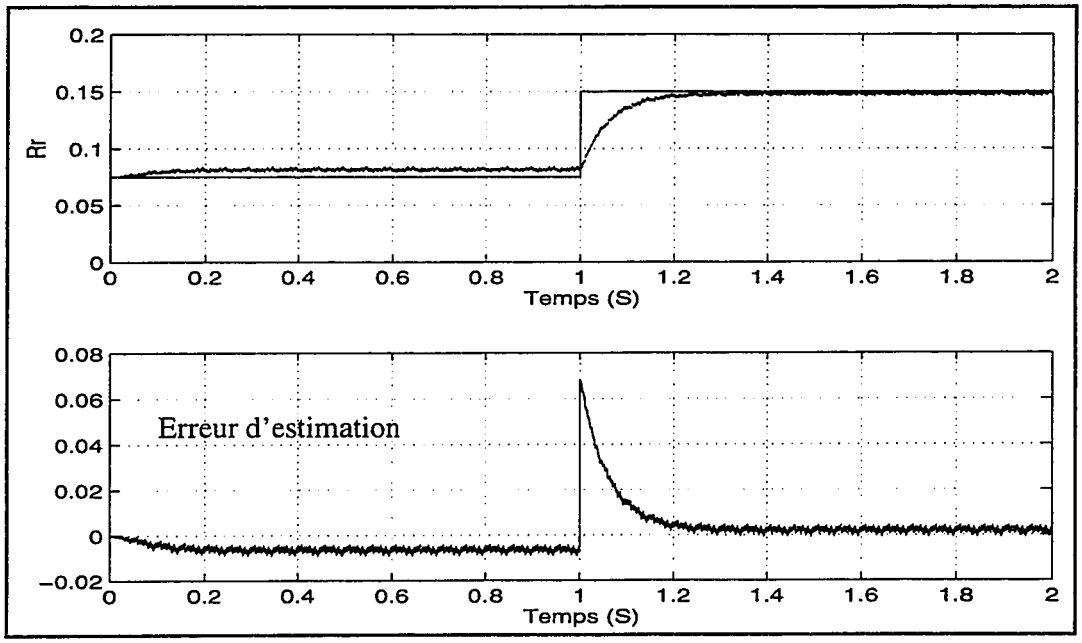


Figure 4.13 - Variation de la résistance rotorique (consigne #2).

Lorsque la machine est pilotée par un convertisseur à commande vectorielle, les performances tant en régime dynamique que statique sont optimales. L'ensemble convertisseur-commande impose des conditions optimales de fonctionnement (flux, couple ...) du démarrage jusqu'à l'établissement du régime permanent.

Le graphique de la figure 4.14 ci-après donne le schéma global de la commande par orientation selon le vecteur flux rotorique d'une machine asynchrone. Cette commande n'utilise pas de capteurs mécaniques pour le contrôle de la vitesse et elle est robuste vis-à-vis des variations, avec la fréquence et la température, de la résistance des enroulements rotoriques.

Les figures (4.15) à (4.17) qui suivent donnent les résultats de simulation lorsque la machine est alimentée par un convertisseur à commande vectorielle. Comme le montre la figure (4.15), la consigne de vitesse est changée à $t = 1.5\ S$ (accélération, sans dépasser la vitesse maximale définie par le nombre de paires de pôles et la fréquence d'alimentation), puis à $t = 3\ S$ (changement de sens de rotation tout en allant en survitesse). Le contrôleur de vitesse nous permet, à chaque fois, d'obtenir un excellent suivi de la référence de vitesse imposée par l'usager. Lorsque la vitesse de rotation est supérieure à la vitesse synchrone (deuxième cas), la machine doit fonctionner à puissance constante. Dans ces conditions, comme le montre la figure 4.16, l'affaiblissement du flux à lieu (ce qui est normal).

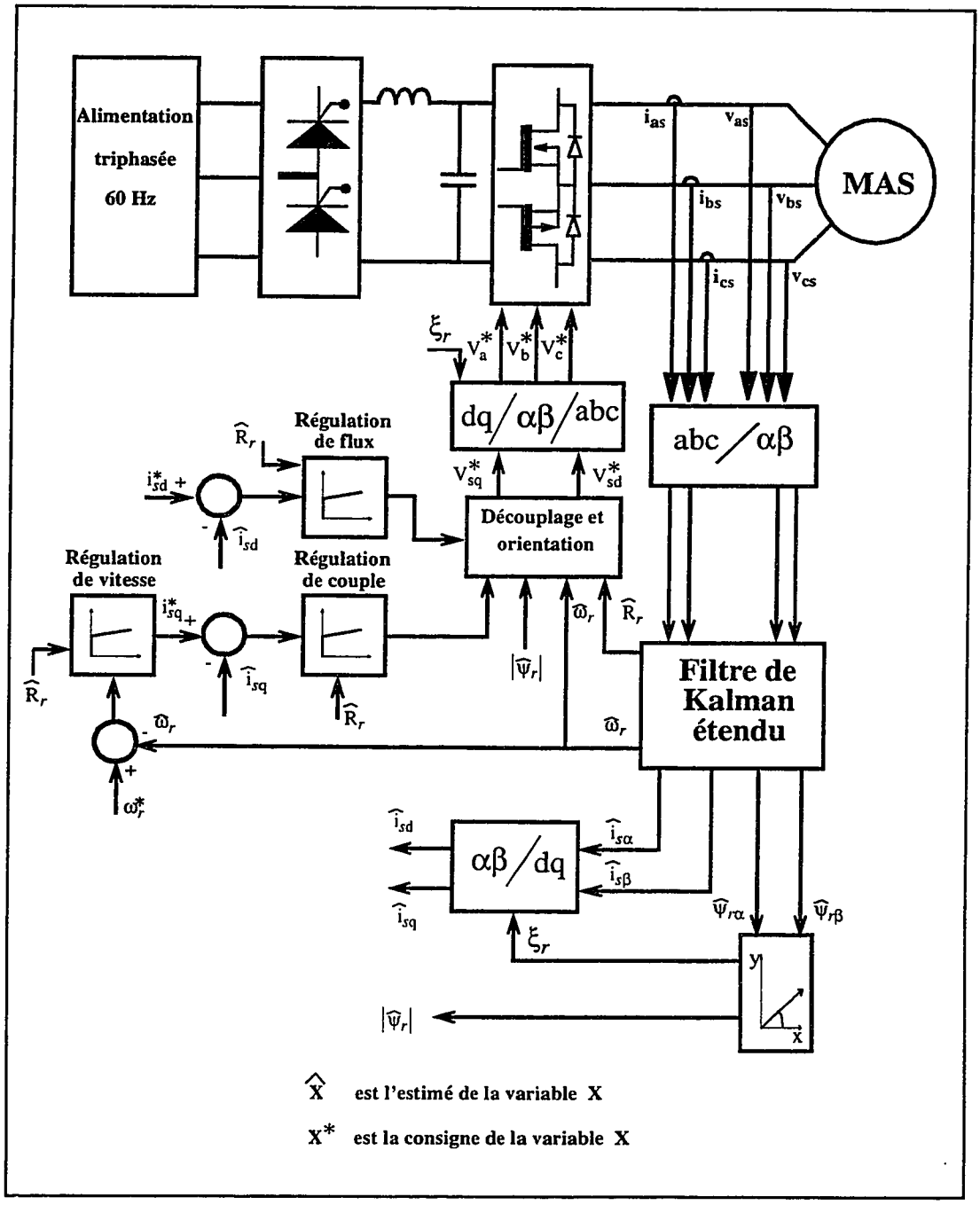


Figure 4.14 - Schéma de la commande vectorielle d'une machine asynchrone

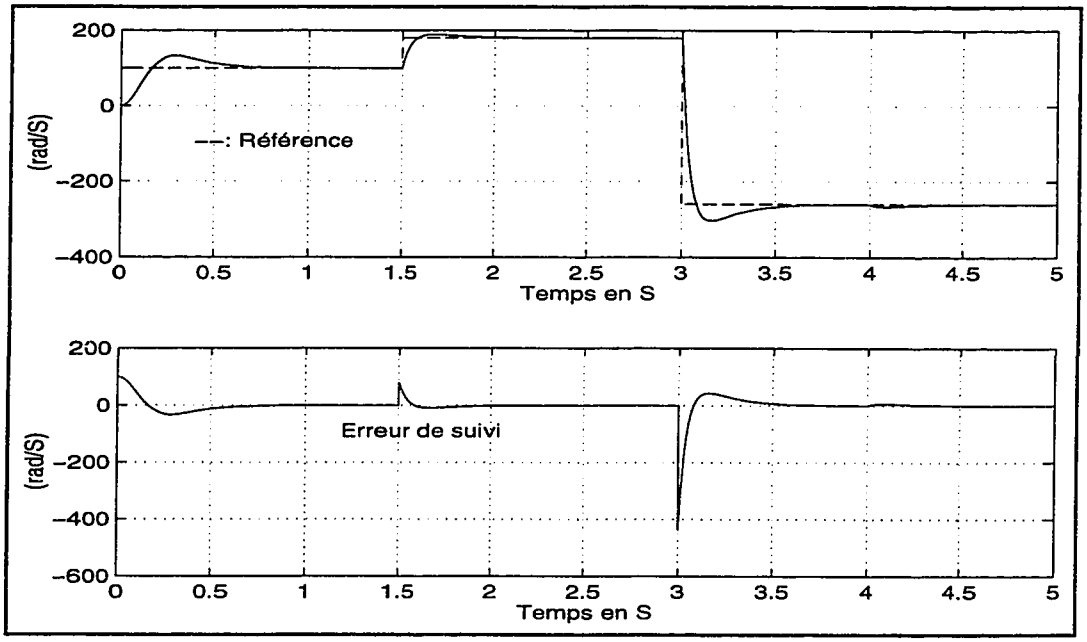


Figure 4.15 - Suivi de la référence de vitesse de rotation.

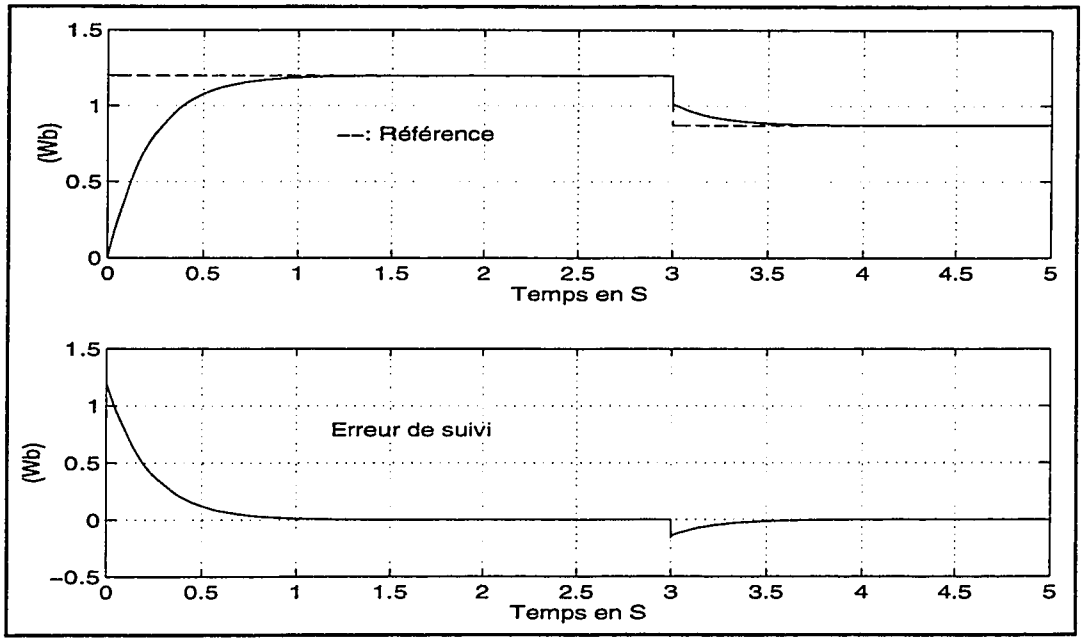


Figure 4.16 - Suivi de la référence du flux rotorique

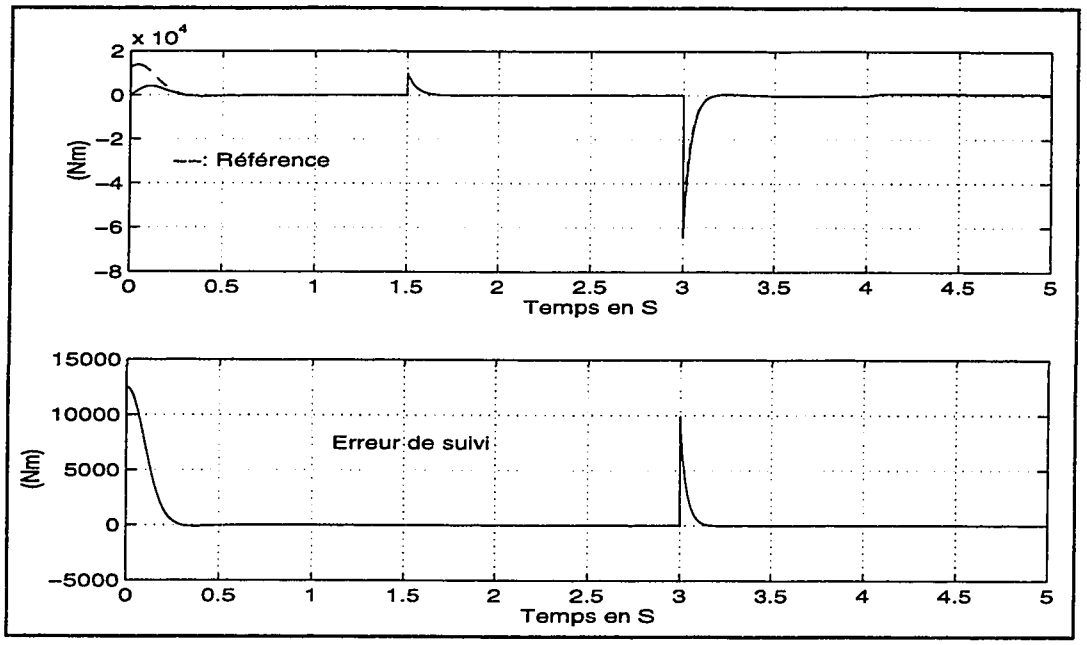


Figure 4.17 - Suivi de la référence du couple électromagnétique

Un test de robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique de la commande que nous avons implantée a été réalisé. Après avoir changé la consigne de vitesse (t = *1 S*), une forte perturbation, correspondant à l'augmentatuion de la résistance rotorique de 150 % de sa valeur nominale, a été générée au temps $t = 2\ S$. Les figures (4.15) et (4.16) ci-après montrent qu'un excellent suivi des références de vitesse et du couple électromagnétique, imposées par l'usager, est réalisé.

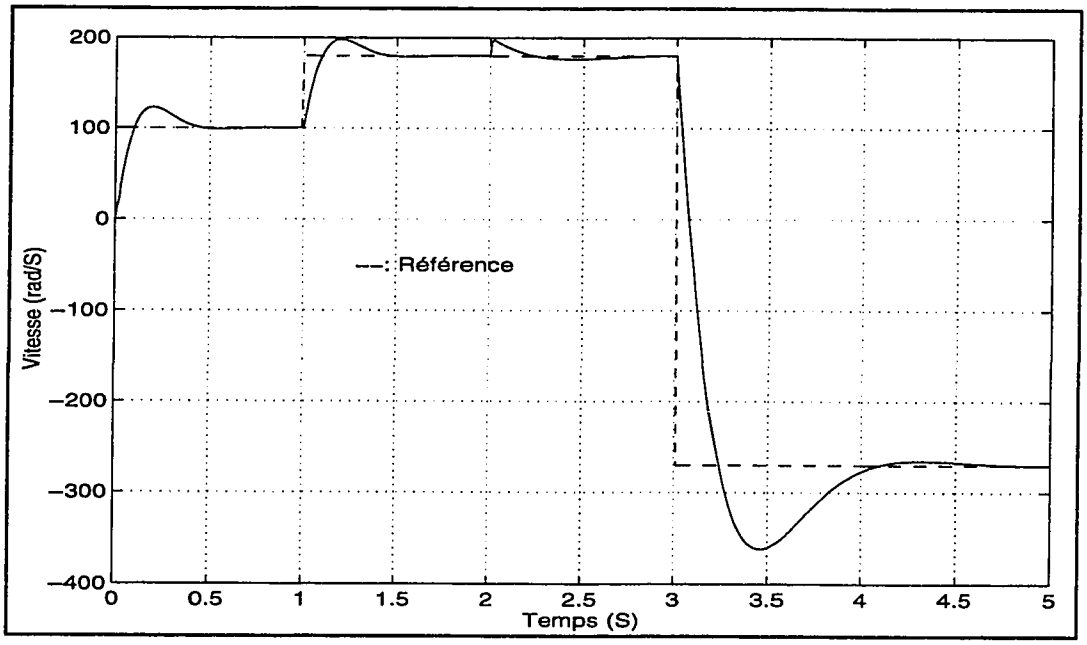


Figure 4.18 - Suivi de la référence de vitesse après perturbation

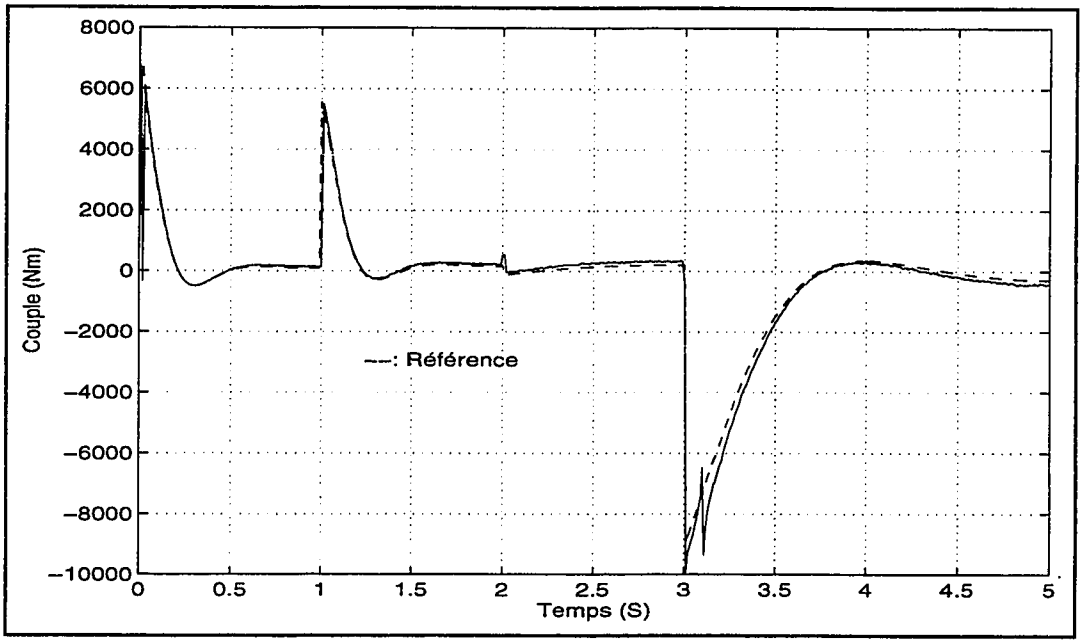


Figure 4.19 - Suivi de la référence du couple électromagnétique après perturbation

4.10 Conclusion

Nous avons présenté dans le cadre de ce chapitre une commande vectorielle **inédite** et de hautes performances pour une machine asynchrone triphasée. Jusqu'ici, les travaux publiés sont basés sur la séparation des modes électriques et mécanique: ce qui n'est pas réellement justifié dans le cas des machines de faibles puissances. Le modèle qui est alors utilisé est du quatrième ordre, dans lequel la vitesse de rotation apparait comme un paramètre et non une variable d'état. L'utilisation de capteurs mécaniques complique inutilement les montages et augmente le prix de ces systèmes.

L'originalité de la méthode que nous proposons se situe au niveau de la suppression des capteurs mécaniques et de la robustesse de la commande vis-à-vis des variations de la constante de temps rotorique. **Pour la première fois**, le filtre de Kalman est utilisé pour estimer simultanément la résistance et la vitesse du rotor, tout en prenant en considération le couplage des modes électriques et mécanique. Le référentiel lié au stator est utilisé comme repère d'observation: ce qui nous permet de déterminer exactement (méthode analytique) la position du vecteur flux rotorique et par le fait même garantir l'orientation et le découplage.

CHAPITRE V

APPLICATION DE LA GÉNÉRATRICE ASYNCHRONE DANS LA PRODUCTION D'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE

Ce présent chapitre constitue un bref résumé des principaux résultats d'une recherche contractuelle [52]-[56], réalisée pour Hydro-Québec dans le cadre du projet Hydro-Méga (Centrale hydro-électrique à côte Sainte-Catherine située sur la rive sud de Montréal). L'inclusion de cette partie, comme second volet de notre recherche doctorale, est d'abord motivée par l'ampleur et l'importance des résultats obtenus [52]-[56], puis par la représentativité du sujet d'une autre facette (autre que les entraînements régulés), qui est aujourd'hui très populaire, des applications industrielles de la machine asynchrone

5.1 Introduction

Pour répondre à la croissance constante de la demande en énergie, tout en considérant les contraintes économiques et environnementales, un intérêt particulier est accordé ces dernières années aux sources d'énergie renouvelable (éolienne, solaire...). Grâce aux avantages qu'elle a sur la génératrice synchrone conventionnelle: construction simple et robuste, prix relativement bas, entretien peu fréquent, absence de collecteurs et d'une source auxiliaire d'excitation, la machine asynchrone triphasée est devenue aujourd'hui un candidat potentiel comme moyen de génération d'énergie électrique pour de faibles et moyennes puissances.

L'emploi des génératrices asynchrones est bien répandu aux États-Unis d'Amérique et les prévisions pour l'an 2000 ont donné que, pour ce pays, 10% de la

production totale d'énergie sera attribuée aux centrales éoliennes dont la majorité utilisent des machines asynchrones pour produire de l'électricité (Ouhrouche, 1995). Au Québec (Canada), la majorité des producteurs privés utilisent des génératrices asynchrones pour produire de l'hydro-électricité. Ces producteurs sont normalement branchés au réseau de distribution 25 kV d'Hydro-Québec via des transformateurs associés aux génératrices asynchrones utilisées. La figure 5.1 ci-dessous représente un schéma type de branchement d'un producteur asynchrone privé au réseau de distribution de l'utilité principale.

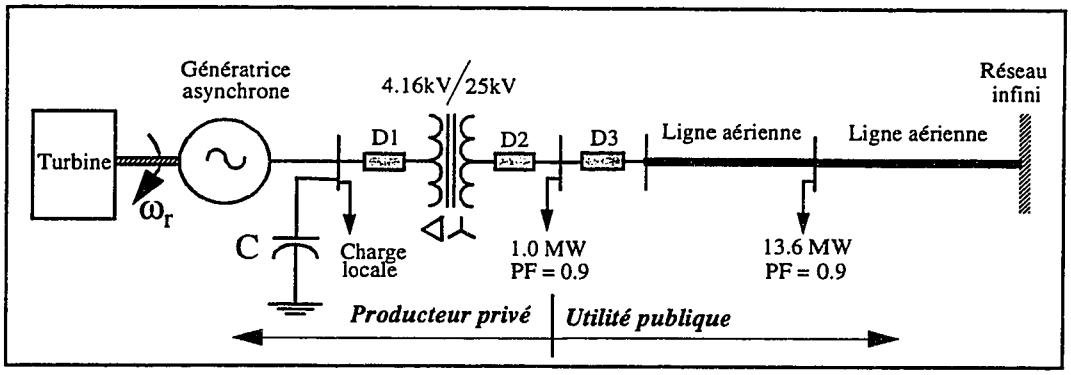


Figure 5.1 - Représentation schématique d'un producteur asynchrone

Afin de réduire la puissance réactive fournie par l'utilité publique et par le même maintenir le facteur de puissance à un niveau acceptable, des bancs de condensateurs sont connectés aux bornes de la machine asynchrone. Comme nous le verrons plus loin, ces condensateurs fournissent le supplément de puissance réactive requise par la génératrice asynchrone pour établir son champ magnétique tournant.

5.2 Principe de fonctionnement de la génératrice asynchrone

Nous avons déjà établi au Chapitre I le principe de fonctionnement d'une machine asynchrone triphasée. Une génératrice asynchrone triphasée est une machine asynchrone dont la vitesse de glissement est négative (Krause, 1986). La vitesse de rotation du rotor est donc supérieure à la vitesse synchrone du champ tournant et le glissement est négatif. Le glissement "***g***" est donné par l'expression suivante:

$$g = \left(1 - \frac{\omega_r}{\omega_s}\right) \tag{5.1}$$

L'expression de la vitesse synchrone ω_s est donnée par la relation suivante:

$$\omega_s = 2\pi f \qquad \text{[rad/S]} \tag{5.2}$$

Dans l'équation (5.2) précédente, f représente la fréquence d'alimentation du réseau de l'utilité publique (60 Hz dans le cas du réseau d'Hydro-Québec) .

L'interaction entre l'induction magnétique d'origine statorique et les courants induits au rotor tend "naturellement" (loi de Lenz) à réduire l'écart entre les deux vitesses: réduction de la vitesse du rotor (accroissement du glissement). Ce qui donne naissance à un couple résistant et la machine fonctionne alors en mode générateur.

En réalité, l'établissement du champ magnétique tournant statorique exige la présence d'une source externe de puissance réactive. Dans le cas de la figure 5.1, une partie de la puissance réactive requise est fournie par le banc de condensateurs branchés au stator de la machine et le complément est fourni par le réseau de l'utilité publique.

5.3 Phénomène d'autoexcitation dans la génératrice asynchrone

Lorsque la machine asynchrone est entraînée à une vitesse supérieure à la vitesse synchrone et s'il y a initialement un flux résiduel et une source "*suffisante*" de puissance réactive connectée aux bornes de son stator, une tension interne sera induite et dont la valeur finale sera limitée par la saturation du circuit magnétique de la machine: c'est le phénomène d'autoexcitation qui est une caractéristique des génératrices asynchrones. Dans certains cas, l'initiation de l'autoexcitation se fait par l'injection des impulsions de courant continu au rotor de la machine.

Contrairement au fonctionnement en mode moteur, l'énergie est transférée du rotor au stator. La valeur de la tension interne de la machine est donc supérieure à celle produite lorsque la machine fonctionne en moteur. Voila pourquoi en mode générateur, pour une même machine, la valeur de la puissance réactive requise est supérieure à celle requise dans le cas du fonctionnement en mode moteur.

L'expression (5.3) ci-dessous donne la valeur minimale de la puissance réactive requise pour assurer l'autoexcitation.

$$Q_{mag} = \sqrt{3} U_n I_0 \tag{5.3}$$

U_n et I_0 sont respectivement la tension de ligne nominale et le courant de magnétisation. La valeur des condensateurs correspondants est fonction de la fréquence d'opération qui, dans le cas de la figure 5.1, est celle du réseau de l'utilité publique.

Lors d'un ilôtage: terme technique signifiant que la centrale asynchrone est isolée de l'utilité principale, **si le couple mécanique est maintenu** et selon le niveau de compensation mis en place le point de fonctionnement initial de la machine se trouve perturbé. Pour satisfaire l'équilibre énergétique, la machine accélère ou décélère. La fréquence correspondante des courants statoriques augmente ou diminue respectivement, ce qui implique que le nouveau point d'équilibre se trouve sur une autre courbe de magnétisation (Demoulias, 1990; Ouhrouche, 1995 et 1998). La transition entre les deux points de fonctionnement initial et final reste aujourd'hui un problème posé. À cause de cette variation de fréquence et pour des raisons de sécurité, les utilités principales, dont Hydro-Québec, n'autorisent pas les producteurs asynchrones de se reconnecter, après ilôtage, à leur réseau.

Les conséquences de l'autoexcitation de la génératrice asynchrone lors d'un ilôtage peuvent être néfastes pour la machine même, les charges locales et le personnel de la maintenance. En effet, après l'ilôtage, des surtensions importantes apparaissent aux bornes de la machine dont la valeur peut atteindre **dix fois** la valeur de la tension nominale de la génératrice (Belhomme, 1995; Demoulias, 1990; Ouhrouche, 1998). C'est donc clair qu'à des niveaux de surtensions aussi élevé, l'intégrité des systèmes d'isolation de tout l'équipement se trouve menacée. Le nouveau point d'équilibre est donc en pratique purement fictif, puisqu'il n'est jamais atteint: soit les sytèmes de protection opèrent (ce qu'on espère toujours), ou, dans le cas contraire, la défectuosité du matériel est imminente.

Nous présentons dans la suite de ce chapitre des résultats **inédits** de simulation obtenus à l'aide du logiciel EMTP (**E**lectro**M**agnetic **T**ransients **P**rogram) [21], qui est un standard mondial pour l'étude des phénomènes électromagnétiques transitoires dans les réseaux électriques. Le modèle EMTP de la machine universelle (UM) du type 4: machine asynchrone triphasée au stator et au rotor, est utilisé pour simuler le fonctionnement de la génératrice asynchrone.

5.4 Modèle EMTP de la machine universelle (UM)

Le modèle EMTP de la machine universelle [21], communément appelée la machine de Kron, permet d'étudier 12 configurations différentes de machines électriques tournantes, dont cinq configurations de la machine asynchrone:

1. UM-type 3: triphasée au stator et un nombre arbitraire de phases au rotor.
2. UM-type 4: triphasée au stator et au rotor.
3. UM-type 5: biphasée au stator et un nombre arbitraire de phases au rotor.
4. UM-type 6: monophasée au stator et au rotor.
5. UM-type 7: monophasée au stator et biphasée au rotor.

Dans une machine asynchrone conventionnelle, les enroulements fixes constituent le circuit d'armature (stator) et les enroulements tournants constituent le circuit d'excitation (rotor). Dans le cas de la machine universelle, les enroulements fixes constituent le circuit d'excitation (*f*) et les enroulements tournants forment le circuit d'armature (*a*). La distinction entre les enroulements fixes et mobiles n'est pas importante, car, en réalité, il ne s'agit que d'un mouvement relatif de l'un par rapport à l'autre.

5.4.1 Équations électriques

La machine universelle peut posséder jusqu'à trois enroulements d'armature (*a*) selon les axes $\alpha - \beta$ et un nombre quelconque d'enroulements d'excitation (*f*) selon les axes $d-q$ [21]. La machine est supposée symétrique et seule l'inductance de magnétisation (flux principal) est affectée par la saturation. Les inductances de fuite sont donc supposées constantes. La prise en compte de la saturation: phénomène d'une grande importance dans l'étude de l'autoexcitation des génératrices asynchrones, la courbe de magnétisation est approximée par deux segments de droite, ou bien, pour tenir compte du flux résiduel, de trois segments de droite. Avec les grandeurs électriques du circuit d'armature (*a*) ramenées au circuit d'excitation (*f*): repère fixe, les équations, en grandeurs vectorielles, régissant le fonctionnement électrique de la machine universelle sont données par (dans EMTP la convention générateur est utilisée):

$$\vec{V_a} = -R_a\vec{I_a} - \frac{d\vec{\psi_a}}{dt} - j\omega_a\vec{\psi_a} \tag{5.4}$$

$$\overrightarrow{V_{f_{k=1,N}}} = -R_{f_{k=1,N}}\overrightarrow{I_{f_{k=1,N}}} - \frac{d}{dt}(\overrightarrow{\psi_{f_{k=1,N}}}) \tag{5.5}$$

Dans les équations précédentes, ω_a et N représentent respectivement la vitesse de rotation du circuit d'armature et le nombre total de circuits d'excitation.

Les expressions des flux magnétiques des circuits d'armature et d'excitation sont les suivantes:

$$\overrightarrow{\psi_a} = \overrightarrow{\psi_{\sigma a}} + \overrightarrow{\psi_m} \tag{5.6}$$

$$\overrightarrow{\psi_{f_{k=1,N}}} = \overrightarrow{\psi_{\sigma f_{k=1,N}}} + \overrightarrow{\psi_m} \tag{5.7}$$

$$\overrightarrow{\psi_{\sigma a}} = L_{\sigma a}\vec{I}_a \tag{5.8}$$

$$\overrightarrow{\psi_{f_{k=1,N}}} = L_{\sigma f_{k=1,N}}\overrightarrow{I_{f_{k=1,N}}} \tag{5.9}$$

$$\overrightarrow{\psi_m} = L_m\left(\vec{I}_a + \sum_{k=1}^{N} \vec{I}_{f_k}\right) \tag{5.10}$$

En tenant compte des relations (5.6) à (5.10), la projection des grandeurs électriques (vecteurs tensions, courants et flux) selon les axes orthogonaux du système de référence permet d'obtenir, à partir des équations (5.4) et (5.5), le système d'équations classiques (2(N+1) au total) de la machine biphasée équivalente.

5.4.2 Modélisation du circuit mécanique

Dans EMTP, le circuit mécanique de la machine universelle est modélisé par un circuit RLC équivalent créé au niveau de la carte RÉSEAU [21]. Pour chaque masse supplémentaire sur l'arbre de la machine, un noeud doit être créé dans le circuit

électrique équivalent. Une capacitance, de valeur égale au moment d'inertie de la masse en question, doit être connectée entre le noeud créé et la terre. Le coefficient d'amortissement (représenté par R) est calculé à partir du point d'opération considéré et les pertes mécaniques de la machine. Ces pertes représentent 1% à 2% de la puissance nominale de la machine (Krause, 1986).

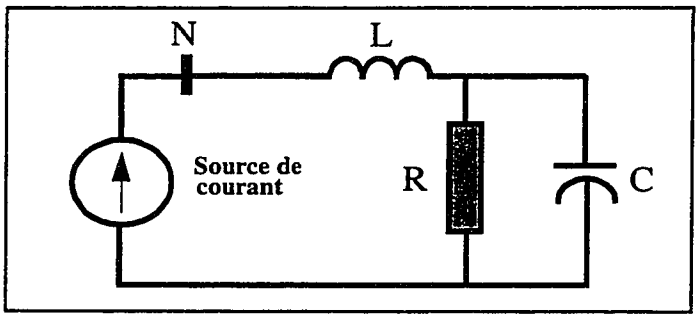


Figure 5.2 - Équivalent électrique du circuit mécanique

Une source de courant de faible amplitude et de faible fréquence est connectée entre le noeud "mécanique **N**" créé et la terre. L'amplitude de cette source est ensuite ajustée par le programme EMTP pour égaler le couple électromagnétique que le machine doit développer pour le point d'opération choisi. Cette opération est appelée: initialisation automatique du couple. La tension au point **N** représente la vitesse angulaire de rotation de la machine .

5.5 Résultats de simulation

Le circuit simulé est donné à la figure 5.1. Le modèle EMTP de la machine universelle UM-type 4 est utilisé pour simuler le fonctionnement de la génératrice asynchrone. Le tableau ci-dessous donne les caractéristiques nominales de la machine utilisée (Ouhrouche, 1995).

Tableau 5.1 - Caractéristiques nominales de la génératrice asynchrone

U_{gn} (V)	I_{gn} (A)	P_{gn} (kW)	Q_{gn} (kVAr)	$Cos(\phi_{gn})$	$\eta_{gn}(\%)$	$g_n(\%)$
4160	288	1500	1263	0.765	94.5	-1.12

U_{gn}: Tension de ligne nominale.
I_{gn}: Courant nominal fourni
P_{gn}: Puissance active nominale.
Q_{gn}: Puissance réactive nominale.
$Cos(\phi_{gn})$: Facteur de puissance nominal
η_{gn}: Rendement nominal
g_n: Glissement nominal

5.5.1 Fonctionnement en parallèle avec l'utilité publique

Pour étudier l'influence du niveau de compensation (valeur de C) sur la tension générée et sur le facteur de puissance de l'utilité principale, diverses situations utilisant différentes valeurs des condensateurs de compensation (figure 5.1) sont simulées. La

machine est entraînée à sa vitesse nominale de 280 tours par minute (26 pôles) correspondant à un glissement négatif de 1.12%. Les résultats sont présentés dans le tableau ci-dessous. U_g, I_g, P_g et Q_g représentent respectivement la tension entre phases, le courant de ligne, la puissance active et la puissance réactive de la génératrice. P_s et Q_s sont respectivement la puissance active et la puissance réactive fournies par l'utilité principale.

Tableau 5.2 - Performances en régime permanent

C (μF)	U_g (V)	I_g (A)	P_g (kW)	Q_g (kVAr)	P_s (kW)	Q_s (kVAr)
80.6	3934	267	1428	1127	11767	7471
64.5	3912	266	1412	1115	11738	7750
48.4	3889	264	1396	1102	11709	8025
40.8	3879	263	1388	1096	11696	8154
32.2	3867	262	1380	1089	11681	8299
16.1	3845	261	1364	1077	11654	8569
0	3824	260	1350	1065	11627	8835

La valeur de la tension générée par le producteur asynchrone varie très peu lorsque la valeur des condensateurs varie de 80.6 μF, correspondant à un niveau de compensation de 125%, à zéro. Nous avons par contre déjà démontré que, pour le point de fonctionnement nominal, le niveau de la tension générée par la machine asynchrone tend vers sa valeur nominale lorsque la puissance apparente du réseau de l'utilité

principale augmente (Ouhrouche, 1995). Quant au facteur de puissance de l'utilité principale, les résultats montrent une nette amélioration. Sa valeur passe de 0.796 à 0.844 lorsque le niveau de compensation passe de zéro à 125% de la puissance réactive nominale de la génératrice asynchrone.

5.5.2 Ilôtage du producteur asynchrone de l'utilité principale

Trois scénarios d'ilôtage, pour plusieurs niveaux de compensation capacitive, sont explorés.

1. **Scénario # 1**: ilôtage sur une charge locale (basse tension).
2. **Scénario # 2**: ilôtage sur le transformateur de génération dont le secondaire est ouvert (côté haute tension).
3. **Scénario # 3**: ilôtage sur le transformateur de génération et sa charge.

Pour les trois scénarios, il est supposé que le couple mécanique (couple moteur) appliqué à l'arbre de la génératrice asynchrone est maintenu constant.

5.5.2.1 Scénario # 1

Cette situation se présente lorsque le disjoncteur D1 de la figure 5.1 est ouvert (situation fréquente). La génératrice se trouve alors chargée par le banc de condensateurs de compensation et par une charge locale. À cause du phénomène d'autoexcitation, des surtensions importantes apparaissent aux bornes de la génératrice asynchrone (Demoulias, 1990; Ouhrouche, 1998). Selon le niveau de compensation mis en place et pour satisfaire l'équilibre énergétique, la machine accélère ou décélère. La fréquence correspondante des courants statoriques augmente ou diminue. Les résultats de simulation sont donnés par les figures 5.3 à 5.6 suivantes:

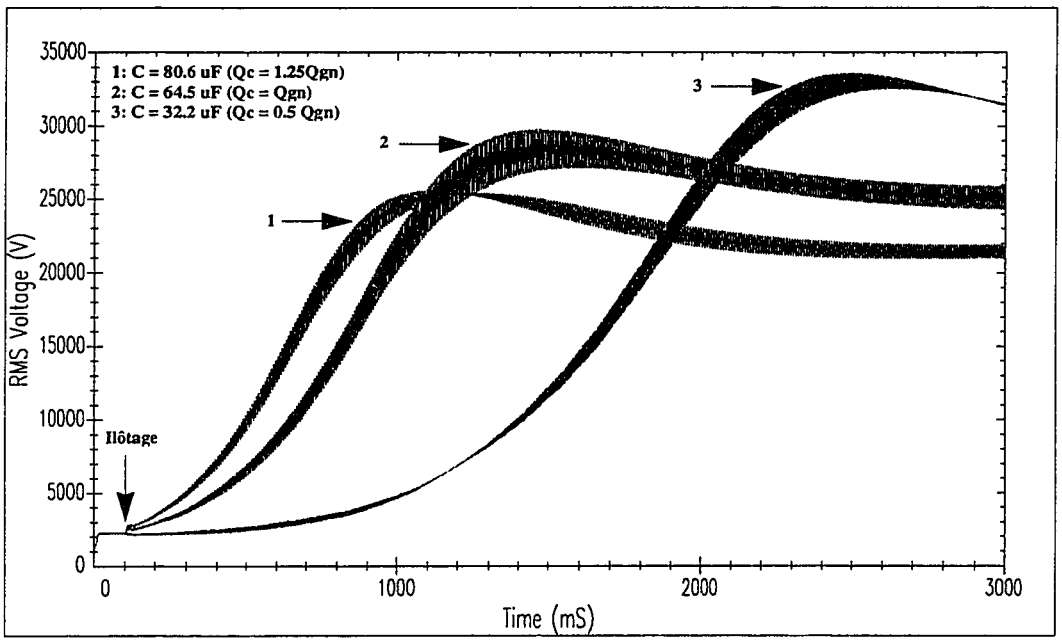


Figure 5.3 - Tension efficace de la génératrice pour trois niveaux de compensation

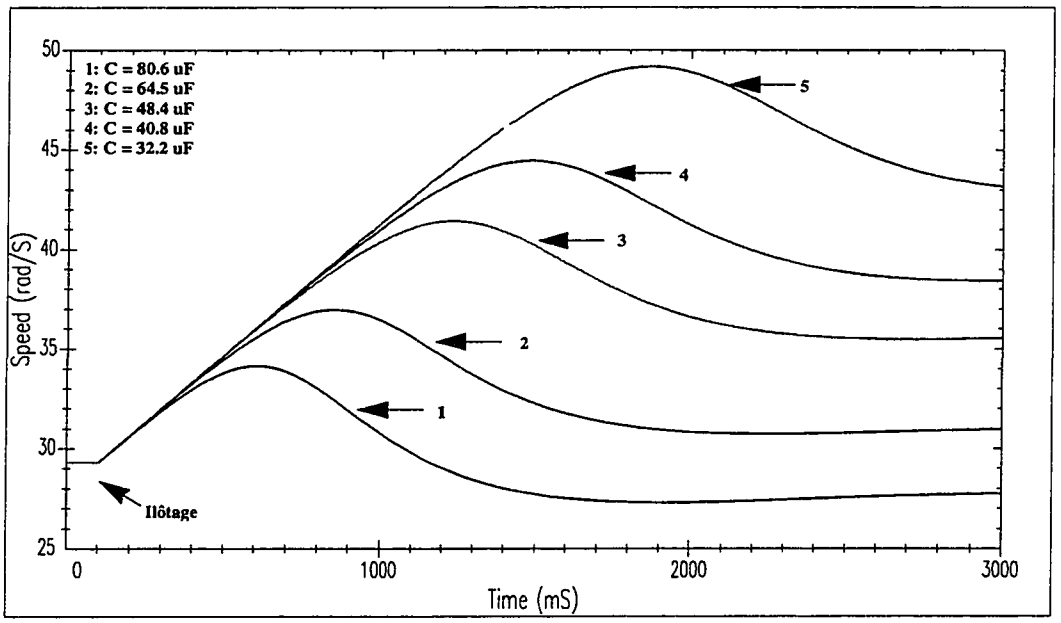


Figure 5.4 - **Vitesse de rotation pour différents niveaux de compensation**

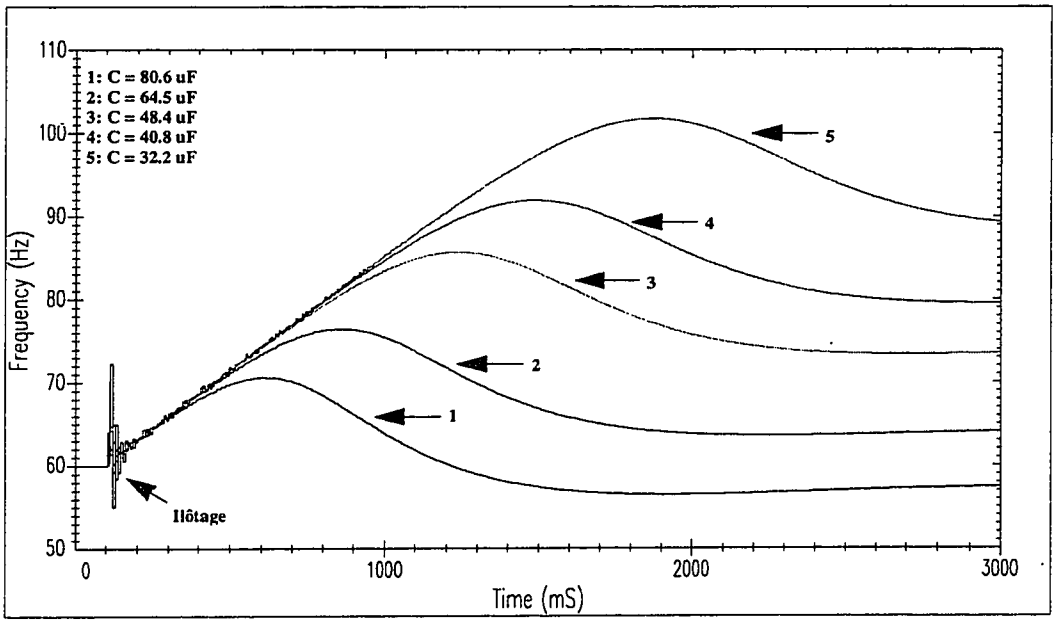


Figure 5.5 - **Fréquence statorique pour différents niveaux de compensation**

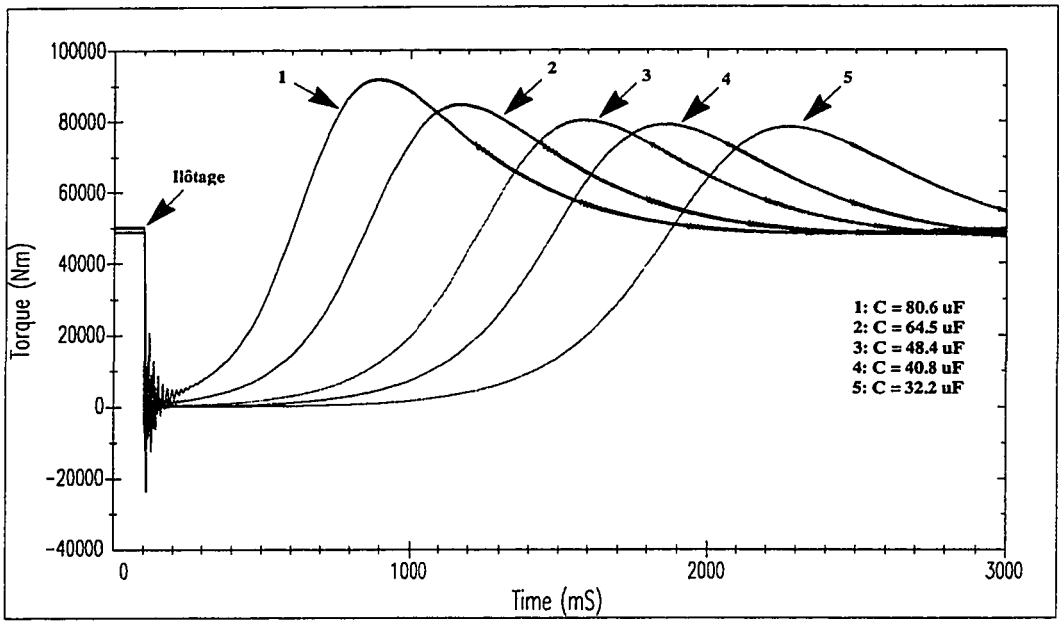


Figure 5.6 - Couple électromagnétique pour différents niveaux de compensation

5.5.2.2 Scénario # 2

Cette situation se présente lorsque le disjoncteur D2 de la figure 5.1 est ouvert. La génératrice se trouve alors chargée par la banque de condensateurs de compensation, par sa charge locale et par le transformateur de génération dont le secondaire (haute tension) est ouvert. La caractéristique non linéaire du transformateur est prise en considération en utilisant le modèle EMTP d'une réactance nonlinéaire type-98 [21] qui, contrairement au type-96, est capable de prédire la ferrorésonnance. Les résultats de simulation sont donnés par les graphiques des figures 5.7 et 5.8 suivantes:

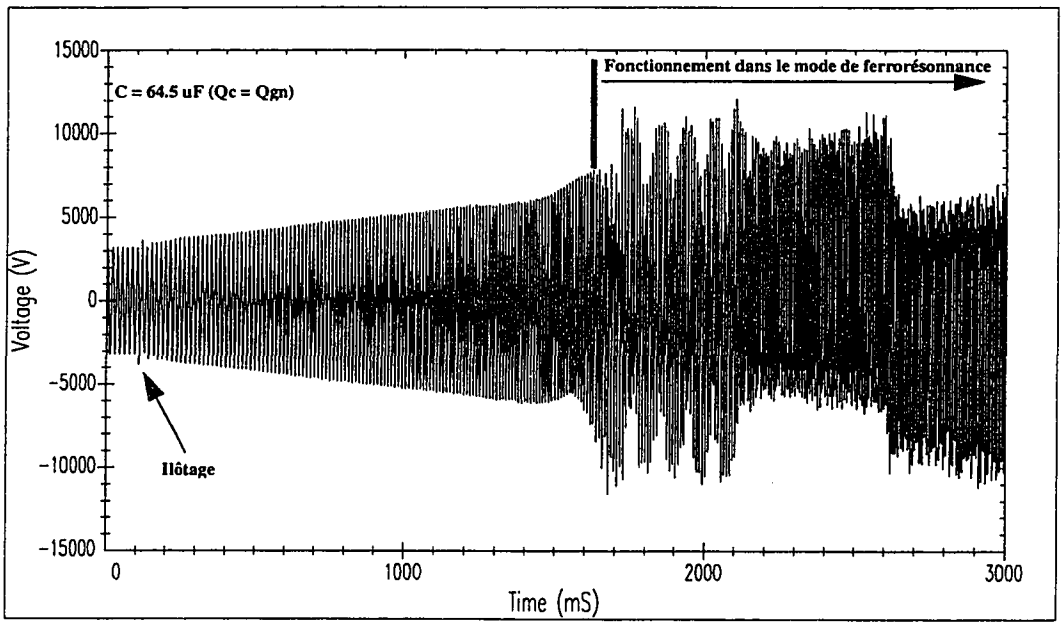


Figure 5.7 - Tension instantanée (phase-neutre) de la génératrice

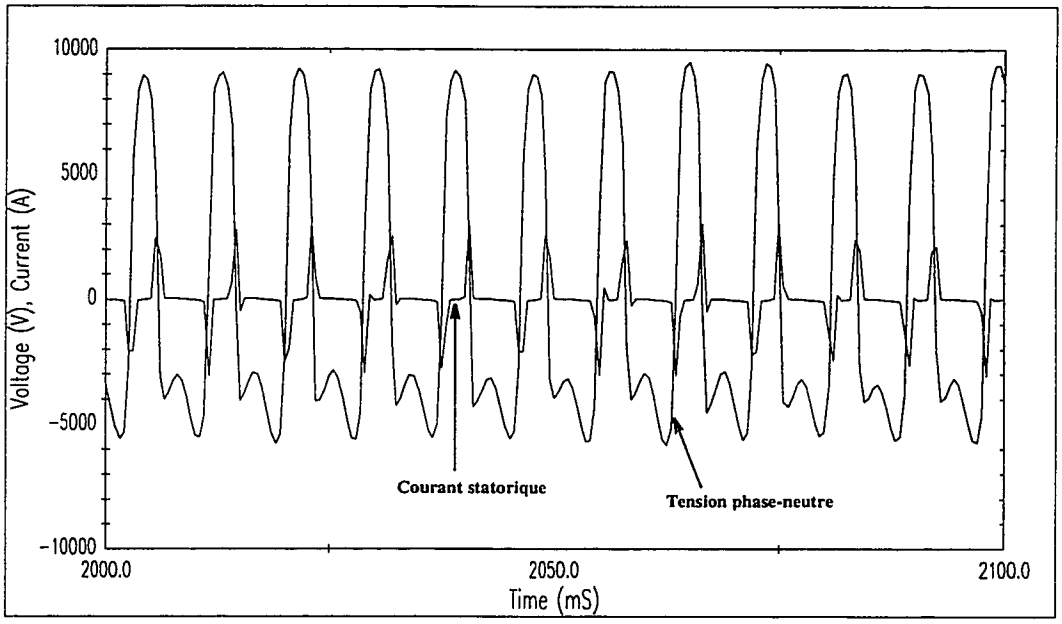


Figure 5.8 - Tension et courant statoriques instantanés (échelle de temps dilatée)

Comme dans le cas du premier scénario, le phénomène d'autoexcitation engendre l'apparition des surtensions importantes aux bornes de la génératrice. La figure 5.7 montre que lorsque le niveau de tension aux bornes de la génératrice dépasse la valeur de saturation du transformateur: approximativement égale à 1,2 p.u., la réactance de magnétisation de celui-ci diminue fortement (Gish, 1987). Ce qui permet aux condensateurs de compensation de s'y décharger très rapidement. Le circuit se trouve alors en mode ferrorésonnant.

En réseaux électriques, la ferrorésonnance est définie comme étant une oscillation forcée entre une inductance non linéaire, habituellement une réactance à noyau saturable, et un condensateur. Quand le flux magnétique de l'inductance non linéaire atteind sa valeur de saturation, la réactance magnétique de celle-ci diminue fortement, permettant ainsi au condensateur de compensation de s'y décharger.

Comme le montrent les figures 5.7 et 5.8, la forme d'onde de la tension générée est fortement distordue et les systèmes de protection peuvent ne pas opérer normalement. La figure 5.8 montre clairement que le courant statorique et de nature pulsatoire: ce qui caractérise la ferrorésonnance magnétique. **Ces résultats constituent une contribution majeure de notre travail, puisque c'est la première fois que la ferrorésonnance magnétique est mise en évidence dans les centrales asynchrones privées.**

5.5.2.3 Scénario # 3

Cette situation se présente lorsque le disjoncteur D3 de la figure 5.1 est ouvert. La génératrice se trouve alors chargée par la banque de condensateurs de compensation, par sa charge locale et par le transformateur de génération et une charge passive de 1MW. Les résultats de simulation sont donnés par les graphiques des figures 5.9 à 5.11 suivantes:

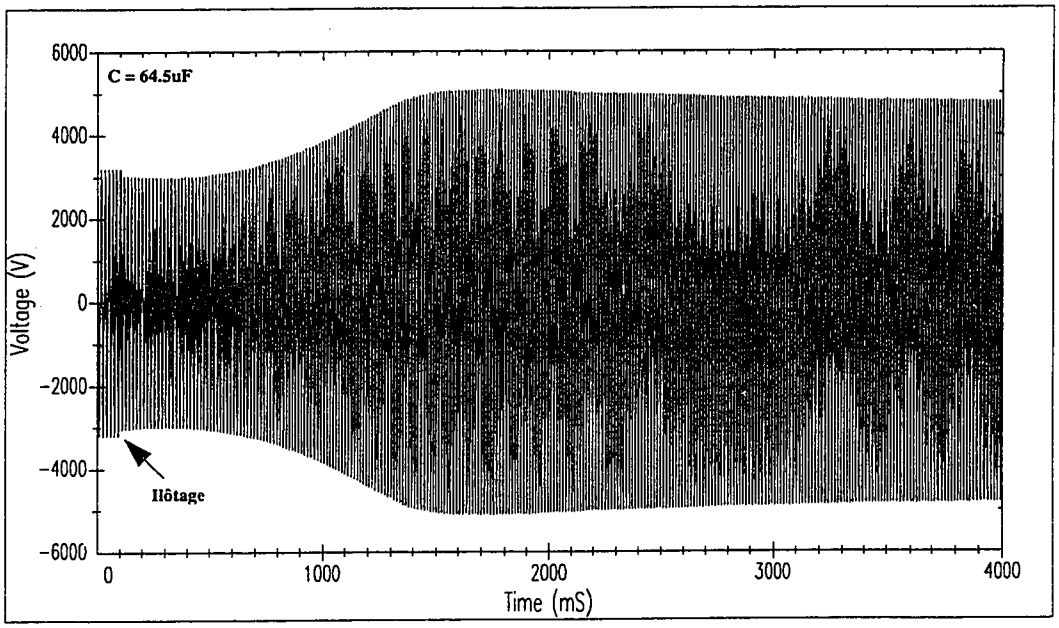


Figure 5.9 - Tension (phase-neutre) instantanée de la génératrice

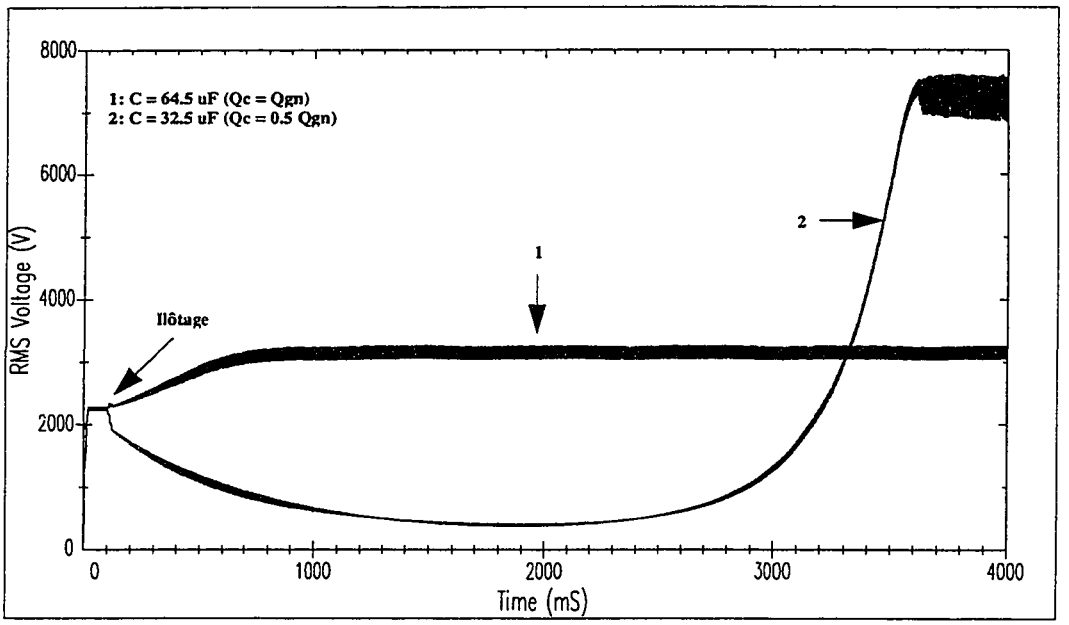


Figure 5.10 - Tension efficace pour deux niveaux de compensation

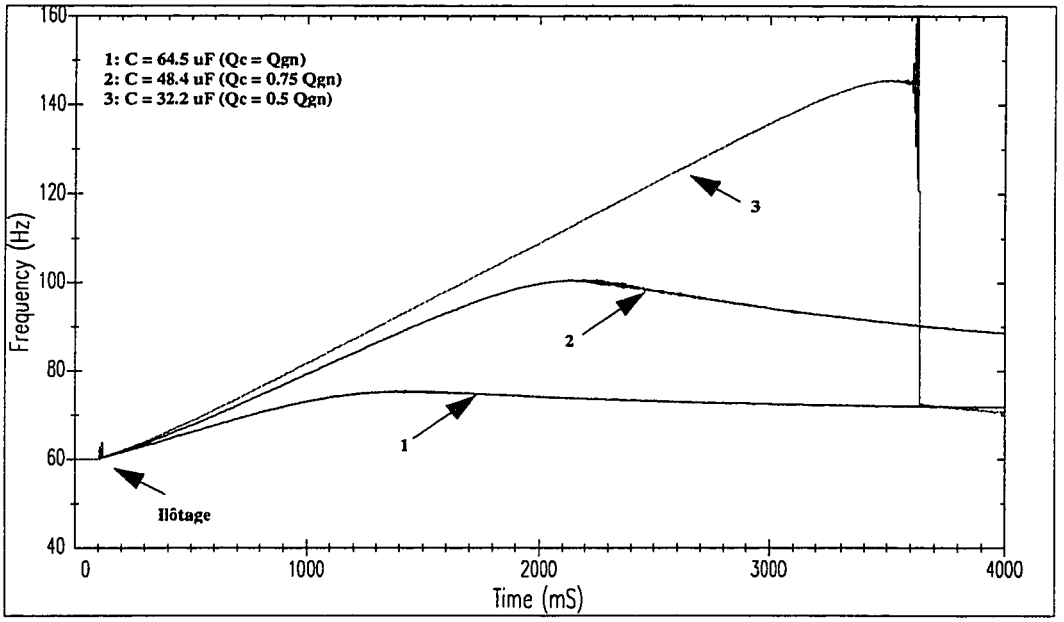


Figure 5.11 - Fréquence statorique pour différents niveaux de compensation

Les résultats de simulation montrent que pour une charge donnée le comportement dynamique de la machine est essentiellement régit par le montant de la puissance réactive disponible après l'ilôtage. Ainsi, lorsque la puissance réactive fournie par les condensateurs est égale à la puissance nominale de la machine, le phénomène de férrorésonnance n'a pas lieu. Le niveau de la tension générée est inférieur à la tension de saturation du transformateur mais demeure assez élevé pour menacer l'intégrité du système. Pour des plus bas niveaux de compensation capacitive, comme le montrent les figures 5.10 et 5.11, la machine accélère pour atteindre un nouveau point d'équilibre où le couple électromagnétique développé par la machine est égal au couple mécanique appliqué par l'organe d'entraînement. Nous remarquons que plus le temps du transitoire pour atteindre le nouveau point d'équilibre est grand plus les niveaux des surtensions générées sont sévères et plus probable est l'occurence du phénomène de férrorésonnance. Ceci constitue un résultat **inédit et d'une grande importance** pour l'amélioration de la fiabilité de fonctionnement des centrales asynchrones privées.

5.6 Conclusion

Nous avons présenté dans le cadre de ce chapitre l'application de la génératrice asynchrone dans la production privée d'électricité. Le phénomène d'autoexcitation est investigué en utilisant le logiciel EMTP qui est un standard mondial pour l'étude des transitoires électromagnétiques dans les réseaux électriques. Nous avons démontré que

lorsque le producteur asynchrone s'ilôte de l'utilité publique, si le couple mécanique était maintenu et si la puissance réactive fournie par les condensateurs de compensation était suffisante la génératrice asynchrone s'autoexciterait et la centrale asynchrone se retrouverait en fonctionnement isolé. Le phénomène d'autoexcitation engendre l'apparition des surtensions sévères aux bornes de la génératrice. Celles-ci peuvent, dans certains cas, initier l'occurence de la férrorésonnance magnétique et menacer l'intégrité des systèmes d'isolation de l'équipement impliqué. D'autres résultats **inédits**, sur le comportement de la génératrice en présence de court-circuits déséquilibrés, sont présentés dans les références (Ouhrouche, 1995 et 1996).

CONCLUSION GÉNÉRALE

Les travaux publiés dans cette thèse ont porté sur deux sujets d'actualité et de grande importance: l'utilisation de la machine asynchrone triphasée dans les entraînements à vitesse variable et, pour répondre à la demande sans cesse croissante en énergie tout en respectant les contraintes environnementale et économique, comme génératrice dans les centrales privées de faibles et de moyennes puissances. À travers ces travaux, nous avons présenté des contributions à la détermination des paramètres des circuits équivalents de la machine asynchrone, à la commande vectorielle sans capteur de vitesse et finalement, dans le deuxième volet réalisé dans le cadre d'une recherche contractuelle de deux années pour Hydro-Québec (Ouhrouche, 1995), la découverte d'un nouveau type de ferrorésonnance et l'étude de son impact sur la fiabilité des centrales "asynchrones" privées.

Dans le chapitre I, nous avons abordé la modélisation de la machine asynchrone triphasée en vue de sa commande et de la simulation numérique de son fonctionnement. Les hypothèses retenues pour la mise en oeuvre des modèles (divers référentiels) sont celles qu'on trouve dans les ouvrages d'électrotechnique classique: à savoir la symétrie axiale, enroulements polyphasés équilibrés et la linéarité du circuit magnétique. La théorie du vecteur spatial s'est avérée un outil puissant et élégant pour modéliser le fonctionnement des machines électriques tournantes en vue de leur commande. Nous

avons entre autre, pour les machines à encoches profondes et à rotor massif, introduit dans ce chapitre la notion de ***"nature distribuée du rotor"*** pour étendre le domaine de validité des modèles de ces machines à des gammes étendues de fréquences. L'identification paramétrique de ces modèles (circuits équivalents) fait l'objet du deuxième chapitre.

Le chapitre II a été consacré principalement à l'identification des paramètres des circuits équivalents d'ordre quelconque de la machine asynchrone à partir de sa réponse en fréquence à l'arrêt. Cette méthode est connue sous le nom de SSFR, qui est l'acronyme de **S**tand**s**till **F**requency **R**esponse. La procédure d'essai se fait conformément à la norme ANSI/IEEE Std. 115A [1], qui adresse principalement les machines synchrones mais, comme l'ont démontré Ferfra (1993), Willis et al (1989) s'applique aussi bien à la machine asynchrone. La réponse en fréquence, concept bien connu des automaticiens, est une représentation d'un système par fonction de transfert. Dans le cas de la machine asynchrone, les fonctions de transfert (selon les axes direct et en quadrature) sont ses impédances opérationnelles. Puisque la machine est supposée symétrique et, contrairement à la machine synchrone, dépourvue d'un circuit auxiliaire d'excitation, une seule impédance opérationnelle (selon l'axe direct par exemple) suffit pour modéliser son fonctionnement. La détermination des pôles et zéros (constantes de temps) de l'impédance opérationnelle relève des techniques d'identification paramétrique. Dans le cas de notre travail, la méthode RPM qui est

l'acronyme de **R**eal **P**arametrization **M**ethod, développée par Pfeffer (1993) est utilisée sur les résultats de mesure publiés par Canay (1993). Une fois les constantes de temps, constituant le numérateur et le dénominateur des inductances opérationnelles, sont connues, l'application de l'algorithme de Canay [8] nous permet de déterminer les paramètres (résistances et inductances) des circuits équivalents, dont l'ordre est préétabli, de la machine asynchrone.

Le principe de base des entraînements à fréquence variable est exposé au Chapitre III. **Une nouvelle approche qui permet l'estimation simultanée de la vitesse de rotation ainsi que la constante de temps électrique du circuit rotorique est proposée dans le chapitre IV.** La méthode utilise le filtre de Kalman étendu basé sur le modèle non linéaire de la machine asynchrone. L'observation des grandeurs électriques dans le référentiel fixé au stator permet de calculer la valeur exacte de la position du vecteur flux rotorique. L'estimation de la vitesse permet de se passer de l'utilisation des capteurs mécaniques. Le suivi des variations de la constante de temps du rotor permet de maintenir le découplage et l'orientation . **La méthode proposée et qui constitue l'une des contributions majeures de notre travail** permet de réduire considérablement la complexité des schémas de commande vectorielle pour les machines asynchrones tout en étant robuste vis-à-vis des variations de la constante de

temps rotorique: paramètre dont dépend l'orientation selon le vecteur flux rotorique.

Finalement, le chapitre V est dédié à l'étude du phénomène de l'autoexcitation des génératrices asynchrones et son impact sur le fonctionnement des centrales électriques asynchrones privées, bien connues sous le nom NUG, qui est l'acronyme de **N**on **U**tility **G**enerators et qui sont très répandues en Amérique du nord. Nous avons mis en évidence par simulations numériques que lorsque le producteur asynchrone s'ilôte de l'utilité publique, le phénomène d'autoexcitation peut engendrer l'apparition des surtensions sévères aux bornes de la machine. Nous avons démontré que ces surtensions peuvent, dans certains cas, initier l'occurence de la ferrorésonnance magnétique dont les conséquences peuvent être néfastes pour l'ensemble de l'équipement impliqué. L'occurence de la ferrorésonnance dans les centrales asynchrones privées lors d'un ilôtage a été démontrée et mise en évidence **pour la première fois dans notre travail**. Ce résultat qui constitue une autre contribution majeure de notre recherche est jugé très important par les spécialistes de l'industrie des réseaux électriques. Quatre publications (Ouhrouche, 1995, 1996 et 1998) dont une est à apparaitre dans la prestigieuse ***John Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*** [53] (***http://www.engr.wisc.edu/ece/ece***) et qui sera disponible en fevrier 1999, couronnent ce deuxième et dernier volet de notre thèse.

BIBLIOGRAPHIE

[1] ANSI/IEEE Standard 115A (1987). Stantard Procedures for Obtaining Synchronous Machines Parameters by Standstill Frequency Response Testing.

[2] ATKINSON, D.J., FINCH, J.W. et ACARNLEY, P.P. (1996). Estimation of Rotor Resistance in Induction Motors. IEE Proc. Electrical Power Application. Vol. 143, No. 1, 87-94.

[3] ATKINSON, D.J., ACARNLEY, P.P. et FINCH, J.W. (1991). Observers for Induction Motor State and Parameter Estimation. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-27, No. 6, 1119-1127.

[4] BELHOMME, R., PLAMONDON, M., NAKRA, H. et DESROSIERS, D. (1995). Case Study on the Integration of a Non-Utility Induction Generator to the Hydro-Quebec Distribution Network. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 10, No. 3, 1677-1684.

[5] BLASCHKE, F. (1972). The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvektor Closed-Loop Control System for Rotating-Field Machines. Siemens Review XXXIX, No. 5, 217-219.

[6] BOSE, B.K. (1996). Power Electronics and Variable Frequency Drives, IEEE Press, New York, USA.

[7] BOUSSAK, M. (1989). Contribution à la modélisation entrée-sortie et à l'identification paramétrique des machines à induction. Thèse de doctorat de l'université Paris 6, Paris, France.

[8] CANAY, I.M. (1993). Determination of the Model Parameters of Machines From the Reactance Operators $x_d(p)$, $x_q(p)$: Evaluation of SSFRT. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. EC-8, No. 2, 272-279.

[9] CANAY, I.M. (1993). Modelling of Alternating Current Machines Havings Multiple Rotor Circuits. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. EC-8, No. 2, 280-296.

[10] CARON, J.P., HAUTIER, J.P. (1995). Modélisation et commande de la machine asynchrone. Éditions Technip, Paris, France.

[11] CHAN, C.C., WANG, H. (1990). An Effective Method for Rotor Resistance Identification for High-Performance Induction Motor Vector Control. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-37, No. 6, 477-482.

[12] CHANG, T.Y., PAN, C.T. (1994). A Practical Vector Control Algorithm for υ-Based Induction Motor Drives Using a New Vector Current Controller. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-41, No. 1, 97-103.

[13] CHUI, C.K., CHEN, G. (1991). Kalman Filtering With Real-Time Applications. Springer-Verlag, New York, NY, USA.

[14] DE DONCKER, R.W., NOVOTNY, D.W. (1994). The Universal Fiel Oriented Controller. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-30, No. 1, 92-100.

[15] DE DONCKER, R.W., PROFUMO, F., PASTORELLI, M., FERRARIS, P. (1995). Comparaison of Universal Field Oriented Controllers in Different Reference Frames. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. PE-10, No. 2, 205-213.

[16] DE KOCK, J.A., VAN DER MERWE, F.S., VERMEULEN, H.J. (1994). Induction Motor Parameter Estimation Through an Output Error Technique. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. EC-9, No. 1, 69-75.

[17] DE LARA JAYME, S.C. (1995). Identification des paramètres des machines électriques à courant alternatif. Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, France.

[18] DELL'AQUILA, A., SALVATORE, L. (1991). Modelling of Inverter-Fed Induction Motors by FFT Processing of Voltage and Current Signals. Modelling and Control of Electrical Machines. New Trends, Le Doeuff and Robert Editions, North-Holland, 135-143.

[19] DEMOULIAS, C.S., DOKOPOULOS. (1990). Transient Behaviour and Self-Excitation of Wind-Driven Induction Generator After Its Disconnection From The Power Grid. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 5, No.2, 272-278.

[20] DU, T., VAS, P. et STRONACH, F. (1995). Design and Application of Extended Observers for Joint State and Parameter Estimation in High-Performance AC Drives. IEE Proc. Electrical Power Application, Vol. 142, No. 2, 71-78

[21] Electric Power Research Institute (EPRI), EMTP Development Coordination Group, EPRI EL-6421-L. (1989). Electromagnetic Transients Program Rule Book and Theory Book . Version 2.0, Vol. 1. Palo Alto, CA, USA.

[22] ERDMAN, W.L., HOFT, R.G. (1990). Induction Machine Field Orientation Along Airgap and Stator Flux. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. EC-5, No. 1, 115-121.

[23] FERFRA, M. (1993). Contribution à la modélisation et à l'identification des machines asynchrones. Thèse de doctorat, Université Laval, Québec, Canada.

[24] FU, Y. (1991). Commandes découplées et adaptatives des machines asynchrones triphasées . Thèse de doctorat de l'Université de Montpellier II, France.

[25] GARCÉS, L.J. (1980). Parameter Adaption for the Speed-Controlled Static AC Drives with a Squirrel-Cage Induction Motor. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-16, No. 2, 173-178.

[26] GARCIA, G.O., STEPHAN, R.M. et WATANABE, E.H. (1994). Comparing the Indirect Field-Oriented Control With a Scalar Method. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-41, No. 2, 201-207.

[27] GISH, W.B., FEERO, W.E. (1987). Ferroresonance and Loading Relationship for DSG Installations. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. PWRD-2, No. 3, 953-959.

[28] HO, Y.Y.E., SEN, P.C. (1988). Decoupling Control of Induction Motor Drives. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-35, No. 2, 253-262.

[29] HO, E., SEN, P.C. (1995). High-Performance Decoupling Control Techniques for Various Rotating Field Machines. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-42, No. 1, 40-49.

[30] HOLTZ, J., THIMM, T. (1991). Identification of the Machine Parameters in a Vector-Controlled Induction Motor Drive. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-27, No. 6, 1111-1118.

[31] ISIDORI, A. (1995). Nonlinear Control Systems: An Introduction. Second Edition, Springer-Verlag, New York, NY, USA.

[32] JANSEN, L.P., LORENZ, R.D. et NOVOTNY, D.W. (1994): Observer-Based Direct Field Orientation: Analysis and Comparison of Alternative Methods. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-30, No. 4, 945-953.

[33] JANSEN, L.P., LORENZ, R.D. (1994). A Physically Insightful Approch to the Design and Accuracy Assessment of Flux Observers for Field Oriented Induction Machine Drives. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-30, No. 1, 101-110.

[34] JIANG, J., HOLTZ, J. (1997). High Dynamic Speed Sensorless AC Drive with On-Line Model Parameter Tuning for Steady-State Accuracy. IEEE Transactions on Inductrial Electronics, Vol. 44, No. 2, 240-246

[35] JUANG, J.N. (1994). Applied System Identification. PTR Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, NJ, USA.

[36] KALMAN , R.E., BUCY, R.S. (1961). New Results in Linear Filtering and Prediction Theory. Journal of Basic Engineering, 95-108.

[37] KAMWA, I., VIAROUGE, P., LE-HUY, H. et DICKINSON E.J. (1992). A Frequency-Domain Maximum Likelihood Estimation of Synchronous Machine High-Order Models Using SSFR Test Data. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. EC-7, No. 3, 525-536.

[38] KEYHANI, A., TSAI, H. (1994). Identification of High-Order Synchronous Generator Models From SSFR Test Data. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. EC-9, No. 3, 593-603.

[39] KIM, Y.R., SUL, S.K. et PARK M.H. (1994). Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Extended Kalman Filter. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-30, No. 5, 1225-1233.

[40] KUBOTA, H., MATSUSE, K. (1994). Speed-Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-30, No. 5, 1219-1224.

[41] KRAUSE , P.C. (1986). Analysis of Electric Machinery. McGraw-Hill , New York NY, USA.

[42] LEWIS, F.L. (1986). Optimal Estimation. John Wiley & Sons, New York, NY, USA.

[43] LEONHARD, W. (1985). Control of Electrical Drives . Springer-Verlag, New York NY, USA.

[44] LEONHARD, W. (1991). 30 Years Space Vectors, 20 Years Field Orientation, 10 Years Digital Signal Processing With Controlled AC Drives. EPE Journal, Vol. 1, No. 1.

[45] LJUNG, L. (1987). System Identification: Theory for the User. Prentice-Hall, New York, NY, USA.

[46] LORENZ, R.D., LIPO, T.A. et NOVOTNY, D.W. (1994). Motion Control with Induction Motors. Proceedings of the IEEE, Vol. 82, No. 8, 1215-1240.

[47] MOON, S.I., KEYHANI, A. (1994). Estimation of Induction Machine Parameters From Standstill Time Domain Data. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 6, 1609-1615.

[48] NELSON, J., BACALAO, U., PALOMA DE ARIZON, R.O. et SÁNCHEZ L. (1995). A Model For The Synchronous Machine Using Frequency Response Measurements. IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 10, No. 1, 457-464.

[49] OGASAWARA, S., AGAKI, H. et NABAE, A. (1988). The Generalized Theory of Indirect Vector Control for AC Machines. IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA-24, No. 3, 470-478.

[50] OHNISHI, K., MATSUI, N. et HORI, Y. (1994). Estimation, Identification and Sensorless Control in Motion Control System. Proceedings of the IEEE, Vol. 82, No. 8, 1253-1265.

[51] OHTANI, T., TAKADA, N. et TANAKA, K. (1992). Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder. IEEE Transactions on Industry Applications, Vo. IA-28, No. 1, 157-164.

[52] OUHROUCHE, M.A., DO, X.D., LÊ, Q.M. et CHAÎNÉ R. (1998). EMTP Based Simulation of a Self-Excited Induction Generator after its Disconnection from the Grid. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 13, No. 1, 7-14

[53] OUHROUCHE, M.A., MARCEAU, R.J. et DO X.D. Ferroresonance. À apparaitre en fevrier 1999 dans John Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering (Cat. Magnetics), John Wiley & Sons, inc., New York, NY, USA.

[54] OUHROUCHE, M.A., DO, X.D. (1995). Modélisation sur EMTP des génératrices asynchrones en vue d'étudier les phénomènes d'autoexcitation et de ferrorésonnance lors de leur intégration au réseau de distribution d'Hydro-Québec. Rapport interne (4 volumes), École Polytechnique de Montréal, C.D.T. C173.

[55] OUHROUCHE, M.A, DO, X.D., LÊ, Q.M. et CHAÎNÉ, R. (1996). Self-Excitation Phenomenon and Unbalanced Operations of an Induction Generator. ELECTRIMACS'96, 5th International Conference, Saint-Nazaire, France, 1071-1076.

[56] OUHROUCHE, M.A, DO, X.D., LÊ, Q.M., CHAÎNÉ, R. (1995). EMTP Based Study of Self-Excitation Phenomenon in an Induction Generator. IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, Montreal, Canada, 172-176.

[57] OUHROUCHE, M.A, LEFEVRE, S., DO, X.D. (1998). Application of an Extended Kalman Filter to Rotor Speed and Resistance Estimation in Induction Motor Vector Control. À apparaitre dans Proceedings of IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (1998), Waterloo, Ontario.

[58] PENG, F.Z., FUKAO, T. (1994). Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-30, No. 5, 1234-1240.

[59] PFEFFER, L.E. (1993). The RPM Toolbox: A System for Fitting Linear Models to Frequency Response Data. Proceedings of the 1993 MATLAB Conference, Cambridge, MA, USA, 1-9.

[60] RABOAM, X., ANDRIEUX, C., DE FORNEL, B. et HAPIOT, J.C. (1992). Rotor Flux Observation and Control in Squirrel-Cage Induction Motor: Reliability with Respect to Parameters Variations. IEE Proceedings-D, Vol. 139, No. 4, 363-370.

[61] SALVATORE, L., STASI, S. et TARCHIONI, L. (1993). A New EKF-Based Algorithm for Flux Estimation in Induction Machines. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-40, No. 5, 496-504.

[62] SEOK, J.K., MOON, S.I. et SUL, S.K. (1997). Induction Machine Parameter Identification Using PWM Inverter at Standstill. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 12, No. 2, 127-132.

[63] TAJIMA, H., HORI, Y. (1993). Speed-Sensorless Field-Orientation Control of the Induction Machine. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-29, No. 1, 175-180.

[64] TUNGPIMOLRUT, K., PENG, F.Z., FUKAO, T. (1994). Robust Vector Control of Induction Motor without Using Stator and Rotor Circuit Time Constants. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-30, No. 5, 1241-1246.

[65] VAN DER BOSCH, P.P.J., VAN DER KLAUW, A.C. (1994). Modeling, Identification and Simulation of Dynamical Systems . CRC Press, New Jersey, NJ, USA.

[66] VAS, P. (1992). Electrical Machines and Drives: A Space-Vector Theory Approch. Oxford University Press, New York, NY, USA.

[67] VAS, P. (1990). Vector Control of AC Machines . Oxford University Press, New York, NY, USA.

[68] VAS, P., ALAKULA, M. (1990). Field-Oriented Control of Saturated Induction Machines. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. EC-5, No. 1, 218-224.

[69] VERGHESE, G.C., SANDERS, S.R. (1988). Observers for Flux Estimation in Induction Machines. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-35, No. 1, 85-94.

[70] WADE, S., DUNNIGAN, M.W. et WILLIAMS, B. W. (1997). Modeling and simulation of Induction Machine Vector Control With Rotor Resistance Identification. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 121, No.3, 495-506.

[71] WADE, S., DUNNIGAN, M.W. et WILLIAMS, B.W. (1997). A New Method of Rotor Resistance Estimation for Vector-Controlled Induction Machines. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol. 44, No.2, 247-257.

[72] WANG, C., NOVOTNY, D.W. et LIPO, T.A. (1988). An Automated Rotor Time Constant Measurement System for Indirect Field-Oriented Drives. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-24, No. 1, 151-159.

[73] WESTERHOLT, E.G.V. (1994). Commande nonlinéaire d'une machine asynchrone. Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France.

[74] WILLIS, J.R., BROCK, G.J. et EDMONDS, J.S. (1989). Derivation of Induction Motor Models From Standstill Frequency Response Tests. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. EC-4, No. 4, 608-613.

[75] YAMAMURA, S. (1986). AC Motors for High-Performance Applications. Marcel Dekker, inc., New York, NY, USA.

[76] ZAI, L.C., DEMARCO, C.L. et LIPO, T.A. (1992). An Extended Kalman Filter Approch to Rotor Time Constant Measurement in PWM Induction Motor Drives. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-28, No. 1, 96-104.

ANNEXE I

LISTING DE QUELQUES PROGRAMMES EN LANGAGE MATLAB

% **Calcul de la matrice des admittances à partir des constantes de temps.**

% function[D,ydd,ydq,yqd,yqq,Dd,Dq]=matadm(x,N,wm,fn);
% SORTIES
% Numérateur et dénominateur des admittances
% ENTRÉES
% x: vecteur des paramètres des impédances opérationnelles
% en secondes et en valeurs réduites (p.u)
% N: nombre de circuits rotoriques
% wm: vitesse de rotation en p.u.
% fn: fréquence nominale d'alimentation

```
N= 3;              % Exemple avec 3 circuits rotoriques
wm = 0.0;          % La machine est à l'arrêt
fn = 60;

%  x=[Td(1)...Td(N)|Td0(1)... Td0(N)|Rs ls Lm]
% Les constantes de temps sont en secondes
% Rs ls Lm (Résistance et inductance de fuite du stator et inductance de magnétisation)
% Elles sont exprimées en unités réduites (p.u)

x=[0.39921 0.3482 0.00255 1.17013 0.05823 0.00353 0.001 0.0005 0.0043];

%                        (1+sTd1)(1+sTd2)...(1+sTdN)
%          Ld(s) = Ld(0) ---------------------------
%                        (1+pTd01)(1+pTd02)...(1+pTd0N)

%          LDN est le numérateur de Ld(s)
%          LDD est le dénominateur de Ld(s)
```

```
Rs = x(2*N+1);      % Résistance d'une phase au stator en p.u
ls = x(2*N+2);      % Inductance de fuite au stator en p.u
Lm = x(2*N+3);      % Inductance de magnétisation en p.u
Ld0 = ls+Lm;
wn = 2*pi*fn;
wr = wm*wn;

LDN = Ld0*[x(1) 1];
LDD = [x(N+1) 1];

for i=1:N-1
 LDN = conv(LDN,[x(i+1) 1]);
 LDD = conv(LDD,[x(i+N+1) 1]);
end
 LQN = LDN;
 LQD = LDD;

disp(' LDN et LDD sont respectivement...')
 LDN = LDN
 LDD = LDD

if(wm>0)
disp(' ===>>> La machine tourne à Wm <<<<<====')

%D(s) =(LDN*LQN)s^2+Rs(LDD*LQN+LQD*LDN)s+
%          +wr^2*LDN*LQN +Rs^2*LDD*LQD

 p0 = conv(LDN,LQN);
 p1 = conv(LDD,LQN);
 p2 = conv(LQD,LDN);
 p3 = conv(LDD,LQD);

 d0 = [p0 0 0];
 d1 = Rs*[0 p1+p2 0];
 d2 = [0 0 wr^2*p0 + Rs^2*p3];

D= d0+d1+d2;

 ND = length(D);

 % D(ND)=D(ND)+Rs^2*p3;
```

```
%    ydd = {(LQN*s + Rs*LQD)*LDD}/D(s)
%    yqd = {wr*LDD*LQN}/D(s)
%    ydq = {-wr*LDN*LQD}/D(s)
%    yqq = {(LDN*s + Rs*LDD)*LQD}/D(s)

disp('Les éléments de la matrice admittance sont:')

  ydd = [LQN 0]+[0 Rs*LQD];
  ydd = conv(ydd,LDD)
  yqd = wr*p1
  ydq = -wr*p2
  yqq = [LDN 0]+[0 Rs*LDD];
  yqq=conv(yqq,LQD)

else
disp(' ===>>>> La machine est à l'arrêt<<<<<===')
disp('La matrice admittance est:')

  yqd = 0;
  ydq = 0;

% Factorisation de D(s) = Dd(s)*Dq(s)
%    Dd(p) = sLDN(s) + Rs*LDD(s)
%    Dq(p) = sLQN(s) + Rs*LQD(s)

Dd = [LDN 0] + Rs*[0 LDD];
Dq = [LQN 0] + Rs*[0 LQD];

  ydd = LDD
  ydq = ydq
  yqd = yqd
  yqq = LQD

end

return
```

```
%   Application de la procédure de CANAY au calcul des paramètres
%   des circuits équivalents généralisés d'une machine asynchrone
%
%   function[LDN,LDNE,LDD,LD_trans,LDE,trans,lr,Rr]=cireqv(x,N,fn);
%   SORTIES
%         Numérateur et dénominateur de Ld(s) et de Lde(s)
%         Les paramètres des circuits équivalents [RD] and [LD]
%   ENTRÉES
%         x: vecteur des paramètres des impédances opérationnelles
%         en secondes et en valeurs réduites (p.u)
%         N: nombre de circuits rotoriques
%         fn: fréquence d'alimentation
%

N= 3;
fn = 60;
wn=2*pi*fn;
wm = 0.0;            % La machine est à l'arrêt

%  x=[Td(1)...Td(N)|Td0(1)... Td0(N)|Rs ls Lm]
% Rs ls Lm (Résistance et inductance de fuite du stator et inductance de magnétisation)
% Elles sont exprimées en unités réduites (p.u)
%
x=[0.39921 0.3482 0.00255 1.17013 0.05823 0.00353 0.001 0.0005 0.0043];

%
%                          (1+sTd1)(1+sTd2)...(1+sTdN)
%          Ld(s) = Ld(0)  ---------------------------
%                          (1+pTd01)(1+pTd02)...(1+pTd0N)
%
%          LDN est le numérateur de Ld(s)
%          LDD est le dénominateur de Ld(s)

Rs = x(2*N+1);
ls = x(2*N+2);
Lm = x(2*N+3);
Ld0 = ls+Lm;
```

```
wn  = 2*pi*fn;
wr  = wn*wm;
LDN = Ld0*[x(1) 1];
LDD = [x(N+1) 1];

% Construction du vecteur des constantes de temps uniquement
for i =1:2*N
  TD(i) = x(i)
end

for i=1:N-1
 LDN = conv(LDN,[x(i+1) 1]);
 LDD = conv(LDD,[x(i+nd+1) 1]);
end

disp(' LDN et LDD sont respectivement...')
 LDN = LDN
 LDD = LDD

% Détermination des inductances transitoires LD_trans=[Ld', Ld'', ...]

LD_trans= [];          % Initialisation
 for i = 1:N
  Num = 1;
  Den = 1;
   for j = 1:N
    Num = Num*(TD(i)-TD(j+N));
    if i == j
      Den = Den*(TD(j));
    else
      Den = Den*(TD(i)-TD(j));
   end
 end

  if i==1
     Kd = Ld0/(1-(Num/Den));
  else
     Kd = Ld0/((Ld/LD_trans(i-1))-(Num/Den));
  end

LD_trans(i) = Kd;
end
```

```
LD_dyn = LD_trans

% Determination des inductances dynamiques Lde(s) = Ld(s) - ls

%    LDEN est le numérateur de Lde(s)
%    LDED est le dénominateur de Lde(s)

LDED  = LDD;
LDEN1 = LDN;
LDEN2 = Ld0*LDD;

LDEN = LDEN1-LDEN2;
LDED = LDD;
Lde  = (Ld0-ls);
Ldee = LDEN(N+1);

LDENN = LDEN/Ldee;% Numérateur sous la forme As^3+Bs^2+Cs+1
FACT = (-1./roots(LDENN))';% Factorisation de LDENN

% Organisation de Tde(1), Tde(2), ...Tde(N) dans cet ordre
TEMP1 = N;
 for i = 1:N/2
   TEMP2 = FACT(i);
   FACT(i)=FACT(TEMP1);
   FACT(TEMP1) = TEMP2;
   TEMP1 = TEMP1-1;
 end

disp(' Tde(1), Tde(2)... Tde(N),Td0(1)... dans cet ordre...')

%  TDE = [Tde(1)...Tde(N)|Td0(1)... Td0(N)]
for i =(N+1):2*N
   FACT(i) = TD(i);
end
TDE = FACT
```

```
% Determination de LDE_trans=[Lde', Lde'', Lde''' ...Inductances intermédiaires
disp('Les inductances Lde1,Lde2,...sont:')

LDE_trans = [];
for i = 1:N
   Num=1;
   Den=1;
   for j = 1:N
      Num = Num*(TDE(i)-TDE(j+N));
      if i == j
        Den =Den*(TDE(j));
      else
        Den =Den*(TDE(i)-TDE(j));
      end
   end
   if i==1
       Kd = Lde/(1-(Num/Den));
   else
       Kd = Lde/((Lde/LDE_trans(i-1))-(Num/Den));
   end
      LDE_trans(i) = Kd;
end
      LDE_dyn = LDE_trans

% Détermination des paramètres des circuits équivalents

lr=[]; % Initialisation du vecteur des inductances de fuite du rotor

 for k = 1:N
      if k==1
      lr(k) = 1/((1/LDE_trans(k))-(1/Lde));
      else
      lr(k) = 1/((1/LDE_trans(k))-(1/LDE_trans(k-1)));
   end
   Rr(k) = lr(k)/(TDE(k));
end
Rr = Rr
lr= lr
end
return
```

```
% Résolution des équations d'une machine asychrone triphasée.
% Le modèle de la machine est établi dans un référentiel lié au stator.

%                    Nom du fichier: MAS.m
%                    Ce fichier fait appel à la fonction indmot.m

load Vdqs            % Tensions d'alimentation selon les axes d et q
load Rr_var2.mat     % Consigne et variation de la résistance rotorique

global a1 a2 a3 a4 a5 a6 a7 a8 a9

  Ls = 0.0165;                  % Inductance cyclique statorique
  Lr = 0.0164;                  % Inductance cyclique rotorique
  Lm = 0.016;                   % Inductance cyclique mutuelle
  sig = (1-Lm^2/(Ls*Lr));       % Coefficient de dispersion de Blondel
  Rs = 0.095;                   % Résistance statorique
  PP = 2;                       % Nombre de paires de pôles
  J = 5;                        % Moment d'inertie
  F = 0.075;                    % Coefficient de frottements visqueux
  Tmax = 400;                   % Couple maximal développé
  Wrmax = 377;                  % Vitesse maximale de rotation

% Calcul des constantes

  a1 = Rs/(sig*Ls);
  a2 = (1-sig)/(sig*Lr);
  a3 = Lm/(sig*Ls*Lr^2);
  a4 = Lm/(sig*Ls*Lr);
  a5 = Lm/Lr;
  a6 = 1/Lr;
  a7 = 1/(sig*Ls);
  a8 = (3*PP^2*Lm)/(2*J*Lr);
  a9 = (((PP*Tmax)/(J*Wrmax))+(F/J));
```

```
x(1,:) =[0 0 0 0 0];   % Conditions initiales


dt = 20e-6;              % Pas de calcul

MAXPTS = max(size(Vds))

for i=1:MAXPTS - 1     % Résolution des équations d'état (Runge-Kutta d'ordre 4)
                       % Appel de la routine indmot.m


  k1 = indmot(x(i,:)                ,Vds(i),Vqs(i),Rr(i));
  k2 = indmot(x(i,:) + dt*0.5*k1',Vds(i),Vqs(i),Rr(i));
  k3 = indmot(x(i,:) + dt*0.5*k2',Vds(i),Vqs(i),Rr(i));
  k4 = indmot(x(i,:) + dt*1.0*k3',Vds(i),Vqs(i),Rr(i));

  x(i+1,:)= x(i,:) + 1/6*dt*(k1+2*k2+2*k3+k4)';

end

Ids   = x(:,1);
Iqs   = x(:,2);
Phidr = x(:,3);
Phiqr = x(:,4);
Wr    = x(:,5);
```

```
function xp = indmot(x,Vds,Vqs,Rr)
%       Modèle (5 ème ordre) de la machine asynchrone établi dans
%       un référentiel lié au stator

global a1 a2 a3 a4 a5 a6 a7 a8 a9

% Assignation des variables d'etat

 Ids  = x(1);                 % Courant statorique selon l'axe d
 Iqs  = x(2);                 % Courant statorique selon l'axe q
 Phidr = x(3);                % Flux rotorique selon l'axe d
 Phiqr = x(4);                % Flux rotorique selon l'axe q
 Wr   = x(5);                 % Vitesse angulaire (électrique) du rotor

% dx/dt = xp = f(x,u,Rr)

% ************************************************************************

  xp = [-(a1+a2*Rr)*Ids + a3*Rr*Psidr + a4*Wr*Psiqr + a7*Vds;
        -(a1+a2*Rr)*Iqs - a4*Wr*Psidr + a3*Rr*Psiqr + a7*Vqs;
         a5*Rr*Ids - a6*Rr*Psidr -   Wr*Psiqr;
         a5*Rr*Iqs +   Wr*Psidr - a6*Rr*Psiqr;
        -a8*Ids*Psiqr +  a8*Iqs*Psidr - a9*Wr];

% ************************************************************************
```

```
%  Estimation des états (Ids Iqs Phidr Phiqr Wr) et de l'inverse de la
%  constante de temps rotorique (Tr) par Filtre de Kalman étendu.
%  Les variables sont exprimées dans un référentiel fixé au stator.
%

%  MESURES: Les tensions statoriques Vds et Vqs (référentiel fixe)
%           Les courants statoriques Ids et Iqs (référentiel fixe)
```

```
load mod_pwm.mat        % Fichier de données contenant les mesures
ts = 20.e-6;            % Fréquence d'échantillonage
PAS = 1;
koff = 5;               % Éliminer les koff premiers points
Ts  = PAS*ts;
MAXPTS = floor(max(size(Vds)-koff)/PAS);

Rs = 0.095;             % Résistance statorique
Lm = 0.016;             % Inductance cyclique mutuelle
Ls = Lm+0.0005;         % Inductance cyclique du stator
Lr = Lm+0.0004;         % Inductance cyclique du rotor
PP = 2;                 % Nombre de paires de pôles
J = 5;                  % Moment d'inertie
F = 0.075;              % Coefficient de frottements visqueux
Tmax  = 390;            % Couple maximal développé
Wrmax = 370;            % Vitesse maximale de rotation

% INITIALISATION

IdsEstinit  = Ids(koff);
IqsEstinit  = Iqs(koff);
PhidrEstinit= Phidr(koff);
PhiqrEstinit= Phiqr(koff);
OmegaEstinit= 0.1;
R2Estinit   = 0.05;

Umtx    = zeros(2,1);
Ymtx    = zeros(2,1);
FEstmtx = zeros(6,6);
Amtx    = zeros(6,6);
```

```
GEstmtx  = zeros(6,2);
HEstmtx  = [1 0 0 0 0 0;0 1 0 0 0 0];

XEstmtx  = [Ids(koff);Iqs(koff);PhidrEstinit;PhiqrEstinit;OmegaEstinit;R2Estinit/Lr];
XEstnmtx = zeros(6,1);
Kmtx     = zeros(6,2);

PMTXINIT  = 100;
Pmtx      = PMTXINIT*eye(6);
Pmtx(3,3) = PMTXINIT/100;
Pmtx(4,4) = PMTXINIT/100;
Pmtx(5,5) = PMTXINIT/10;
Pmtx(6,6) = PMTXINIT/10;
Pnmtx     = zeros(6,6);

QMTXINIT  = 3.0;
QMTXr     = 3.0;
Q55       = 0.0;
Q66       = 0.0;
Qmtx      = QMTXINIT*eye(6);
Qmtx(3,3) = QMTXr;
Qmtx(4,4) = QMTXr;
Qmtx(5,5) = Q55;
Qmtx(6,6) = Q66;

RMTXINIT  = 0.05;
Rmtx      = RMTXINIT*eye(2);
%
IdsEst = zeros(MAXPTS,1);
IqsEst = zeros(MAXPTS,1);
PhidrEst= zeros(MAXPTS,1);
PhiqrEst = zeros(MAXPTS,1);
OmegaEst = zeros(MAXPTS,1);
RrEst = zeros(MAXPTS,1);

% Définitions des termes constants
      a0 = 1/(Ls*Lr-Lm*Lm);
      a1 = 1/a0-Rs*Lr*Ts;
      a2 = Lm*Lm*Ts;
      a3 = Lm*Ts;
      a4 = ((PP*PP*Lm)/(J*Lr))*Ts;
      a5 = (((PP*Tmax)/(J*Wrmax))+(F/J))*Ts;
```

```
GEstmtx(1,1) = Ts*Lr*a0;
GEstmtx(1,2) = 0;
GEstmtx(2,1) = 0;
GEstmtx(2,2) = Ts*Lr*a0;
GEstmtx(3,1) = 0;
GEstmtx(3,2) = 0;
GEstmtx(4,1) = 0;
GEstmtx(4,2) = 0;
GEstmtx(5,1) = 0;
GEstmtx(5,2) = 0;
GEstmtx(6,1) = 0;
GEstmtx(6,2) = 0;

FEstmtx(1,2) = 0;
FEstmtx(2,1) = 0;
FEstmtx(3,2) = 0;
FEstmtx(4,1) = 0;
FEstmtx(5,6) = 0;
FEstmtx(6,1) = 0;
FEstmtx(6,2) = 0;
FEstmtx(6,3) = 0;
FEstmtx(6,4) = 0;
FEstmtx(6,5) = 0;
FEstmtx(6,6) = 1;

% BOUCLE POUR LE PROCESSUS D'ESTIMATION

for k = 1:MAXPTS-1,

Pt = k*PAS+koff;
Umtx(1,1) = Vds(Pt);
Umtx(2,1) = Vqs(Pt);
Ymtx(1,1) = Ids(Pt);
Ymtx(2,1) = Iqs(Pt);

FEstmtx(1,1) = (a1-a2*XEstmtx(6))*a0;
FEstmtx(1,3) = a3*XEstmtx(6)*a0;
FEstmtx(1,4) = a3*XEstmtx(5)*a0;
FEstmtx(1,5) = a3*XEstmtx(4)*a0;
FEstmtx(1,6) = -a2*XEstmtx(1)*a0 + a3*XEstmtx(3)*a0;
```

```
FEstmtx(2,2) = FEstmtx(1,1);
FEstmtx(2,3) =-FEstmtx(1,4);
FEstmtx(2,4) = FEstmtx(1,3);
FEstmtx(2,5) =-a3*XEstmtx(3)*a0;
FEstmtx(2,6) = -a2*XEstmtx(2)*a0 + a3*XEstmtx(4)*a0;

FEstmtx(3,1) = a3*XEstmtx(6);
FEstmtx(3,3) = 1-ts*XEstmtx(6);
FEstmtx(3,4) = -ts*XEstmtx(5);
FEstmtx(3,5) = -ts*XEstmtx(4);
FEstmtx(3,6) = a3*XEstmtx(1) - ts*XEstmtx(3);

FEstmtx(4,2) = FEstmtx(3,1);
FEstmtx(4,3) =-FEstmtx(3,4);
FEstmtx(4,4) = FEstmtx(3,3);
FEstmtx(4,5) = ts*XEstmtx(3);
FEstmtx(4,6) = a3*XEstmtx(2) - ts*XEstmtx(4);

FEstmtx(5,1) = -a4*XEstmtx(4);
FEstmtx(5,2) =  a4*XEstmtx(3);
FEstmtx(5,3) =  a4*XEstmtx(2);
FEstmtx(5,4) = -a4*XEstmtx(1);
FEstmtx(5,5) = 1-a5;

fmtx    = FEstmtx;
Amtx    = FEstmtx;
Amtx(1,6)= 0;
Amtx(2,6)= 0;
Amtx(3,6)= 0;
Amtx(4,6)= 0;

% ************************************
% K(k) = F(k)*P(k)*HT*inv[H*P(k)*HT+R]GAIN DE KALMAN
% ************************************

Kmtx = FEstmtx*Pmtx*HEstmtx'*inv(HEstmtx*Pmtx*HEstmtx'+Rmtx);
```

```
% ****************************
% XEstn = f(XEst,U)+K*[Y-H*XEst]
% ****************************

XEstnmtx = Amtx*XEstmtx+GEstmtx*Umtx+Kmtx*(Ymtx-HEstmtx*XEstmtx);

% ***********************************
% Pnmtx = F*P*FT+Q-K*(H*P*HT+R)*KT
% ***********************************

Pnmtx=FEstmtx*Pmtx*FEstmtx'+Qmtx-Kmtx*(HEstmtx*Pmtx*HEst-
mtx'+Rmtx)*Kmtx';

XEstmtx = XEstnmtx;
Pmtx    = Pnmtx;

IdsEst(k+1)  = XEstmtx(1);
IqsEst(k+1)  = XEstmtx(2);
PhidrEst(k+1)= XEstmtx(3);
PhiqrEst(k+1)= XEstmtx(4);
OmegaEst(k+1)= XEstmtx(5);
RrEst(k+1)   = XEstmtx(6)*Lr;


end
```

ANNEXE II

PARAMÈTRES DU MOTEUR SAYNCHRONE UTILISÉ EN SIMULATION

Tableau - II.1

R_s (Ω)	0.095	Résistance d'une phase statorique
R_r (Ω)	0.075	Résistance d'une phase rotorique
x_s (Ω)	0.151	Réactance de fuite statorique
x_r (Ω)	0.151	Réactance de fuite rotorique
X_m (Ω)	6.03	Réactance principale
U_n (V)	460	Tension nominale
P_n (W)	74600	Puissance active nominale
f (Hz)	60	Fréquence d'opération
p	2	Nombre de paires de pôles
J ($kg.m^2$)	5	Moment d'inertie

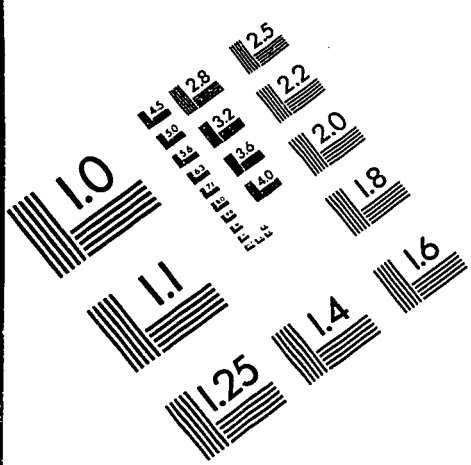
ANNEXE III

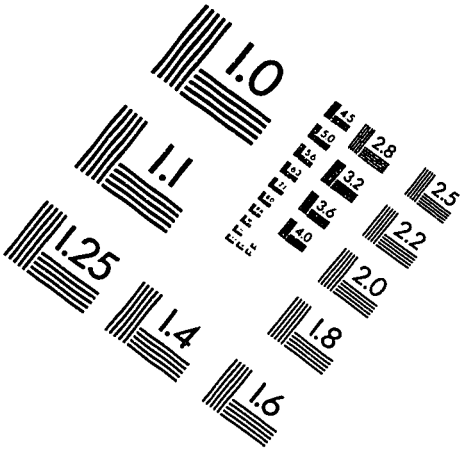
PARAMÈTRES DE LA GÉNÉRATRICE ASYNCHRONE

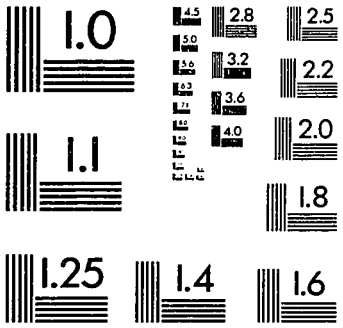
Tableau - III.1

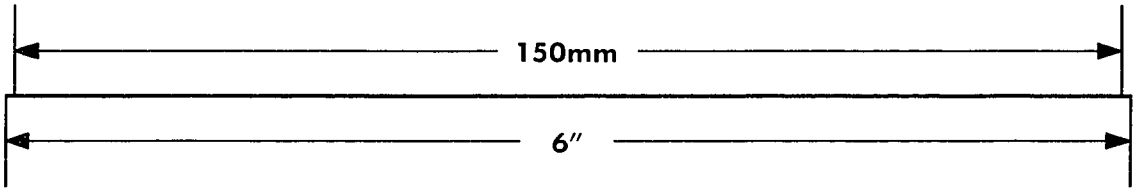
R_s (Ω)	0.129	Résistance d'une phase statorique
R_r (Ω)	0.10	Résistance d'une phase rotorique
x_s (Ω)	1.33	Réactance de fuite statorique
x_r (Ω)	1.19	Réactance de fuite rotorique
X_m (Ω)	20.4	Réactance principale
f (Hz)	60	Fréquence d'opération
U_n (V)	4160	Tension nominale
I_n (A)	288	Courant nominal
P_n (W)	1500000	Puissance active nominale
C_n (Nm)	52478	Couple nominal
Fp (%)	76.5	Facteur de puissance nominal
η_n (%)	94.5	Rendement nominal
g_n (%)	-1.12	Glissement nominal (en génératrice)
p	13	Nombre de paires de pôles
J ($kg.m^2$)	1790.7	Moment d'inertie

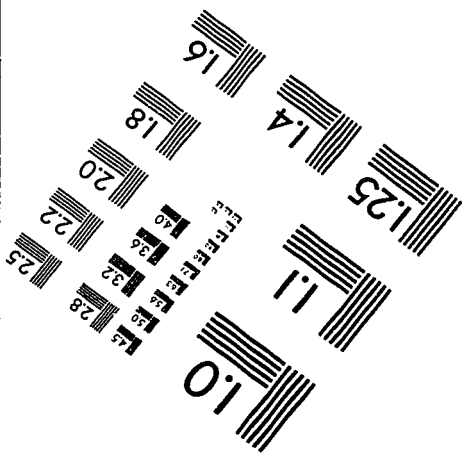
IMAGE EVALUATION
TEST TARGET (QA-3)

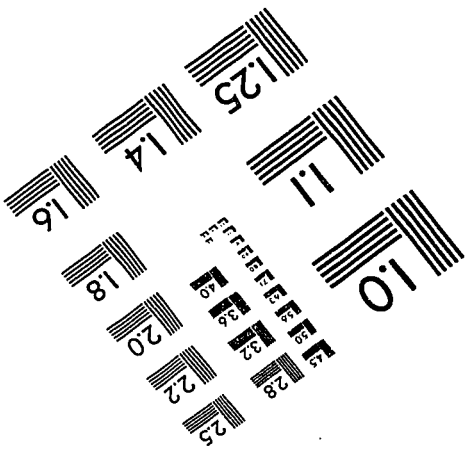












APPLIED IMAGE, Inc
1653 East Main Street
Rochester, NY 14609 USA
Phone: 716/482-0300
Fax: 716/288-5989

© 1993, Applied Image, Inc., All Rights Reserved

INFORMATION TO USERS

This manuscript has been reproduced from the microfilm master. UMI films the text directly from the original or copy submitted. Thus, some thesis and dissertation copies are in typewriter face, while others may be from any type of computer printer.

The quality of this reproduction is dependent upon the quality of the copy submitted. Broken or indistinct print, colored or poor quality illustrations and photographs, print bleedthrough, substandard margins, and improper alignment can adversely affect reproduction.

In the unlikely event that the author did not send UMI a complete manuscript and there are missing pages, these will be noted. Also, if unauthorized copyright material had to be removed, a note will indicate the deletion.

Oversize materials (e.g., maps, drawings, charts) are reproduced by sectioning the original, beginning at the upper left-hand corner and continuing from left to right in equal sections with small overlaps. Each original is also photographed in one exposure and is included in reduced form at the back of the book.

Photographs included in the original manuscript have been reproduced xerographically in this copy. Higher quality 6" x 9" black and white photographic prints are available for any photographs or illustrations appearing in this copy for an additional charge. Contact UMI directly to order.

UMI®

Bell & Howell Information and Learning
300 North Zeeb Road, Ann Arbor, MI 48106-1346 USA
800-521-0600

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ANALYSE PAR ACTIVATION NEUTRONIQUE DE L'ARGILE QUÉBÉCOISE UTILISÉE POUR LA FABRICATION DE LA CÉRAMIQUE AMÉRINDIENNE

MOHAMMED OUSMOÏ

DÉPARTEMENT DE GÉNIE MÉCANIQUE

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION

DU DIPLÔME DE PHILOSOPHIATE DOCTOR (Ph.D.)

(GÉNIE NUCLÉAIRE)

JUIN 1998

©Mohammed Ousmoï, 1998