

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE

LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DE BATNA

FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Laboratoire des Systèmes Propulsion-Induction Electromagnétiques

**LSP-IE** Batna

## **THESE**

Pour l'obtention du diplôme de Doctorat en Sciences

Présenté Par

**Saïd DRID**

*(Ing., Magister en Electrotechnique, Maître Assistant à l'Université de Batna)*

**Contribution à la Modélisation et à la  
Commande Robuste d'une Machine à Induction  
Double Alimentée à Flux Orienté avec  
Optimisation de la Structure d'Alimentation :  
Théorie & Expérimentation**

Soutenu le **09/11/2005** devant le jury composé de :

Dr. M-S Boucherit	Professeur	ENP Alger	Président
Dr. M-S Naït-Saïd	Professeur	Univ. Batna	Rapporteur
Dr. M. Tadjine	Maître de conférences	ENP Alger	Rapporteur
Dr. M. Bettayeb	Professeur	Univ. Sharjah UAE	Examineur
Dr. F. Boudjamaa	Professeur	ENP Alger	Examineur
Dr. A. Makouf	Maître de conférences	Univ. Batna	Examineur
Dr. N. Goléa	Maître de conférences	C.U. Oum-Bouaghi	Examineur

2005

## REMERCIEMENTS

Ce travail a été préparé au sein du Laboratoire des Systèmes Propulsion-Induction Electromagnétiques **LSP-IE**, sous la direction du Dr. A. Makouf, de l'université de Batna avec la collaboration du Laboratoire de Contrôle des Processus, sous la direction du Prof. F. Boudjema, de l'Ecole National Polytechnique d'Alger (*ENP*).

Ainsi, je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à mes deux encadreurs :

Monsieur Dr. **Mohamed-Saïd Naït-Saïd**, Professeur à l'Université de Batna, de m'avoir proposé le sujet de cette thèse et en me faisant profiter de ses conseils judicieux, son savoir faire et ses grandes compétences dans le domaine des machines électriques et de leurs commande, et de m'avoir aidé et guidé avec une grande efficacité. Je le félicite de la patience dont il a su faire preuve à mon égard et qu'il soit assuré de ma plus profonde reconnaissance.

Monsieur Dr. **Mohamed Tadjine**, Maître de Conférences à l'ENP Alger, de m'avoir fait profité de ses grandes qualités d'Automaticien et pour ses qualités humaines pleines de respect et de gentillesse qui ont été pour moi une source de motivation et d'exemplarité.

J'adresse mes plus vifs remerciements à Monsieur **M-S Boucherit**, Professeur à l'ENP Alger pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ma thèse.

Mes remerciements vont de même aux autres membres de jury examinateurs qui m'ont fait l'honneur de participer au jury de ma thèse. Il s'agit, en l'occurrence de :

Dr. **M. Bettayeb** Professeur, à l'Université de Sharjah *UAE*

Dr. **F. Boudjamaa** Professeur, à l'ENP Alger

Dr. **A. Makouf** Maître de conférences, à l'Université de Batna

Dr. **N. Goléa** Maître de conférences, au Centre Universitaire d'Oum-Bouaghi

Je suis extrêmement reconnaissant à Messieurs Dr N. Naït-Saïd et Dr A. Makouf, Maître de conférences à l'Université de Batna, pour leurs aides précieux, la pertinence de leurs remarques et pour leurs disponibilités sans faille.

Que le Dr M. Kadjoudj, Maître de Conférences à l'Université de Batna, soit aussi bien remercié pour l'intérêt qu'il porte à notre travail.

Je tiens aussi à remercier Mesdames F. Ezzahra Louai, F. Zidani, Melle F.Z. Kadid, Maître de Conférences et Madame S. Rebouh, maître assistante à l'Université de Batna, pour leurs encouragements incessants.

Que Monsieur R. Abdessamed, Professeur à l'Université de Batna et Monsieur A Benoudjit, Maître de Conférences à l'Université de Batna, trouvent dans ce travail mes plus sincères remerciements pour leurs encouragements.

Sans oublier de remercier A. Haddoun, Dj. Benoudjit, A. Bezziane, A. Menacer, K. Chaibainou, S. Taibi, S. Bendib et N. Benoudjit pour leur amitiés et leurs encouragements.

Je tiens par ailleurs à remercier vivement tous les enseignants du département d'électrotechnique l'Université de Batna pour le respect et l'ambiance dans le travail digne d'un grand département, et particulièrement Monsieur le chef de département **Khaled Chikhi**.

Saïd DRID

Laboratoire LSP-IE'2000 Batna, le 13/06/2005.

## Avant propos

L'organisation de la présente thèse est faite en sorte que chaque chapitre contienne sa propre bibliographie, même si on a tendance à répéter certaines références. Les travaux de recherches consignés par la présente thèse ont été concrétisés par plusieurs publications et communication, nationales et internationales dont :

### PUBLICATIONS : (Revue)

#### 1. *IEE* : 'Accepté', UK

**S. Drid**, M.S. Nait-Said and M. Tadjine, "Efficient Nonlinear Fluxes Orientation Control for Doubly Fed Induction Motor with Transient Torque Optimization" provisionally accepted for publication in *IEE Proc. Control Theory & Applications*,UK

#### 2. *Electric Power Components & Systems Journal*:

**S. Drid**, M.S. Nait-Said and M. Tadjine, "Double flux oriented control for the doubly fed induction motor," accepted and to appear in *Electric Power Components & Systems Journal*, Vol.33, No.10, October 2005,USA.

#### 3. *Journal of Electrical Engineering* Elektrotechnický časopis JEEEC:

**S. Drid**, M. Tadjine and M.S. Nait-Said, "Nonlinear Feedback Control and Torque Optimization of a Doubly Fed Induction Motor, " *Journal of Electrical Engineering Elektrotechnický časopis*, JEEEC, Vol.56, No.3-4, 2005, pp. 57-63, Slovakia.

#### 4. *Journal of Electrical Engineering JEE*:

**S. Drid**, M.S. Nait-Said and M. Tadjine, "The Doubly Fed Induction Machine Modeling In The Separate Reference Frames," *Journal of Electrical Engineering*, JEE, Vol.4, No.1, 2004, pp.11-16, Romania.

#### 5. *Revue Sciences & technologie* :

**S. Drid**, M.S. Nait-Said and M. Tadjine, "Commande vectorielle par double orientation des flux (CVDOF) : Application au moteur asynchrone double alimenté," article accepté pour publication dans la *Revue Sciences & technologie*, Constantine, 2005, Algérie.

### COMMUNICATIONS : (Conférences)

1. **S. Drid** M.S. Nait-Said, " Modélisation Vectorielle d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation dans les Référentiels Séparés," Proceedings of the Conference on Electrical Engineering, CEE'02, 10-11 December2002, Batna, Algeria

2. **S. Drid**, M.S. Naït-Saïd, M. Tadjine and A. Menacer, “The Doubly Fed Induction Generator Modeling in the Separate Reference Frames for an Exploitation in an Isolated Site with Wind Turbine,” Third IEEE International Conference on Systems, Signals & Devices SSD'05, March 21-24, 2005, Sousse - Tunisia
3. **S. Drid**, M. Tadjine and M.S. Naït-Saïd, “Vector Control of Doubly Fed Induction Motor Based on the Feedback Linearization Approach,” First International Conference on Electrical Systems, PCSE'05, 9-11 May 2005, Electrical Engineering Institute, Oum El Bouaghi University, Algeria.

# **SOMMAIRE**

<b>NOTATIONS</b>	1
------------------	---

## CHAPITRE 0 **INTRODUCTION GENERALE**

0.1	Contexte	2
0.2	Problématique	3
0.3	Contributions	4
0.4	Structure de la thèse	6
0.5	Références bibliographiques	7

## CHAPITRE 1 **EVOLUTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ALIMENTEE (DFIM) : Structures et Commandes**

1.1	Introduction	10
1.2	Commande AC à vitesse variable	12
1.3	Fonctionnement à quatre quadrants de la DFIM	14
1.4	Stabilité & structures conventionnelles de la DFIM	16
1.5	La commande vectorielle de la DFIM	18
1.6	Machines DFIM sans balais (BDFIM)	23
1.7	Conclusion	24
1.8	Références bibliographiques	25

## CHAPITRE 2 **MODELISATION VECTORIELLE DE LA DFIM DANS LES REFERENTIELS SEPARES**

2.1	Introduction	29
2.2	Modélisation vectorielle de la DFIM	30
2.3	Modélisation de la DFIM dans le référentiel commun	39

2.4	DFIM en boucle ouverte	41
2.5	Problèmes liés à la modélisation dans le référentiel commun	43
2.6	Validation du modèle de la DFIM dans le référentiel séparé	45
2.7	Discussions	46
2.8	Etude de la stabilité	47
2.9	Modélisation de la DFIM en mode générateur	51
2.10	Conclusion	56
2.11	Références bibliographiques	56

CHAPITRE 3

**COMMANDE VECTORIELLE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE DOUBLE  
ALIMENTE PAR DOUBLE ORIENTATION DES FLUX**

3.1	Introduction	59
3.2	Modèle de la DFIM tout-flux	60
3.3	Commande vectorielle par double orientation des flux	62
3.4	Simulation	66
3.5	Conclusion	71
3.6	Références bibliographiques	72

CHAPITRE 4

**COMMANDE VECTORIELLE ROBUSTE BASEE SUR L'APPROCHE DE  
LINEARISATION PAR RETOUR D'ETATS ET AVEC  
OPTIMISATION DU COUPLE**

4.1	Introduction	74
4.2	Commande vectorielle par double orientation des flux	75
4.2.1	Commande vectorielles basé sur la linéarisation par retour d'états	75
4.2.2	Facteur d'optimisation de couple (T.O.F)	77
4.3	Commande vectorielle robuste	81
4.4	Simulation	84
4.5	Résultats expérimentaux	87
4.6	Conclusion	90
4.7	Références bibliographiques	91

CHAPITRE 5

**COMMANDE SCALAIRE DE LA DFIM EN VUE DE SON APPLICATION DANS  
UN SITE ISOLE AVEC ENTRAINEMENT PAR SYSTEME A ENERGIE EOLIENNE**

5.1	Introduction	93
5.2	Régulation de la tension et de la fréquence à vitesse variable	95
5.2.1	Fonction de transfert des tensions, stator-rotor (Cause-Effet)	95
5.2.2	Implantation d'une commande scalaire de la tension du stator	98
5.2.3	Résultats expérimentaux en BO	99
5.3	Expérimentation en BF	100
5.4	Conclusion	103
5.5	Références bibliographiques	103

CHAPITRE 6

**CONCLUSION GENERALE**

6.1	Problématique et solutions	105
6.2	Perspectives	106

	ANNEXE	108
--	--------	-----

## NOTATIONS ET SYMBOLES (\*)

$s, r$	: Indice du rotor, du stator.
$d, q$	: Indices des composantes orthogonales directe et en quadrature
$\bar{x}$	: Grandeur complexe tel que : $\bar{x} = x_d + jx_q$ où $j = \sqrt{-1}$
$\bar{x}$	: peut être tension $\bar{u}$ , courant $\bar{i}$ ou flux $\bar{\phi}$
$\bar{x}^*$	: Complexe conjugué
$R_s, R_r$	: Résistance statorique, rotorique
$L_s, L_r$	: Inductance cyclique propre statorique, rotorique
$T_s, T_r$	: Constante de temps statorique, rotorique ( $T_{s,r} = L_{s,r} / R_{s,r}$ )
$\sigma$	: Coefficient de dispersion total
$M$	: Inductance cyclique mutuelle stator-rotor
$\theta$	: Position absolue du rotor
$\delta$	: Angle de charge
$\rho_s, \rho_r$	: Angle de repérage absolue du flux stator, rotor
$\Omega$	: Vitesse du rotor
$\omega_s$	: Pulsation des courants statoriques
$\omega_r$	: Pulsation des courants rotoriques
$P$	: Nombre de paires de pôles
$J$	: Moment d'inertie
$C_r$	: Couple résistant
$C_{el}$	: Couple électromagnétique
$réf$	: Indice indiquant la référence (la consigne)
$\sim$	: Symbole indiquant la mesure
$\wedge$	: Symbole indiquant l'estimation
$*$	: Symbole indiquant la commande
$\perp$	: Symbole indiquant l'orthogonalité vraie entre les flux
DFIM, DFIG	: Doubly Fed Induction Machine/Generator
CVDOF	: Commande Vectorielle par Double Orientation de Flux
TOF	: Torque Optimisation Factor

---

(\*) : D'autres notations et symboles spécifiques peuvent être définis dans les chapitres, s'il y a lieu

CHAPITRE 0  
**INTRODUCTION GENERALE**

- 0.1 CONTEXTE
- 0.2 PROBLEMATIQUE
- 0.3 CONTRIBUTIONS
- 0.4 STRUCTURE DE LA THESE
- 0.5 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

## CHAPITRE 0

# INTRODUCTION GENERALE

### 1.1 CONTEXTE

Dans certains pays industriels, les pompes et les ventilateurs peuvent consommer jusqu'à 50% de l'énergie électrique installée [1-3]. Ils sont employés dans le traitement des eaux usées, pour l'approvisionnement en eau potable, dans les grands circuits de refroidissement industriels, pour l'aération et l'extraction des vapeurs des tunnels, etc.

Les puissances mises en jeu sont assez grandes et allant dans le sens de justifier l'emploi de la machine asynchrone double alimenté *DFIM* (*en anglais : Doubly Fed Induction machine*) dans les entraînements à vitesse variable. Ce qui permet de réaliser une meilleure maîtrise des transferts des puissances avec des rendements nettement améliorés [1-3].

Connue depuis la fin du 19<sup>ème</sup> siècle [4], la *DFIM* est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures : le stator et le rotor. Elle a été d'abord étudiée pour être utilisée en tant que moteur à grande vitesse. Les problèmes d'instabilités rencontrées dès lors l'ont fait abandonner pour un temps [5-6].

Grâce au progrès contemporain des technologies modernes, l'utilisation de la *DFIM* semble devenir une solution plus indiquée pour les applications où le couple résistant est proportionnel au carré de la vitesse (pompes et ventilateurs) [3], [7-9]. L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance avec toutes les possibilités de récupération ou d'injection d'énergie dans les enroulements de la machine [9].

Il est bien établi que la commande vectorielle par orientation du flux de la machine asynchrone à rotor à cage présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable. Cette solution demeure aussi attractive pour le cas de la machine asynchrone double alimentée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur. En effet, la commande par orientation du flux est un moyen intéressant pour s'affranchir des non-linéarités que présente le modèle de la machine exceptionnellement la *DFIM*. Le fonctionnement moteur de la *DFIM* donne lieu à une meilleure gestion des puissances par l'adoption de contrôle adéquat de l'alimentation de ses armatures. En fonctionnement générateur, elle convient mieux pour la génération de l'énergie à fréquence constante avec entraînement à vitesse variable (éoliennes). Un des avantages de la double alimentation est que le circuit du rotor peut être piloté par un convertisseur de fréquence de puissance relativement faible par rapport au stator. Ainsi au niveau du rotor, un convertisseur de haute commutation pourra être employé afin de réaliser de hautes performances dynamiques en terme de temps de réponse, de minimisation d'harmoniques et d'amélioration des rendements [10-19].

## **1.2 PROBLEMATIQUE**

La stabilité naturelle (en BO) de la machine asynchrone conventionnelle (une seule excitation), en l'occurrence la machine à cage, est garantie par la relation fondamentale de l'autopilotage réalisant l'asservissement de la vitesse par la fréquence du stator. Par conséquent, les deux forces magnétomotrices (*f<sub>mm</sub>'s*) du stator et du rotor deviennent synchronisées. En

double excitation, la rotation des *fmm*'s devient fonction des fréquences imposées par les deux sources d'alimentation externes, de ce fait une certaine synchronisation entre elles est exigée afin de garantir une stabilité à la machine. Par analogie, on est donc en présence du problème de stabilité de la machine synchrone. En effet, les fréquences imposées par les deux sources externes confèrent à la machine asynchrone double alimentée une vitesse constante comme le cas de la machine synchrone [5-6]. Le caractère asynchrone de la machine sera référé à la différence de rotation des deux champs tournant imposés par les deux alimentations externes.

Donc on est en présence d'une machine à caractère ambivalent synchrone et asynchrone. Ainsi, il apparaît que son modèle en vue de sa commande est non seulement non linéaire comme le cas de la machine asynchrone mais possédant une difficulté supplémentaire inhérente à la connaissance de l'angle de charge (caractère synchrone), dont son estimation n'est pas aisée. La *DFIM* constitue d'emblée un sérieux candidat pour l'automatique non linéaire. Déjà à noter qu'en BO l'injection des puissances dans les armatures de la machine doit obéir à une certaine logique de stabilité qui devrait être préalablement étudiée. Ainsi, toute contribution apportée pour solutionner ce problème non linéaire particulier (de la *DFIM*) doit être basée sur l'idée de le contourner complètement en allant vers un modèle de la machine donné dans sa plus simple expression.

### 1.3 CONTRIBUTIONS

S'inscrivant dans le cadre de la problématique susmentionnée les contributions principales de cette thèse sont énumérées comme suit :

1. **Modélisation vectorielle de la DFIM dans des référentiels séparés—**

Elle permet d'outrepasser le problème de l'estimation de l'angle de charge lorsque les référentiels communs conventionnels sont utilisés. Aussi bien pour le cas moteur que générateur, une validation expérimentale a justifié largement cette modélisation proposée.

2. **Commande par double orientation des flux statorique et rotorique par l'usage des correcteurs PI conventionnels—**

La commande de la *DFIM* est ramenée à celle d'une machine idéalisée dont les transferts

entrée-sortie pour le contrôle du couple et de la magnétisation sont ceux d'un premier ordre élémentaire. Les simulations ainsi effectuées sur le modèle linéaire équivalent et le modèle de la commande dans sa version complète de la DFIM montrent une convergence concordante entre ces deux modèles, et par la même la validation théorique du concept de la double orientation du flux.

3. **Estimation et contrôle de l'angle de charge**—Dans le souci de renforcer l'orthogonalité entre les deux flux statorique et rotorique, un contrôle direct de l'angle de charge est réalisé, d'où son estimation, par le biais des équations rigides flux-courants calibrée par deux nouvelles positions orthogonales des flux en question.
4. **Commande non linéaire robuste basée sur la stratégie de la double orientation du flux**—L'usage des retours d'états non linéaire linéarisants amène toujours le modèle de commande de la machine vers sa plus simple expression définie précédemment. Une étude de stabilité globale est donnée par la fonction de Lyapunov. La commande est si puissante que l'orthogonalité flux-couple a été strictement observée. Enfin, l'usage des modes glissants immunise complètement la commande contre les variations paramétriques et autres. La stabilité de cette dernière commande est largement garantie par la fonction de Lyapunov.
5. **Facteur d'optimisation du couple transitoire**—Il permet non seulement de garder et les courants et les flux à des niveaux acceptables lors de l'action de la commande proposée mais aussi de garantir une sauvegarde de l'énergie (*Energy Saving*). La principale caractéristique de ce TOF (*Torque Optimization Factor*) est qu'il est ajustable.
6. **Elaboration d'une fonction de transfert complexe cause à effet pour le cas générateur**—C'est une idée aboutissant à l'utilisation d'une commande scalaire simple pour pouvoir utiliser la DFIM dans les sites isolés dont l'entraînement est donné par énergie éolienne. C'est une commande réalisée par un seul convertisseur au rotor pour contrôler les paramètres du stator en l'occurrence la constance de la tension et de la fréquence (charge).

**7. Validation expérimentale des commandes proposées par le biais du dSPACE DS1103—Validation concernant les points 4, 5 et 6.**

**1.4 STRUCTURE DE LA THESE**

La présente thèse est organisée comme suit :

*Chapitre 0 : Introduction Générale*

Ce chapitre concerne la présente introduction indiquant contexte, problématique, contribution et structure de la thèse.

*Chapitre 1 : Evolution de la Machine Asynchrone Double Alimentée, Structures et Commandes*

Ce chapitre retrace un survol sur l'introduction de la machine asynchrone double alimentée dans les commandes type AC. Il ressort qu'un intérêt certain est accordé pour l'usage de la machine double alimenté dans ses diverses applications.

*Chapitre 2 : Modélisation de la Machine Asynchrone Double Alimentée dans les Régimes séparés*

A travers ce chapitre, on essaye d'aborder la modélisation de la machine à induction à rotor bobiné, en mode double alimentée. Ceci a pour objectif la connaissance du comportement de ce type de machine dans ses différents régimes de fonctionnement vu son caractère spécifique.

*Chapitre 3 : Commande Vectorielle d'un Moteur Asynchrone Double Alimenté par Double Orientation des Flux*

Dans le présent chapitre, il sera proposé une loi de commande pour la DFIM basée sur la double orientation des flux du stator et du rotor en leur imposant une orthogonalité entre eux pour disposer d'une commande linéaire et découplée du modèle de la machine, donné dans sa plus simple expression avec un couple optimal.

Chapitre 4 : Commande Vectorielle Robuste Basée sur l'Approche de Linéarisation par Retour d'Etats et avec Optimisation du Couple

Ce chapitre traite de la commande vectorielle présentée dans le chapitre précédant en utilisant la linéarisation par retour d'états non-linéaire afin d'améliorer les performances de la commande de la machine. La conception de cette commande est basée sur l'approche de Lyapunov. Associée à un contrôle par mode glissant, elle devient robuste contre les variations paramétriques et aux bruits de mesures. La stabilité asymptotique globale du système global est théoriquement prouvée par la fonction de Lyapunov. En outre, un nouveau facteur d'optimisation de couple TOF, (*en anglais* : *Torque Optimisation Factor*) sera proposé pour une meilleure gestion des courants et des flux dans la machine, ainsi que pour la réalisation de la sauvegarde de l'énergie (*energy saving*).

Chapitre 5 : Commande Scalaire de la DFIM en vue de son application dans un site isolé avec entraînement par système à énergie éolienne

A travers ce chapitre, la DFIM est utilisée pour la génération d'énergie électrique dans un site isolé. Ceci est considéré comme une solution écologique intéressante. Le générateur à induction double alimenté est davantage adapté pour cette application, parce qu'il reçoit une vitesse variable sur son arbre, due à la vitesse variable du vent, et il doit produire une tension à amplitude et fréquence constantes côté charge.

Enfin, ce travail sera clôturé par une conclusion générale

## **1.5 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES**

- [1] Bose B.K., Power Electronics and AC Drives, *Prentice Hall, Englewood Cliffs*, New Jersey 1987.
- [2] O'Kelly D., Performance and Control Electrical Machines, Mc GRAW HILL Books Company, Printed in Great Britain, University Press, Cambridge 1991.
- [3] Leonhard W., Control Electrical Drives, Springer verlag Berlin Heidelberg 1985. Printed in Germany.

- [4] Herschdorfer J., “Theory of the double field induction motor,” *Archiv fur electrotechnik*, vol. 26, pp. 620–625, 1932.
- [5] Prescott J.C. and Raju B.P., “The inherent instability of induction motors under condition of double supply,” *The Institute of Electrical Engineers Monograph, No 282U*, pt. Part C, vol. 105, pp. 319–330, Jan.1958.
- [6] Martínez J., Dortolina C., Villamediana H., Peña W. and Beuses J. “Asynchronous Motor Protection Against Dynamic Instabilities, ” *IEEE Trans. On Industry Applications* Vol. 36, No 4, July/Augst 2000, pp.978-985.
- [7] Gerald M. Brown et al, “High–Power Cycloconverter Driver for Double–fed Induction Motors,” *IEEE Trans. on Industry Electronics* Vol.39, No.3, June 1992, pp.230-240.
- [8] Roger G. Lawrence and David F. Davidson, “The Construction, Testing, and Installation of a 6500 r/min 15 000-hp Adjustable-Speed Electric Drive for a Centrifugal Gas Compressor” *IEEE Trans. On Industry Applications*,Vol 24, No4, July –August 1988, pp.620-627.
- [9] Fan Liao, Sheng Ji and Lipo A., “A New Energy Recovery Scheme for Doubly fed, Adjustable-Speed Induction Motor Drives” *IEEE Trans. On Industry Applications*, Vol.27, No4, July–August 1991, pp.728-733
- [10] Ion Boldea, “Control of Electric Generators: A Review,” *Proceedings IEEE conference*, 2003, pp. 972-280.
- [11] Rongve K.S., Naess B.I., Undeland M. and Gjengdal T., “Overview of torque control of a doubly fed induction generator” *Proceedings IEEE Power tech conference*, June 23-26,Bologna,Italy, 2003.
- [12] Hansen L.H. et al, “Generartor and Power Electronics Technology for Wind Turbines” *IECOM’01 The 27<sup>th</sup> Annual Conference IEEE Industrial Electronics Society* pp. 2000-2005
- [13] Müller S., Deicke M. and Rikw Edoncker, “Doubly fed incution generator systems for wind turbines,” *IEEE Industry Applications Magazine* May/June 2000, pp26-33.
- [14] Kelber C., Schumacher W. “Adjustable Speed Constant Frequency Energy Generation with Doubly Fed Induction Machines, ” *European*

- Conference of Variable Speed in Small Hydro (VSSH<sub>y</sub>), in Grenoble,2000.
- [15] Kelber C., Schumacher W. « Control of Doubly fed induction Machine as an Adjustable Motor/Generator », European Conference of Variable Speed in Small Hydro (VSSH<sub>y</sub>), in Grenoble,2000.
- [16] Djurovic M., and al, “Double Fed Induction Generator with Two Pair of Poles,” *Conferences of Electrical Machines and Drives (IEMDC)* , 11-13 September 1995, *Conference Publication*, N°412 IEE 1995.
- [17] Longya Xu, Wei Cheng, “Torque and Reactive Power control of a Doubly Fed Induction Machine by Position Position Sensorless Scheme, ” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31,n° 3, May/June 1995, pp 636-642.
- [18] Wang S. and Ding Y., “Stability Analysis of Field Oriented doubly Fed induction Machine drive Based on Computed Simulation,” *Electrical Machines and Power Systems* (Taylor & Francis), 1993.
- [19] Hirofumi A. and Hikaru S., “Control and Performance of a Doubly-Fed Induction Machine Intended for a Flywheel Energy Storage System,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.17, N°:1, January 2002 pp: 109-116.

CHAPITRE 1

**EVOLUTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE**

**DOUBLE ALIMENTEE (*DFIM*) :**

Structures et Commandes

- 1.1 INTRODUCTION
- 1.2 COMMANDE EN AC A VITESSE VARIABLE
- 1.3 FONCTIONNEMENT A QUATRE QUADRANTS DE LA *DFIM*
- 1.4 STABILITE & STRUCTURES CONVENTIONNELLES DE LA *DFIM*
- 1.5 LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA *DFIM*
- 1.6 MACHINES *DFIM* SANS BALAIS (*BDFIM*)
- 1.7 APPLICATIONS DE LA *BDFIM*
- 1.8 CONCLUSION

CHAPITRE 1  
**EVOLUTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE**  
**DOUBLE ALIMENTEE (DFIM) :**  
Structures et Commandes

**1.1 INTRODUCTION**

Dans les pays industrialisés, plus de la moitié de l'énergie électrique est utilisée pour la production de la force contre électromotrice destinée aux entraînements électriques à vitesse variable. Dès lors, la diversité de ces applications soutenue avec la recherche des solutions optimales entre performances au sens automatique et au sens énergétique en font un axe de recherche tant convoité aussi bien chez les scientifiques que les industriels. Ces dernières décennies, les progrès enregistrés dans les technologies de l'électronique de puissance et de la microinformatique permettent l'utilisation des machines à courant alternatif dans les applications à vitesse variables. Ainsi, il devient possible de contrôler à haute dynamique des systèmes de plus en plus puissants, de conception compacte et de rendement élevé. Désormais, les moteurs électriques sont excellents pour une variété de raisons [1-2] :

- Gamme de puissance étendue : du Watt au méga-Watt (pompes hydrauliques à couple élevé  $> 10^6$  Nm, les laminoirs, etc. )
- Gamme de vitesse variant de zéro jusqu'à des vitesses  $>10^5$  min<sup>-1</sup> (centrifugeuses)
- Fonctionnement dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse avec les possibilités de récupération d'énergie.
- Rendement élevé, spécialement en contrôle bouclé.
- Disponibilité immédiate pour la mise en marche sans aucune étape préliminaire de marche en ralenti ou de préchauffage.
- Puissance-massique élevée avec plus de fiabilité et de durée de vie.
- Possibilités de surcharges transitoires relativement élevées.
- Couple continu à faibles vibrations.
- Adaptation environnementale (conditions ambiantes, submergées dans les liquides dangereux ou radioactifs, etc.)
- Maniabilité des commandes électriques avec réalisation de meilleures performances possibles (énergétiques et automatiques).

Connue depuis 1899 [3], la machine à induction double alimentée, *DFIM* (de l'anglais, *Doubly Fed Induction Machine*), est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures : le stator et le rotor. Elle a été d'abord étudiée pour être utilisée en tant que moteur à grande vitesse. Les problèmes d'instabilités rencontrés dès lors l'ont fait abandonner pour un temps. Grâce au progrès des technologies précitées, diverses applications de la *DFIM* sont alors devenues possibles dont l'intérêt réside principalement dans les possibilités de contrôle du flux des puissances pour les régimes caractéristiques hypo et hyper-synchrones, cela étant aussi bien dans les fonctionnements moteur que générateur. Dans ce contexte, la théorie de l'orientation du flux, apparue dans le début des années 70 [4-6], appliquée à la *DFIM* avec succès a donné lieu à un outil puissant pour son contrôle [1-2].

Ce chapitre, comprenant six sections, présente un survol bibliographique sur la machine à induction à double alimentation *DFIM* où il sera retracé les principales étapes qui ont marqué son évolution. Dans la section 1.2, il sera donné un récapitulatif des différents types de commandes *AC* des machines à courant alternatif associées à leurs convertisseurs respectifs utilisés dans les applications à vitesse variable. La section 1.3 sera consacrée au fonctionnement de la *DFIM* dans les quatre quadrants du point de vue écoulement des puissances dans les fonctionnements moteur et générateur. La section 1.4 présente succinctement, outre le problème de stabilité inhérent au fonctionnement de la *DFIM* en boucle ouverte, ses structures conventionnelles. Quant à la section 1.5, il sera exposé l'évolution de la commande de la *DFIM*. Enfin, dans la section 1.6 il sera donné un aperçu succinct sur la nouvelle génération des *DFIM*.

## 1.2 COMMANDES AC A VITESSE VARIABLE

Les commandes *AC* d'une machine électrique exigent un convertisseur de puissance capable de réaliser la variation de sa vitesse. Le passage de la tension du réseau à amplitude et fréquence constantes à une tension de commande réglable en amplitude et en fréquence est souvent exécuté en deux étages (*AC-DC* et *DC-AC*), comme le montre la figure (1.1).

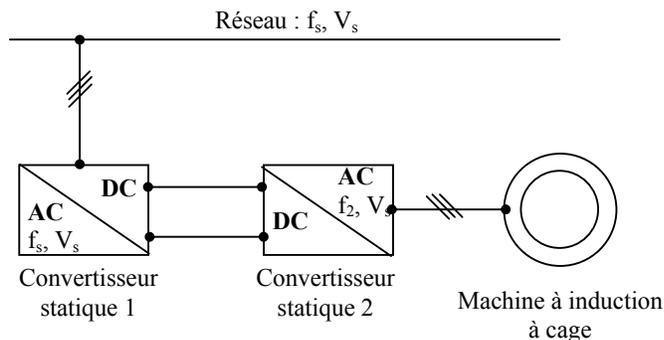


Fig. (1.1) Commande réglable de la vitesse avec étage DC

Le convertisseur du côté réseau (*AC-DC*) est un redresseur contrôlé (à thyristors) ou non (à diodes). Celui du côté machine (*DC-AC*) est un onduleur pouvant produire des tensions alternatives d'amplitude et de

fréquence variables. Ce convertisseur à deux étages peut être réversible, dans le cas de la génération d'énergie. Il est assez développé dans l'industrie pour les différents types de machines d'autant plus que les cycloconvertisseurs (à un seul étage de conversion) sont maintenant disponibles. Le tableau (1.1) récapitule l'ensemble des machines et des convertisseurs les plus employés dans les commandes AC à vitesse variable [1-2].

Convertisseurs de puissance		Conversion avec un étage à courant continu				Conversion Directe
Machines AC		Onduleurs de tension à transistor	Onduleurs de tension à thyristor GTO	Onduleurs de courant à thyristor GTO (Commutation forcée)	Onduleurs de courant à thyristor (Commutation naturelle)	Cycloconvertisseur
		A	B	C	D	E
machine synchrone à aimant permanent	1	Petites puissances, hautes performances dynamiques (servomoteurs) 10kW	Puissances moyennes et grandes 1MW			
Machine à Reluctance	2		Petites et moyennes puissances 100kW			
Machine à Induction à cage	3	Petites puissances, performances dynamiques élevées de vitesse (servomoteur) 100kW	Puissances moyennes et grandes performances dynamique élevée 2MW	Moyennes et grandes puissances, à grande vitesse 4MW		Grandes puissances, faibles vitesses, hautes performances dynamiques 7.5Mw
Machine à rotor bobiné double alimenté DFIM	4				Grandes puissances mode hypo-synchrone Scherbius 20MW	Grandes puissances, vitesse variable 3MW
Machine synchrone avec amortisseurs	5				Grandes puissances à grande vitesse, 20MW	Grandes puissances, faibles vitesses, hautes performances dynamiques 10MW

Tableau 1.1 : Synthèse des commandes AC à vitesses variables [1].

L'examen du tableau 1.1 fait ressortir les constatations suivantes :

- (i) Les trois des cinq machines (1, 2 et 5) sont du type synchrone à stator bobiné (naturellement) : (1) est à aimant permanent, (2) à reluctance variable sans enroulement au rotor alors que (5) est à rotor bobiné.

(ii) Les machines (3) et (4) sont du type asynchrone ou à induction dont (3) est à rotor à cage et (4) à rotor bobiné en mode double alimenté. Les applications de la commande AC exigeant une plage de variation de vitesse limitée de 20% autour de la vitesse de synchronisme peuvent être réalisées par les machines à induction double alimentées [3].

### 1.3 FONCTIONNEMENT A QUATRE QUADRANTS DE LA DFIM

La *DFIM* est parfaitement commandable si toutefois le flux des puissances est bien contrôlé dans les enroulements du rotor [7]. Puisque la *DFIM* peut fonctionner en moteur comme générateur aux vitesses hypo-synchrones et hyper-synchrones, il y a à distinguer quatre modes opérationnels caractéristiques de la machine. Le principe de la commande de la *DFIM* en ces modes peut être compris à travers la figure (1.2). Dans cette dernière,  $P_s$ ,  $P_r$  et  $P_m$  désignent respectivement les puissances du stator, du rotor et mécanique.

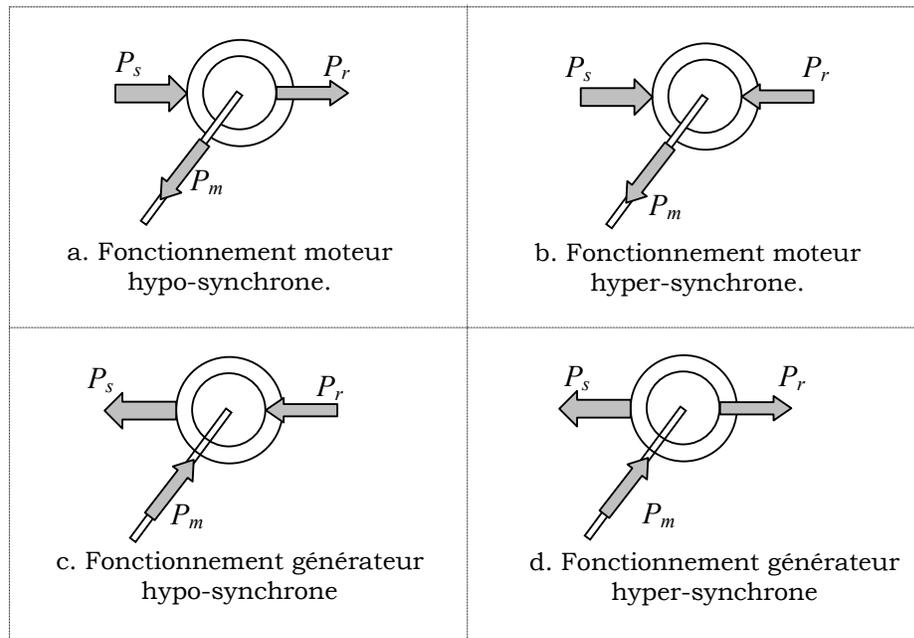


Fig. (1.2) Modes opérationnels caractéristiques de la DFIM

Quand la *DFIM* fonctionne en moteur hypo-synchrone, voir Fig.(1.2a), la puissance  $P_r$  est fournie par le rotor. Ce régime est généralement connu comme mode de récupération d'énergie de glissement. Si la vitesse augmente de sorte que le moteur fonctionne en hyper-synchrone, voir Fig. (1.2b), dans

ce cas la puissance  $P_r$  est absorbée par le rotor. Quand la *DFIM* fonctionne en générateur, elle est entraînée en hypo-synchronisme, voir Fig. (1.2c), la puissance  $P_r$  est alors absorbée par le rotor. Si la vitesse augmente de sorte que le générateur fonctionne en hyper-synchronisme, voir Fig. (1.2d), la puissance  $P_r$  change de direction et le rotor fournit de la puissance pour une éventuelle récupération.

Cependant, pour les applications de motorisation ou de génération où le contrôle de la machine étant seulement effectué du côté du rotor, la plage de variation de vitesse reste quasi-étroite comme illustré par la figure (1.3) [1-2]. En effet, la fréquence du stator est imposée par le réseau (en anglais, *grid*).

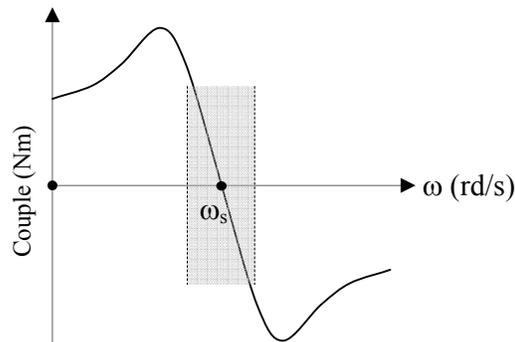


Fig. (1.3) Plage de vitesse de la *DFIM* contrôlée par le rotor uniquement [1-2]

Ainsi étendre cette plage de vitesse, revient à l'utilisation de deux convertisseurs au stator et au rotor ce qui permet de faire glisser librement le point de synchronisme lié à la fréquence du stator.

La nature asynchrone de la *DFIM* permet la production d'énergie électrique de fréquence constante à partir d'un système d'entraînement à vitesse variable autour du point de synchronisme (hypo-synchrone et hyper-synchrone). De tel système possède plus de souplesse du point de vue commande par rapport à ceux utilisant la vitesse fixe comme le cas standard des générateurs synchrones et asynchrones à cage [1]. Comme il donne lieu à une augmentation du rendement près de 10% avec les systèmes d'entraînement à *Diesels* ou hydroélectriques [1-2]. Dans les systèmes de génération à énergie éolienne, l'ajustement de la vitesse de la

*DFIM* est fonction de la vitesse du vent pour permettre une capture d'énergie assez élevée en maximisant le rendement de la turbine. La réduction des oscillations du couple dans le train d'entraînement dûes à la résonance de torsion peut être réalisée avec l'opération à vitesse variable [14].

Dans les deux applications, moteur ou générateur, la *DFIM* permet en même temps de produire un couple et de contrôler le facteur de puissance du côté du stator. D'ailleurs, si le convertisseur, AC/AC utilisé au rotor, est convenablement commandé, les composantes active et réactive de la puissance peuvent être commandées avec de faibles déformations harmoniques [15].

#### **1.4 STABILITE & STRUCTURES CONVENTIONNELLES DE LA *DFIM***

Pendant plusieurs décennies, une activité significative de recherche a été concentrée sur le développement des commandes pour les machines à induction [8]. De point de vue commande, elles représentent un problème de retour d'états complexe, multivariable et nonlinéaire avec incertitudes paramétriques [8]. La machine à induction double alimentée a un caractère très instable en boucle ouverte [9-14], ce qui a tendance à justifier davantage sa commande bouclée et spécialement par les commandes type vectoriel.

Le fonctionnement naturel de la *DFIM* est donné par la contribution des deux armatures statorique et rotorique alimentées par deux sources de courants alternatifs. Ces dernières fournissent à la fois l'excitation pour la magnétisation de la machine en terme d'énergie réactive et la puissance active pour le développement du couple. En double excitation, la rotation des champs tournants du stator et du rotor deviennent fonction des fréquences respectivement imposées par les deux sources d'alimentation externes. De ce fait, une certaine synchronisation entre les deux champs est exigée afin de garantir une stabilité à la machine. Par analogie, on est donc en présence du problème de stabilité de la machine synchrone. En effet, les fréquences imposées par les deux sources externes confèrent à la machine asynchrone double alimentée une vitesse constante comme le cas de la machine synchrone. Par conséquent, sans le recours au contrôle strict de la position relative entre les deux forces magnétomotrices développées par les deux

armatures de la machine, le risque d'instabilité et le décrochage deviennent imminents [12-14].

La machine asynchrone double alimentée présente des avantages distincts par rapport à la machine conventionnelle à cage d'écureuil. Elle peut être alimentée et contrôlée du stator et/ou du rotor et différentes combinaisons sont alors possibles. Le contrôle unilatéral du rotor est préférable puisque le convertisseur statique doit seulement traiter la puissance de glissement à faible commutation. Dans ce cas, les enroulements du stator sont directement connectés au réseau. Deux options de convertisseur au rotor sont alors utilisées [1-8]. Dans la première, un convertisseur bidirectionnel est employé, ou la méthode *Scherbius* réalisant les régimes hypo/hyper synchrones comme illustré dans la figure (1.4). Ce cas favorise le fonctionnement à couple constant. Dans la seconde option, un convertisseur à deux étages unidirectionnel est utilisé ou ce qui est appelé méthode de *Kramer* ou méthode du régime hypo synchrone.

Dans le même ordre d'idée, une autre méthode consiste à transformer la puissance de glissement du rotor en une puissance mécanique par l'intermédiaire d'un moteur auxiliaire calé sur le rotor de la machine à rotor bobiné, voir Fig. (1.5). Ce type de fonctionnement est dit à puissance constante.

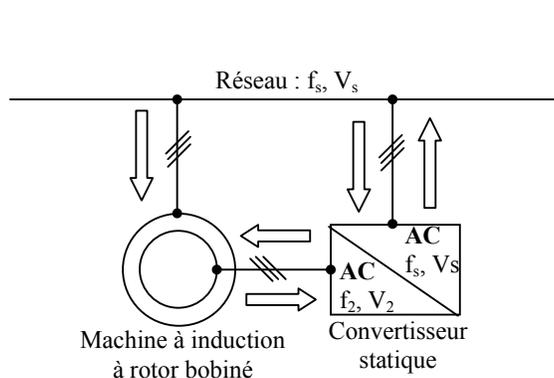


Fig. (1.4) Système *Scherbius*

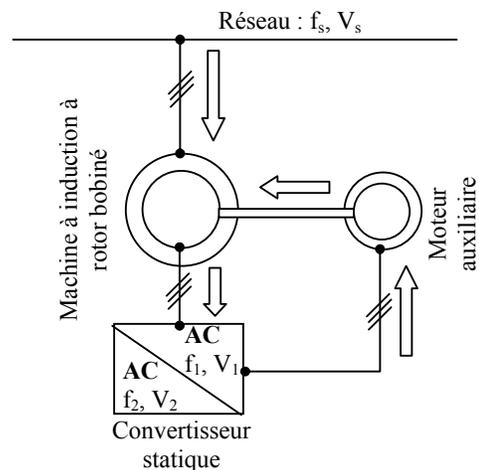


Fig. (1.5) Système *Kramer*

## 1.5 LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA DFIM

Les principes fondamentaux de la commande vectorielle de la DFIM sont présentés dans [2] et [16], et ils sont largement répandus dans les différents développements donnés dans [9-12]. Le concept de l'orientation du flux, statorique ou de l'enterfer, semble être similaire à la technique de découplage couple-flux appliquée à la commande du moteur à induction à cage, ceci est clairement illustré dans [2], [16-19]. Les problèmes de régulation du couple (puissance active) ou bien de vitesse ainsi que la puissance réactive du côté stator dépendent du type d'application. Tous les résultats obtenus dans les références précitées sont fondés sur les hypothèses suivantes :

- les informations sur le vecteur de flux sont disponibles afin de réaliser le processus d'orientation de(s) flux;
- l'alimentation du rotor est en courant;
- la résistance du stator est négligeable.

W. Leonhard, [2], est l'un des pionniers de l'application de la commande vectorielle sur la DFIM. Sa contribution consiste en l'orientation du flux magnétisant de l'entrefer (ou précisément le courant magnétisant) tel que <sup>(1)</sup>

$$i_{ms} e^{j\mu} = (1 + \sigma_s) \bar{i}_s^{(s)} + \bar{i}_r^{(r)} e^{j\theta} \quad (1.1)$$

Les courants  $\bar{i}_s^{(s)}$  et  $\bar{i}_r^{(r)}$  sont donnés dans leurs propres référentiels ;  $\sigma_s$  est le coefficient de fuite de l'enroulement statorique ;  $\theta$ ,  $\mu$  sont respectivement la position du rotor et celle du courant  $i_{ms}$ , voir Fig. (1.6).

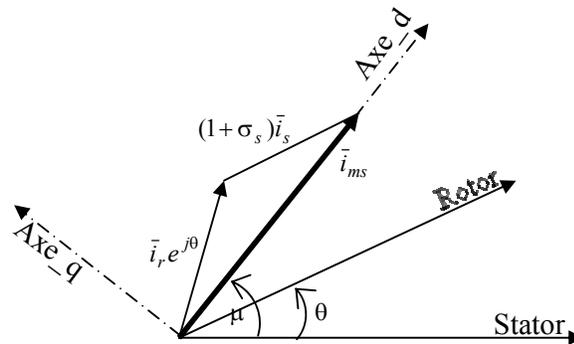


Fig. (1.6) Diagramme vectoriel des courants dans la DFIM

<sup>(1)</sup>Le lecteur est renvoyé au chapitre II pour plus d'information sur la modélisation de la DFIM

Après l'orientation du flux de magnétisation, les équations du stator de la *DFIM* peuvent s'écrire comme <sup>(1)</sup>:

$$T_s \frac{di_{ms}}{dt} + i_{ms} = \frac{1 + \sigma_s}{R_s} u_{sd} + i_{rd} \quad (1.2)$$

$$T_s \omega_{ms} i_{ms} = \frac{1 + \sigma_s}{R_s} u_{sq} + i_{rq}$$

$$u_{sd} = \sqrt{2} U_s \cos(\omega_s t - \mu)$$

avec ,  $u_{sq} = \sqrt{2} U_s \sin(\omega_s t - \mu)$  (1.3)

$$\frac{d\mu}{dt} = \omega_{ms}$$

Dans de telles conditions, le problème du contrôle du couple et de la puissance réactive du côté stator est transformé à celui de la commande du courant rotorique [2]. La condition de la résistance négligeable du stator est nécessaire pour un fonctionnement de la *DFIM* à flux statorique constant. L'orientation du flux est basée sur le retour d'information du vecteur de flux pouvant être estimé à partir de la mesure des courants statorique et rotorique, ou éventuellement obtenu à partir de l'intégration de l'équation tension du stator. Dans les structures de commande standard des *DFIM*, données dans [1-2] [16-19], sont inclus des contrôleurs PI à gains élevés pour le contrôle des courants rotoriques tels que illustré dans la figure (1.7). Les deux courants de référence sont obtenus à partir du contrôle des puissances active et réactive du stator dont le contrôle de vitesse en fournit la référence pour la première puissance [2], [16].

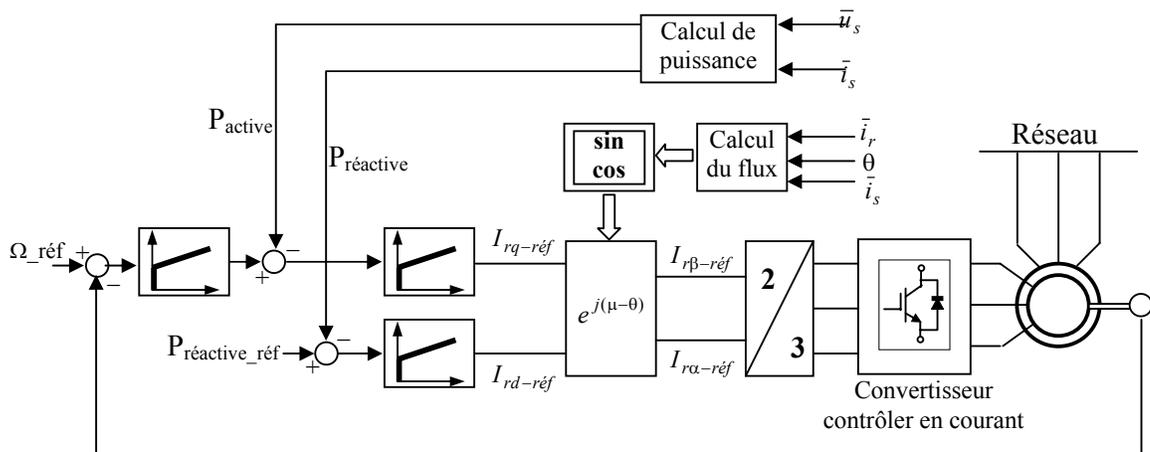


Fig. (1.7) Schéma de commande de la *DFIM* [2]

<sup>(1)</sup>Le lecteur est renvoyé au chapitre II pour plus d'information sur la modélisation de la *DFIM*

Des solutions sans capteurs de vitesse ont été élaborées dans [20-25]. Dans le papier [22], la stratégie de commande sans capteur de vitesse consiste à estimer le flux de l'entrefer dans le référentiel du rotor par la mesure directe de la tension et du courant rotoriques permettant de calculer l'angle de charge  $\delta$ . Dès lors le control strict à  $90^\circ$  de cet angle permet de donner une estimation de la pulsation de glissement  $\omega_r$ , voir Fig. (1.8). Donc, il devient plus intéressant d'utiliser les grandeurs électriques du rotor sans aucune transformation pour estimer cet angle de charge. L'utilisation du VCO (*en anglais, Voltage Controlled Oscillator*) à gain élevé garantit la convergence de la fréquence de glissement vers sa valeur désirée et donc l'estimation de l'angle de charge. A titre d'exemple, si  $\hat{\delta} < \delta^*$ , le VCO réduira immédiatement la fréquence de glissement.

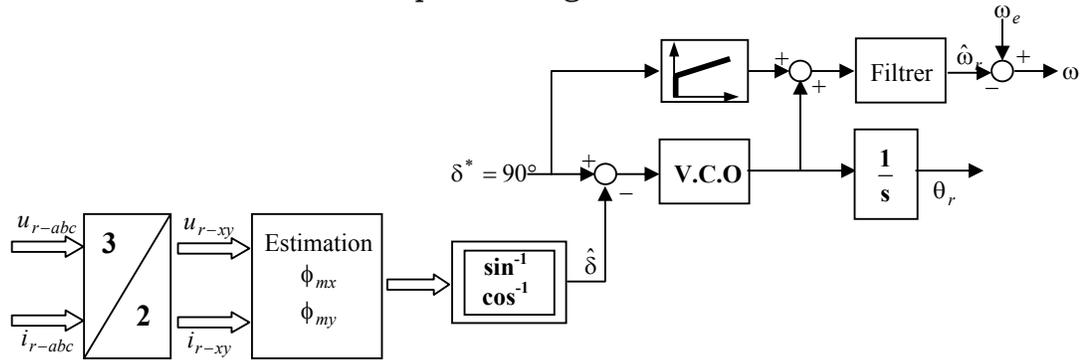


Fig. (1.8) Estimation de la vitesse [22]

Une autre technique a été utilisée par [23-24] pour la commande sans capteur de vitesse. Elle consiste à utiliser la technique MRAS pour le contrôle de l'erreur du flux statorique donné respectivement par le modèle en courant et en tension, voir Fig. (1.9).

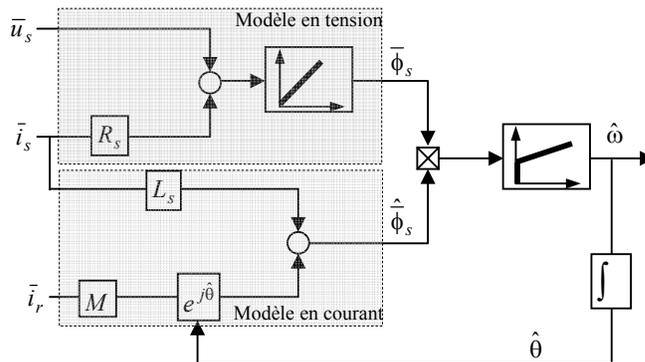


Fig. (1.9) Estimation de la vitesse de la DFIM par la tech. MRAS [23-24]

L'idée générale derrière toutes les stratégies de commande vectorielle par orientation du champ de la *DFIM* réalisées expérimentalement, est basée sur le principe de l'estimation des flux (stator, rotor ou d'entrefer) donnée par la mesure directe des courants des deux armatures en utilisant les équations rigides flux-courant. Le contrôle du facteur de puissance de la *DFIM* s'opère à flux variable et par la même l'effet de la saturation devrait être prise en compte [1-2] [16-19].

Dans [26], les auteurs ont présenté une nouvelle approche pour la commande vectorielle de la *DFIM* dans laquelle le problème de commande a été considéré dans sa totalité sans négliger la résistance du stator. Un contrôleur de puissance réactive du stator a été développé par orientation de la tension du réseau qui constitue une référence indépendante des paramètres du *DFIM* contrairement à l'orientation du champ. D'ailleurs, les informations sur la tension du réseau sont en général nécessaires pour effectuer le couplage de la *DFIM* au réseau pendant l'étape préliminaire de synchronisation. Le contrôleur proposé dans [26] garantit la poursuite asymptotique du couple et la stabilisation du facteur de puissance du stator à l'unité pendant le régime permanent. Dans [27], l'approche donnée en [26] est étendue à la poursuite de la vitesse pour le contrôle du facteur de puissance du stator avec une alimentation en courant au rotor. Les deux contrôleurs utilisés dans [26] et [27] sont basés seulement sur la mesure de la vitesse et des courants du rotor et par conséquent ils peuvent être classés en tant que commandes par retour d'états. Cela est illustré par la figure (1.10). Le problème de la commande par retour d'états de la *DFIM* semble bien plus complexe par rapport à celui de la machine à induction à cage dont les tensions du rotor sont nulles et qu'elles ne le sont pas dans le cas de la *DFIM* !

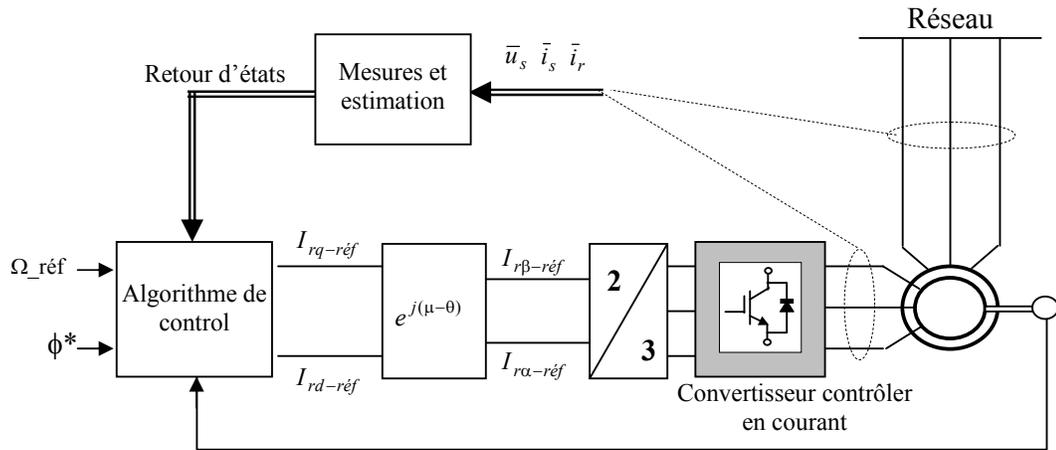


Fig. (1.10) Commande par retour d'états de *DFIM* alimentée en courant [26-27]

Dans [8], il est présenté une nouvelle commande par retour d'états de la *DFIM*. La solution proposée réalise une orientation indirecte de flux du stator (*ISFO* : *Indirect Stator Flux Orientation*), qui correspond, en principe, à l'orientation indirecte du flux rotorique (*IRFO* : *Indirect Rotor Flux Orientation*) du moteur à induction à cage dont la conception demeure différente, bien sûr. Spécifiquement, la poursuite en couple et le problème du contrôle du facteur de puissance du stator ont été étudiés en premier avec la condition de satisfaire la stabilité exponentielle des dynamiques des erreurs sur le courant du rotor et le flux du stator indépendamment de la dynamique de la vitesse. Il a été démontré que l'orientation du flux statorique et l'orientation de la tension du réseau sont équivalentes si le facteur de puissance du stator est contrôlé à l'unité. Dans une telle condition, le module du flux du stator n'est pas une variable d'état découplée, mais plutôt une fonction du couple électromagnétique. La poursuite du couple est alors étendue vers un problème de poursuite de vitesse en présence d'un couple de charge constante inconnue en utilisant une approche basée sur la passivité [8], voir Fig. (1.11).

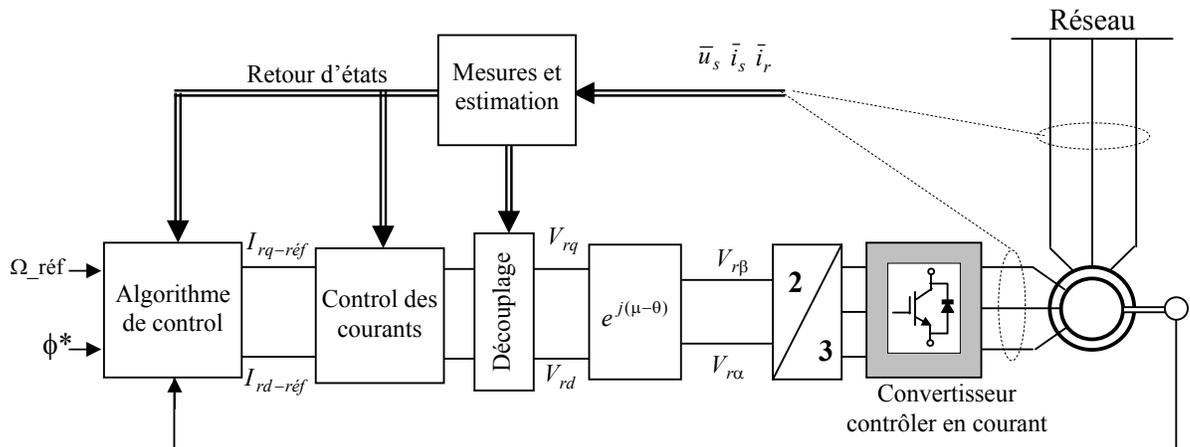


Fig. (1.11) Commande par retour d'états de *DFIM* alimentée en tension avec approche basée sur la passivité [8]

Dans le cas où, la *DFIM* fonctionne en générateur connecté au réseau, il suffit de remplacer la vitesse par la puissance active et le flux statorique par la puissance réactive [28-29]. Pour un fonctionnement sur un site isolé la *DFIM* doit être contrôlée pour maintenir la fréquence et la tension du stator constantes [13], [30].

## 1.6 MACHINES *DFIM* SANS BALAIS (*BDFIM*)

L'idée de la machine à double alimentée sans balais *BDFIM* (en anglais *Brushless Double Fed Induction Machine*) a été pour la première fois mise en évidence par Steinmetz à la fin du 19<sup>ème</sup> siècle [31]. Le schéma de montage d'un tel système est montré sur la figure (1.12) où deux machines à rotor bobiné ont été calées sur le même axe. Les enroulements statoriques des deux machines sont reliés au réseau, alors que les enroulements rotoriques des deux machines sont interconnectés entre eux et par conséquent les bagues sont de facto éliminées. La puissance de glissement de la première machine est donc employée pour exciter la deuxième machine. Ce concept élégant a longtemps été dans les perspectives des concepteurs comme solution efficace pour les applications à grandes puissances [31-32].

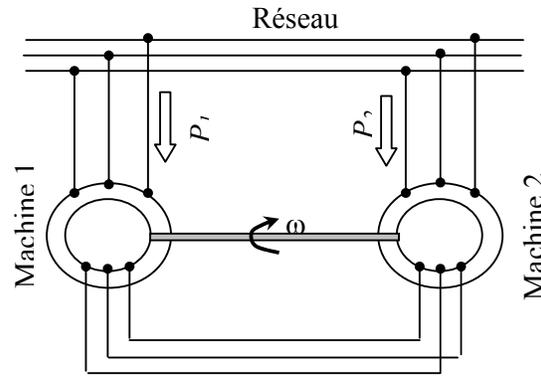


Fig.(1.12) cascade à moteur à induction à rotor bobiné

Vu que le système à deux machines n'est pas économique, les recherches ont abouties au développement d'un moteur à induction à armature simple avec la simplicité, la robustesse et la fiabilité de la machine à induction à cage sur lequel on peut contrôler la puissance de glissement, tout en éliminant le mécanisme bagues-balais par l'intermédiaire des deux enroulements au stator et avec un rotor spécial, voir Fig.(1.13).



Fig(1.13-a) Rotor à cage conventionnel. Fig(1.13-b) Rotor à enroulement pour BDFIM.

## 1.8 CONCLUSION

Ce chapitre retrace un survol sur l'introduction de la machine asynchrone double alimentée dans les commandes type AC. Il ressort qu'un intérêt certain est accordé pour l'usage du double alimenté dans les applications de grande puissance aussi bien en fonctionnement moteur que générateur. De par l'optique donnée sur le présent chapitre, il demeure que ce type de machine (*DFIM*) relève d'un domaine prometteur d'une importance

économique capitale surtout dans les applications à énergies renouvelables (non polluantes et à moindre coût) pour la génération et à haut rendement pour la motorisation avec sauvegarde de l'énergie (*energy saving*, en anglais).

Le chapitre suivant (II) sera dédié à présenter la modélisation et l'étude de la stabilité naturelle de la *DFIM* (en boucle ouverte).

## 1.9 REFERENCES

- [1] Leonhard W., "Adjustable-Speed AC Drives" Invited Paper; Proceedings of the IEEE, Volume: 76, Issue: 4, April 1988, pp.455-471.
- [2] Leonhard W., 'Control Electrical Drives', Springer Verlag Berlin Heidelberg, Germany, 1997, pp. 287-306.
- [3] Vicatos M. S. and Tegopoulos J. A. 'A Doubly-Fed Induction Machine Differential Drive Model for Automobiles' *IEEE Transactions on Energy Conversion*, June 2003, 18, (2), pp. 225-230.
- [4] Blaschke E., "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machine," Siemens Review, vol.34, pp.217-220,1972.
- [5] Leonhard W., " 30 years space vectors, 20 years field orientation, 10 years digital signal processing with controlled AC-drives, a review (Part II), " *EPE Journal*, Vol.1,No.2,pp.89-102, October 1991.
- [6] Bose B.K., "Technology trends in microcomputer control of electrical machines," *IEE Trans. On Indus. Electronics*, Vol.35,o.1,pp.160-177, Feb 1988.
- [7] Debiprasad P., Benedict E. L. Venkataramanan G. and Lipo T. A. "A Novel Control Strategy for the Rotor Side Control of a Doubly-Fed Induction Machine', Proceedings of Thirty-Sixth IAS Annual Meeting Conference IEEE, Vol.3, 30 Sept.-4Oct. 2001, pp. 1695-1702.
- [8] Peresada S., Tilli A. and Tonielli A.: 'Indirect Stator Flux-Oriented Output Feedback Control of a Doubly Fed Induction Machine', *IEEE Trans. On control Systems Technology*, Nov. 2003, 11, (6), pp. 875-888.
- [9] Cherkaoui M. "Contribution a la modélisation, à l'étude et la commande des machines asynchrones alternatives application à une machine

- asynchrone à double alimentation,” Thèse de doctorat 1990, I.N.P. de Lorraine, France.
- [10] Jackson R.D. and Phlips B.W., “Steady state Stability of the Doubly Fed synchronous Machine” *Electronics letters* 12<sup>th</sup> January, Vol4, No.1, pp.18-19.
- [11] Prescott J.C. and Radou B.P. “The Inherent instability of induction motor under conditions of Double supply” *IEE Proc*, Vol. 10, No.56,Jan. 1958, pp.319-329.
- [12] Drid S., Nait-Said M.S. and Tadjine M., “The Doubly Fed Induction Machine Modeling In The Separate Reference Frames,” *Journal of Electrical Engineering, JEE*. Vol.4, N°1, 2004, pp.11-16, Romania.
- [13] Drid S., Naït-Saïd M.S., Tadjine M. and Menacer A., “The Doubly Fed Induction Generator Modeling in the Separate Reference Frames for an Exploitation in an Isolated Site with Wind Turbine,” Third IEEE International Conference on Systems, Signals & Devices SSD'05, March 21-24, 2005, Sousse – Tunisia.
- [14] Nakra H. L. and Duke B., “Slip power recovery induction generators for large vertical axis wind turbines,” *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 3, pp. 733–737, Dec. 1988.
- [15] Yong Liao, Li Ran, Ghanim A. Putrus, and Kenneth S. Smith, “Evaluation of the Effects of Rotor Harmonics in a Doubly-Fed Induction Generator with Harmonic Induced Speed Ripple,” *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 18, No. 4, December 2003, pp.508- 515.
- [16] Vas P., *Vector Control of A.C. Machines*, Oxford, U.K.: Clarendon, 1990.
- [17] Yamamoto M. and Motoyoshi O., “Active and reactive power control for doubly-fed wound rotor induction generator,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 6, Oct. 1992.
- [18] Pena R., Clare J. C., and Asher G. M., “Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its applications to variable speed wind-energy generation,” *Inst. Elec. Eng. Proc. Electric Power Applications*, vol. 143, no.3, pp. 231–241, May 1996.
- [19] Hopfensperger B., Atkinson D. J., and Lakin R. A., “Stator-flux-oriented control of a doubly-fed induction machine with and without position

- encoder,” *Inst. Elec. Eng. Proc. Electric Power Applications*, vol.147, no.4, pp.241–250, July 2000.
- [20] Hopfensperger B., Atkinson D. J., and Lakin R. A., “Stator-flux-oriented control of a doubly-fed induction machine with and without position encoder,” *Inst. Elec. Eng. Proc. Electric Power Applications*, vol. 147, no. 4, pp.241–250, July 2000.
- [21] Bogalecka E., “Power control of a double fed induction generator without speed and position sensors,” in *EPE Conference*, Brighton, England, 1993, pp.224–228.
- [22] Longya X. and Cheng W.: ‘Torque and Reactive Power control of a Doubly Fed Induction Machine by Position Position Sensorless Scheme’, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31, (3), May/June 1995, pp.636-642.
- [23] Cárdenas R., Peña R., Asher G. and Cartes J., “MRAS Observer for Doubly Fed Induction Machines,” *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol.19, No. 2, JUNE 2004, pp.467-468
- [24] Cárdenas R., Peña R., Proboste J., Asher G. and Clare J., “Rotor current based MRAS observer for doubly-fed induction machines,” *IEE, Electronics Letters* 10th June 2004 Vol. 40 No. 12
- [25] Hopfensperger B., Atkinson D.J. and Lakin R.A.: ‘Stator flux oriented control of a cascaded doubly fed induction machine with and without position encoder’, *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, July1999, 147, (4), pp.241-250.
- [26] Peresada S., Tilli A., and Tonielli A., “Robust active-reactive power control of a doubly-fed induction generator,” in *Proc. IEEE—IECON’98*, Aachen, Germany, Sept. 1998, pp.1621–1625.
- [27] Peresada S., Tilli A., and Tonielli A., “Dynamic output feedback linearizing control of a doubly-fed induction motor,” in *Proc. IEEE—ISIE’99*, Bled, Slovenia, July 1999, pp.1256–1260.
- [28] Kelber C. and Schumacher W.: ‘Adjustable Speed Constant Frequency Energy Generation with Doubly Fed Induction Machines’, *Proceedings of European Conference of Variable Speed in Small Hydro (VSSH)*, Grenoble, 2000.

- [29] Kelber C. and Schumacher W.: 'Control of Doubly fed induction Machine as an Adjustable Motor/Generator', Proceedings of European Conference of Variable Speed in Small Hydro (VSSH<sub>y</sub>), Grenoble, 2000.
- [30] Pena R., Clare J. C., and Asher G. M., "a Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters an isolated load from a variable speed wind turbine ," *IE E. Proc. Electric Power Applications*, vol. 143, no. 3, pp. 380–387, September 1996.
- [31] Yuefeng Liao, " Design of a Brushless Doubly-Fed Induction Motor for Adjustable Speed Drive Applications" Schenectady, NY, USA
- [32] Liao Y., Shen L. and Xu L., "Design of a Brushless Doubly Fed Reluctance Motor for Adjustable speed Drives", IEEE, IAS Annual Meeting, 1994, Denver, Colorado.
- [33] Liao Y., "Development of brushless doubly fed motor drivers for variable speed Drives", 2<sup>nd</sup> CICEM'95, Hangzhou, china.

CHAPITRE 2  
**MODELISATION VECTORIELLE DE LA DFIM DANS LES  
REFERENTIELS SEPARES**

- 2.1 INTRODUCTION
- 2.2 MODELISATION VECTORIELLE DE LA *DFIM*
- 2.3 MODELISATION DE LA *DFIM* DANS LE REFERENTIEL COMMUN
- 2.4 *DFIM* EN BOUCLE OUVERTE
- 2.5 PROBLEMES LIES A LA MODELISATION DE LA *DFIM* DANS LE REFERENTIEL COMMUN
- 2.6 VALIDATION DU MODELE DE LA *DFIM* DANS LE REFERENTIEL SEPRE
- 2.7 DISCUSSIONS
- 2.8 ETUDE DE LA STABILITE
- 2.9 MODELISATION DE LA *DFIM* EN MODE GENERATEUR
- 2.10 CONCLUSION
- 2.11 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

## CHAPITRE 2

# MODELISATION VECTORIELLE DE LA DFIM DANS LES REFERENTIELS SEPARES

### 2.1. INTRODUCTION

A travers ce chapitre, nous essayons d'aborder la modélisation de la *DFIM*, en mode moteur et générateur. Ceci a pour objectif la connaissance du comportement de ce type de machine dans ses différents régimes de fonctionnement, éventuellement lors de son contrôle (commande). Le modèle de la *DFIM* dans les référentiels séparés est développé en utilisant les représentations vectorielles complexes afin d'obtenir un modèle simple. Une étude des problèmes liés à la modélisation dans le référentiel commun est présentée. Vu son caractère spécifique ambivalent, à la fois comme celui d'une machine synchrone avec son angle de charge et la machine à induction du fait du phénomène d'induction entre armature, la modélisation de la machine double alimentée pose de sérieux problèmes de stabilités en boucle ouverte, dans ce cas l'étude de la stabilité devient nécessaire. Ainsi dans le présent chapitre, on propose une approche de modélisation de ce genre de machine utilisant deux référentiels séparés où les grandeurs statoriques et rotoriques sont données avec leurs propres mesures et avec

leurs fréquences respectives. Les résultats de cette modélisation seront réalisés par simulation numérique et notamment comparés à ceux obtenus expérimentalement sur une machine de 0.8 kW du laboratoire (voir Annexe) [1-3].

## 2.2 MODELISATION VECTORIELLE DE LA DFIM

Cette section décrit le modèle dynamique d'une machine à induction triphasé symétrique à rotor bobiné. La machine à induction se compose principalement de deux parties, *stator* (Fig 2.1) et *rotor* (Fig 2.2). Le rotor tourne à l'intérieur de la cavité de la machine et est séparé du stator par *un enterfer*. En principe les circuits électriques du stator et du rotor sont constitués de trois enroulements identiques couplés en étoile (ou en triangle) à la seule différence est que celui du rotor relié à trois ou quatre bagues sur lesquelles glissent des balais. Les trois enroulements du stator (A, B et C) sont parallèles aux enroulements du rotor et sont distribués sinusoïdalement, décalés de 120 degrés l'un par rapport à l'autre. La figure (1.3) illustre la distribution des enroulements dans une machine asynchrone à rotor bobiné à une paire de pôle  $P=1$ . Souvent la machine sera construite avec plusieurs paires de pôles en reliant les enroulements en parallèle et les bobines seront décalées de  $120/P$ . Dans ce cas la machine donne un couple plus grand et une vitesse de rotation réduite. Dans ce qui va suivre, le développement des équations électriques sera établi pour une machine à  $P=1$ . S'adapter aux paires de pôles multiples est simplement une question de modifier le modèle mécanique [4-11].



Fig. (2.1) Stator du moteur à induction

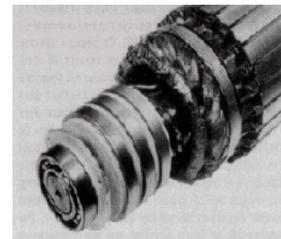


Fig. (2.2) Rotor bobiné

Comme c'est indiqué dans la figure (2.3), deux axes orthogonaux (2D) sont définis, respectivement, par  $S_\alpha S_\beta$  pour le stator et  $R_\alpha R_\beta$  pour le rotor dont la

position absolue est donnée par  $\theta$ . Pour simplifier, chaque phase des deux armatures (stator, rotor) sera représentée par seule une bobine diamétrale équivalente. Chaque enroulement des deux armatures est parcouru par un système de courant équilibré :

$$i_{k(s,r)} = i_{M(s,r)} \cos(\omega_{(s,r)} t - \frac{2(k-1)\pi}{3}) \quad (2.1)$$

$i_M$  : Valeur maximale est égale à  $i_{eff} \sqrt{2}$

$k = 1, 2, 3$  ; Indices des phases A  $\rightarrow k=1$ , B  $\rightarrow k=2$  et C  $\rightarrow k=3$

$\omega_{(s,r)}$  : Pulsation du stator, du rotor.

Dans la figure (2.3), considérons le parcours de la ligne de champ donné en ligne pointillée. La force magnétomotrice ( $f_{mm}$ ) est uniquement localisée dans l'entrefer si l'on suppose que les masses ferromagnétiques sont de perméabilité infinie.

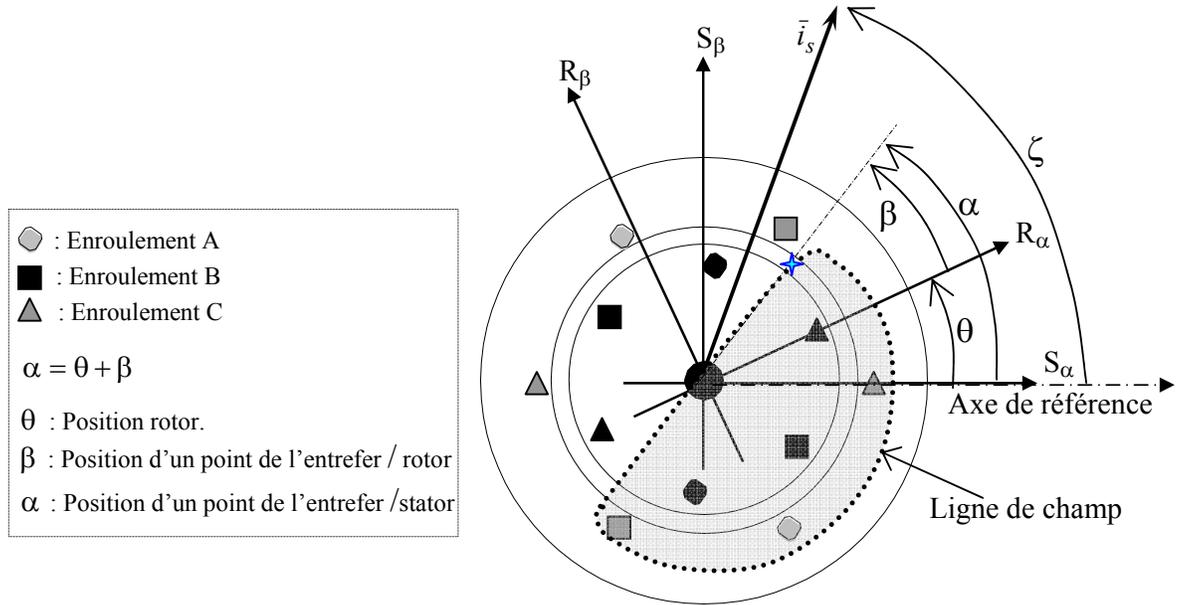


Fig. (2.3) Disposition du bobinage stator-rotor avec repérage 2D.

A la position  $\alpha$ , en supposant que la répartition du champ est sinusoïdale, la  $f_{mm}$  résultant au stator sera exprimée par [4-6],[8-9]:

$$F_s(\alpha, t) = N_s \sum_{k=1}^3 i_{sk} \cos(\alpha - \frac{2(k-1)\pi}{3}) \quad (2.2)$$

avec  $N_s$ : nombre de conducteurs par phase du stator

## 2.2.1 NOTION DE PHASEUR

La fonction spatiale dans (2.2) s'écrit sous sa forme complexe comme :

$$\cos\left(\alpha - \frac{2(k-1)\pi}{3}\right) = \frac{1}{2} \left( e^{j\alpha} e^{-j\frac{2(k-1)\pi}{3}} + e^{-j\alpha} e^{j\frac{2(k-1)\pi}{3}} \right) = \frac{1}{2} \left( e^{j\alpha} a^{1-k} + e^{-j\alpha} a^{k-1} \right) \quad (2.3)$$

où,  $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$  l'opérateur de position à  $120^\circ$  tels que  $a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}}$  et  $a^3 = 1$  etc., l'écriture complexe de la *fmm* donnée par (2.2) sera donc:

$$F_s(\alpha) = \frac{N}{2} (i_{sA} e^{j\alpha} + i_{sA} e^{-j\alpha} + a^{-1} i_{sB} e^{j\alpha} + a i_{sB} e^{-j\alpha} + a^{-2} i_{sC} e^{j\alpha} + a^2 i_{sC} e^{-j\alpha}) \quad (2.4)$$

ou simplement

$$F_s(\alpha) = \frac{N}{2} (\bar{i}_s e^{-j\alpha} + \bar{i}_s^* e^{j\alpha}) \quad (2.5)$$

avec,  $\bar{i}_s = i_{sA} + a i_{sB} + a^2 i_{sC}$  vecteur plan (2D),

et  $\bar{i}_s^* = i_{sA} + a^2 i_{sB} + a i_{sC}$  vecteur plan (2D) conjugué de  $\bar{i}_s$ .

Le vecteur plan (2D)  $\bar{i}_s$  peut être classiquement défini à la manière d'un complexe classique par (module et argument) :

$$\bar{i}_s = i_s e^{j\zeta} \quad (2.6)$$

Les vecteurs  $\bar{i}_s$  et  $\bar{i}_s^*$  pourront être aisément vérifiés par une construction géométrique illustrée sur la figure (2.4). L'expression (2.6) est graphiquement donnée par la figure (2.5).

Le phaseur est vecteur tournant en fonction de son argument, selon (2.6), et il permet de définir une *fmm* d'armature dans sa forme réductible, i.e., rapportée à un nombre de spires  $N/2$  égale à l'unité. En considérant (2.6), l'équation (2.5) s'écrira :

$$F_s(\alpha) = \frac{N}{2} (i_s (e^{j\zeta} e^{-j\alpha} + e^{-j\zeta} e^{j\alpha})) = \frac{N}{2} (i_s (e^{j(\zeta-\alpha)} + e^{-j(\zeta-\alpha)})) \quad (2.7)$$

ou bien simplement

$$F_s(\alpha) = N i_s \cos(\zeta - \alpha) \quad (2.8)$$

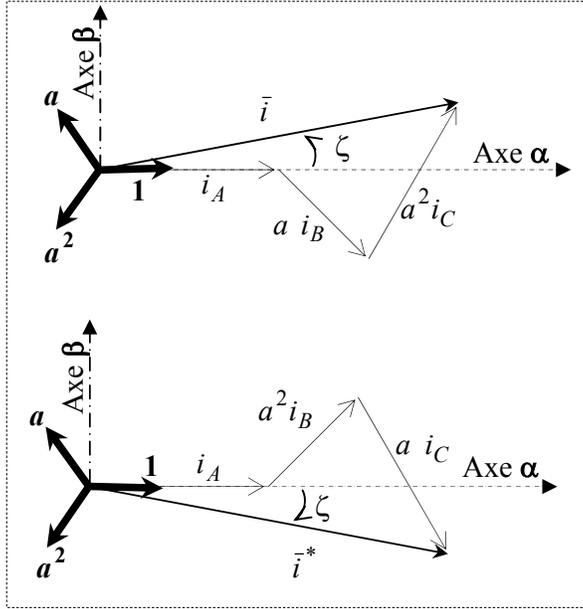


Fig. (2.4) Construction vectorielle d'un phaseur

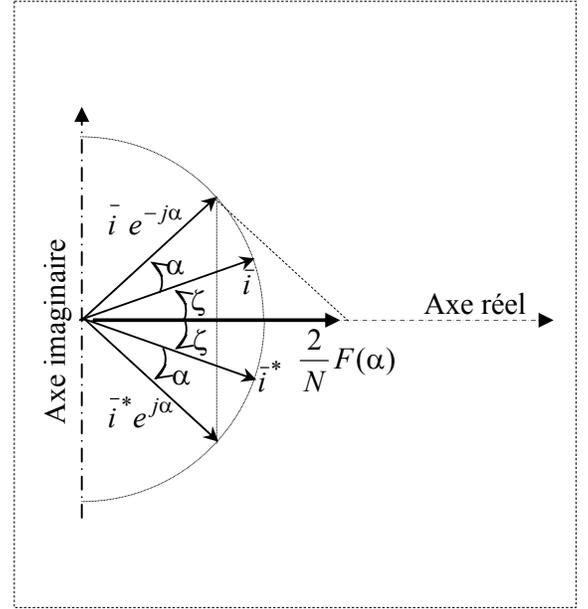


Fig. (2.5) Synthèse de la FMM

La formule (2.8) est bien connue, définissant une fonction d'onde  $F(\alpha, t)$  où  $\alpha$  est la variable d'espace et  $\zeta$  est une variable temporelle. La vitesse de propagation de cette onde est  $\omega_{ond}$ , telle que [4],[9] :

$$\zeta - \alpha = C^{te} \Rightarrow \frac{d\alpha}{dt} = \frac{d\zeta}{dt} = \omega_{ond} \quad (2.9)$$

On peut généraliser la notion du phaseur sur toutes les grandeurs électriques courant, tension ou flux. Alors on écrira pour  $\bar{x}$  quelconque :

$$\bar{x} = x e^{j\zeta} = x_1 + a x_2 + a^2 x_3 \quad (2.10)$$

De même pour l'onde de la force magnétomotrice créée par les courants du rotor (avec  $\beta = \alpha - \theta$  ;  $\theta$  est la position du rotor), on aura :

$$F_r(\beta, t) = N_r \left[ i_{rA} \cos \beta + i_{rB}(t) \cos\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{rC}(t) \cos\left(\beta - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (2.11)$$

de la même façon que le  $fmm$  du stator, la  $fmm$  du rotor est aussi

$$F_r(\beta) = \frac{N_r}{2} (\bar{i}_r e^{-j\beta} + \bar{i}_r^* e^{j\beta}) \quad (2.12)$$

L'onde résultante due à la double excitation au stator et rotor sera donnée par les deux  $fmm$ s (stator, rotor) :

$$F(\alpha, \beta) = F_s(\alpha) + F_r(\beta) \quad (2.13)$$

L'induction magnétique reçue par les enroulements du stator sera donnée comme :

$$B_s(\theta, \alpha, t) = \frac{\mu_o}{2e} [F_s(\alpha, t) + \kappa F_r(\alpha, \theta, t)] \quad (2.14)$$

où  $\mu_o$  est la perméabilité du vide ;  $\kappa$  ( $\kappa < 1$ ) constante définissant le couplage en tenant compte des flux de fuites magnétiques ;  $e$  étant l'épaisseur de l'entrefer.

Lorsque le flux de couplage est calculé, la distribution des enroulements doit être considérée comme indiqué sur la figure (2.6) montrant l'exemple d'un enroulement du stator. La distribution de spires pourra être supposée quasi-continue avec une densité incrémentale  $\frac{1}{2} N_s \cos \lambda$ . Pour avoir toute la distribution de l'enroulement ayant un nombre de conducteur  $N_s$  alors

$$N_s = \frac{1}{2} N_s \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cos \lambda \, d\lambda .$$

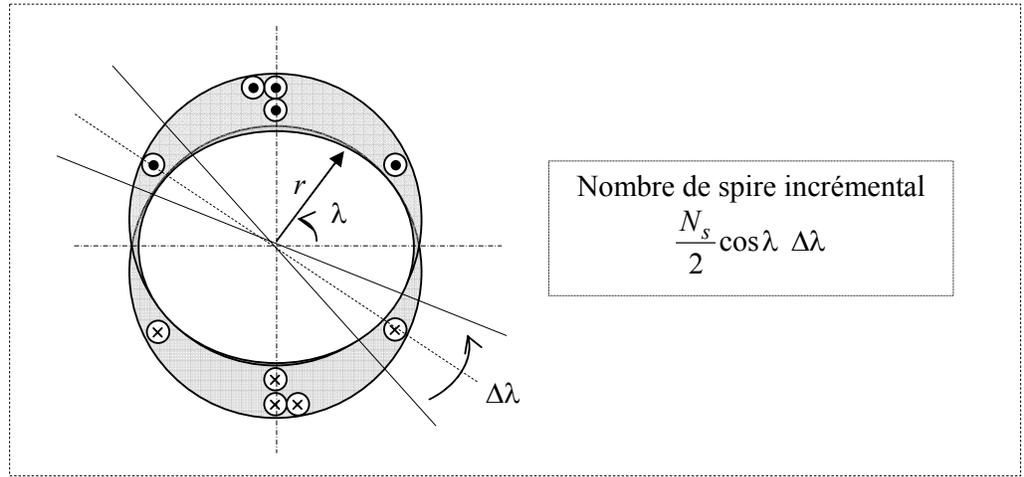


Fig. (2.6) Distribution de l'enroulement

Les flux embrassés par chacune des phases du stator à distribution sinusoïdale seront données par une intégration double telle que :

$$\Psi_{sA,B,C} = \frac{1}{2} N_s \int_{\lambda=-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \cos\left(\lambda - \frac{(k-1)2\pi}{3}\right) \left[ \int_{\lambda-\frac{\pi}{2}}^{\lambda+\frac{\pi}{2}} l.r.B_s(\alpha, \theta, t).d\alpha \right] d\lambda \quad (2.15)$$

avec  $l$  : longueur active de la machine ;  $r$  : rayon moyen de l'enterfer. D'une manière similaire, on peut écrire aussi pour le rotor que l'induction magnétique reçue par les enroulements :

$$B_r(\beta, \theta, t) = \frac{\mu_o}{2e} [\kappa F_s(\beta, \theta, t) + F_r(\beta, t)] \quad (2.16)$$

et donc similairement on aura aussi les flux embrassés par les phases du rotor.

$$\Psi_{rA,B,C} = \frac{1}{2} N_r \int_{\lambda=-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \cos\left(\lambda - \frac{(k-1)2\pi}{3}\right) \left[ \int_{\lambda-\frac{\pi}{2}}^{\lambda+\frac{\pi}{2}} l.r.B_r(\beta, \theta, t).d\beta \right] d\lambda \quad (2.17)$$

A titre d'exemple, l'exécution du calcul pour le flux de la phase A du stator engendre les développements suivants.

$$\begin{aligned} \Psi_{sA} &= \frac{1}{2} N_s \int_{\lambda=-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \cos\lambda \left[ \int_{\lambda-\frac{\pi}{2}}^{\lambda+\frac{\pi}{2}} l.r.B_s(\alpha, \theta, t).d\alpha \right] d\lambda = \\ &= \frac{N_s^2 l_r \mu_o}{16e} \int_{\lambda=-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} (e^{j\lambda} + e^{-j\lambda}) \int_{\lambda-\frac{\pi}{2}}^{\lambda+\frac{\pi}{2}} \left[ \bar{i}_s e^{-j\alpha} + \bar{i}_s^* e^{j\alpha} \right] d\alpha . d\lambda \\ &\quad + \kappa \frac{N_r N_s l_r \mu_o}{16e} \int_{\lambda=-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} (e^{j\lambda} + e^{-j\lambda}) \int_{\lambda-\frac{\pi}{2}}^{\lambda+\frac{\pi}{2}} \left[ \bar{i}_s e^{-j(\alpha-\theta)} + \bar{i}_s^* e^{j(\alpha-\theta)} \right] d\alpha . d\lambda \end{aligned} \quad (2.18)$$

L'évaluation de cette intégrale est simplifiée par la notation complexe due à la périodicité de la fonction à intégrer. Si on considère l'inductance et mutuelle comme [4] :

$$L_s = 3\pi\mu_o \frac{l.r.N_s^2}{8e} \quad (2.19)$$

$$M = 3\pi\mu_o \frac{l.r.N_s N_r}{8e} \kappa$$

alors la solution de (2.18) sera simplement donnée par :

$$\Psi_{sA} = \frac{1}{3} L_s \left[ \bar{i}_s + \bar{i}_s^* \right] + \frac{1}{3} M \left[ \bar{i}_r e^{j\theta} + \bar{i}_r^* e^{-j\theta} \right] \quad (2.20)$$

Un calcul similaire pour les phases B et C donne les expressions  $\Psi_{sB}$  et  $\Psi_{sC}$  à  $\pm 120^\circ$  près. L'usage de la relation (2.10) permet d'écrire les relations du flux embrassé dans chacune des deux armatures tels que :

$$\begin{aligned}\bar{\Psi}_s^{(s)} &= L_s \bar{i}_s^{(s)} + M \bar{i}_r^{(r)} e^{j\theta} \\ \bar{\Psi}_r^{(r)} &= L_r \bar{i}_r^{(r)} + M \bar{i}_s^{(s)} e^{-j\theta}\end{aligned}\quad (2.21)$$

$(s), (r)$  : indices exposants indiquant le référentiel de mesure propre à chaque armature  $s \rightarrow$  stator ;  $r \rightarrow$  rotor.

avec

$$L_r = 3\pi\mu_o \frac{l r N_r^2}{8e} \quad (2.22)$$

Le couplage magnétique décrit par l'équation (2.21) est utilisé pour déduire les équations de tensions des circuits rotorique et statorique (la loi de l'induction associée à la loi d'ohm) [4], [8], voir Fig. (2.7). Dès lors, on peut écrire:

$$\begin{aligned}u_{sA} &= R_s i_{sA} + \frac{d}{dt} \Psi_{sA} \\ u_{sB} &= R_s i_{sB} + \frac{d}{dt} \Psi_{sB} \\ u_{sC} &= R_s i_{sC} + \frac{d}{dt} \Psi_{sC}\end{aligned}\quad (2.23)$$

où  $R_s$  est la résistance des enroulements du stator, et les équations équivalentes pour des enroulements de rotor seront à leurs tours comme suit :

$$\begin{aligned}u_{rA} &= R_r i_{rA} + \frac{d}{dt} \Psi_{rA} \\ u_{rB} &= R_r i_{rB} + \frac{d}{dt} \Psi_{rB} \\ u_{rC} &= R_r i_{rC} + \frac{d}{dt} \Psi_{rC}\end{aligned}\quad (2.24)$$

où  $R_r$ , est la résistance des enroulements du rotor.

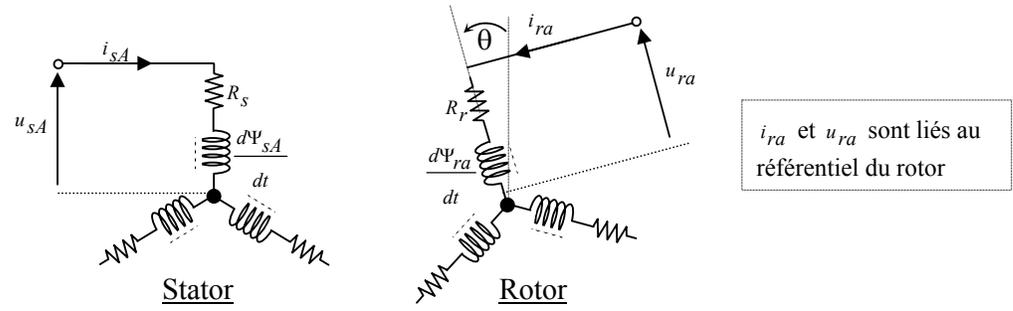


Fig. (2.7) Modèle dynamique dans une DFIM à trois axes

Par l'usage de l'expression (2.10), on passe du concept tension, courant et flux de phases à celui du concept tension, courant et flux d'armature d'où (2.23) et (2.34) seront données comme suit :

$$\begin{aligned}\bar{u}_s^{(s)} &= R_s \bar{i}_s^{(s)} + \frac{d\bar{\Psi}_s^{(s)}}{dt} \\ \bar{u}_r^{(r)} &= R_r \bar{i}_r^{(r)} + \frac{d\bar{\Psi}_r^{(r)}}{dt}\end{aligned}\quad (2.25)$$

avec (2.21), on obtient :

$$\begin{aligned}\bar{u}_s^{(s)} &= R_s \bar{i}_s^{(s)} + L_s \frac{d\bar{i}_s^{(s)}}{dt} + M \frac{d}{dt} (\bar{i}_r^{(r)} e^{j\theta}) \\ \bar{u}_r^{(r)} &= R_r \bar{i}_r^{(r)} + L_r \frac{d\bar{i}_r^{(r)}}{dt} + M \frac{d}{dt} (\bar{i}_s^{(s)} e^{-j\theta})\end{aligned}\quad (2.26)$$

Les relations (2.26) définissent le modèle électromagnétique vectoriel complexe de la machine asynchrone double excitation dans des référentiels séparés, i.e la mesure de chaque grandeur est réalisée dans son propre référentiel.

### 2.2.2 COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Les équations vectorielles et différentielles de (2.26) représentent l'interaction électromagnétique de la machine à induction à double excitation symétrique que ce soit en régime permanent ou en transitoire. Elles doivent être complétées par les équations du couple électromagnétique et de la mécanique. Le couple est calculé par le bais des forces tangentielles

de Lorentz [4]. La partie de la densité du flux sur la surface du rotor due aux courants du stator est

$$B_{rs}(\theta, t) = \frac{\kappa \mu_0}{2e} F_s(\theta, t) = \frac{\kappa N_s \mu_0}{4e} \left[ \bar{i}_s e^{-j(\beta+\theta)} + \bar{i}_s^* e^{j(\beta+\theta)} \right] \quad (2.27)$$

La distribution des courants le long de la surface du rotor,  $a_r$ , est la dérivé de la force magnétomotrice du rotor :

$$a_r = \frac{1}{2} \frac{\partial F_r(\beta, t)}{\partial (r, \beta)} = -j \frac{N_r}{4r} \left[ \bar{i}_r e^{-j\beta} - \bar{i}_r^* e^{-j\beta} \right] \quad (2.28)$$

La force tangentielle  $df$  agissant sur une bande axiale de la largeur  $rd\theta$  est le produit (vectoriel) de la densité de flux et de la distribution du courant, d'où :

$$df = -B_{rs}(\theta, t) \cdot a_r(\theta, t) \cdot l \cdot rd\beta \quad (2.29)$$

L'intégration de l'équation (2.8) donne le couple électromagnétique dans la direction de la rotation

$$C_e = r \int_{surface} df = -l r^2 \int_0^{2\pi} B_{rs}(\theta, t) \cdot a_r(\beta, t) \cdot d\beta \quad (2.30)$$

de (2.27) et (2.28), l'équation du couple devient :

$$C_e = -\frac{M}{6\pi j} \int_0^{2\pi} \left[ \frac{\bar{i}_s e^{-j\theta} - \bar{i}_s^* e^{j\theta}}{2j} \right] d\beta = \frac{3}{2} M \Im m \left[ \bar{i}_s^{(s)} (i_r^{(r)} e^{j\theta})^* \right] \quad (2.31)$$

### 2.2.3 EQUATION MECANIQUE

C'est une équation standard donnée par :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r) \quad (2.32)$$

où  $J$  est le moment d'inertie du rotor et de la charge.  $C_r$  définit le couple de charge et peut être de la forme nonlinéaire et fonction de la vitesse et de la position. La vitesse de rotation électrique est définie comme

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = P \cdot \Omega \quad (2.33)$$

Les équations (2.21), (2.26), (2.31) et (2.32) forment le modèle simple de la machine à induction double alimentée dans deux référentiels séparés.

## 2.3 MODELISATION DE LA DFIM DANS LE REFERENTIEL COMMUN

D'habitude la modélisation des machines est faite dans un référentiel appelé référentiel commun d'observation  $T_{obs}$  dans lequel toutes les variables doivent y être rapportées. A cette fin des relations de passage entre référentiels sont définies.

### 2.3.1 RELATION DE PASSAGE ENTRE REFERENTIELS

Sachant que la norme de  $\bar{x}$ , définie par  $x$  est invariante quelque soient les repères en rotation, on peut écrire les relations suivantes, voir Fig. (2.8) :

$$\bar{x}^{(s)} = x.e^{j\theta_s} ; \bar{x}^{(r)} = x.e^{j\theta_r} ; \bar{x}^{(T)} = x.e^{j\theta_T} \quad (2.34)$$

avec (s), (r) et (T) définissant les indices respectivement pour repères du stator, du rotor et du repère tournant. Les rapports entre les différentes relations (2.34) permet de donner les relations de passage typique entre repère tels que :

- Passage stator-rotor et réciproquement, rapport  $x^{(s)} / x^{(r)}$  de (2.34)

$$\bar{x}_r^{(s)} = \bar{x}_r^{(r)} .e^{j\theta} \quad \text{ou} \quad \bar{x}_s^{(r)} = \bar{x}_s^{(s)} .e^{-j\theta} \quad (2.35)$$

- Passage stator- $T_{obs}$  et réciproquement, rapport  $x^{(s)} / x^{(T)}$

$$\bar{x}^{(s)} = \bar{x}^{(T)} .e^{j\theta_{obs}} \quad \text{ou} \quad \bar{x}^{(T)} = \bar{x}^{(s)} .e^{-j\theta_{obs}} \quad (2.36)$$

- Passage rotor- $T_{obs}$  et réciproquement, rapport  $x^{(r)} / x^{(T)}$

$$\bar{x}^{(r)} = \bar{x}^{(T)} .e^{j(\theta_{obs}-\theta)} \quad \text{ou} \quad \bar{x}^{(T)} = \bar{x}^{(r)} .e^{-j(\theta_{obs}-\theta)} \quad (2.37)$$

### 2.3.2 EQUATIONS DES TENSIONS

Pour écrire les expressions de (2.25) dans le référentiel commun d'observation, il suffit d'utiliser les relations de passage (2.36) et (2.37), il vient alors:

$$\bar{u}_s = R_s . \bar{i}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} + j . \omega_{obs} . \bar{\phi}_s \quad (2.38)$$

$$\bar{u}_r = R_r . \bar{i}_r + \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} + j . (\omega_{obs} - \omega) . \bar{\phi}_r \quad (2.39)$$

$$\text{Avec : } \omega_{obs} = \frac{d\theta_{obs}}{dt}$$

(s), (r) : exposant indice indiquant la mesure.  
s, r : indice indiquant l'armature

N.B : normalement toutes les variable dans (2.38) et (2.39) doivent être indicées par l'indice exposant ( $T$ ) indiquant le référentiel commun d'observation

### 2.3.3 EQUATIONS DES FLUX

Les relations rigides flux-courant dans le référentiel commun seront à leurs tours données comme

$$\bar{\phi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \quad (2.40)$$

$$\bar{\phi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \quad (2.41)$$

### 2.3.4 CHOIX DU REFERENTIEL COMMUN

L'étude analytique de la machine asynchrone à l'aide des composantes 2D, nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions vectorielles (2.38)-(2.41). Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes (D, Q) qui se fait en fonction de l'application, voir Fig.(2.8), les trois cas souvent rencontrés sont les suivants :

- Référentiel commun lié au stator  $\omega_{obs} = 0$  ;
  - Référentiel commun lié au rotor  $\omega_{obs} = \omega = P.\Omega$  ;
  - Référentiel commun lié au synchronisme statorique  $\omega_{obs} = \omega_s$  ;
- $\omega_r = (\omega_s - \omega)$

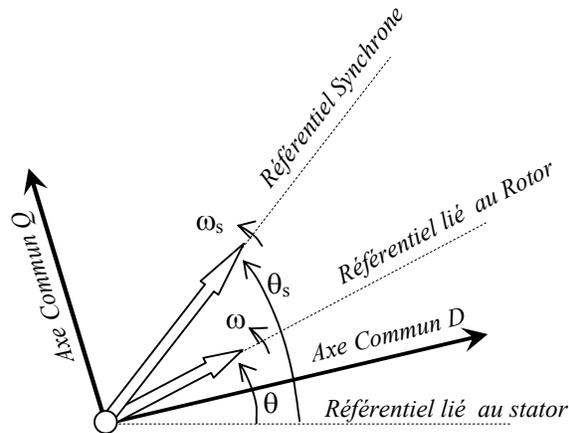


Fig. (2.8) Choix du référentiel dans un système d'axes commun

## 2.4 DFIM EN BOUCLE OUVERTE

Avant d'entamer la commande de la *DFIM*, il est important de bien connaître son fonctionnement en boucle ouverte, voir Fig. (2.9), c'est-à-dire s'intéresser de près à sa modélisation. La *DFIM* dans son fonctionnement naturel s'apparente à celle de la machine synchrone avec ses difficultés de démarrage et que sa magnétisation est donnée par la contribution des deux armatures statorique et rotorique alimentées par des sources à courant alternatif. Ces dernières fournissent à la fois l'excitation pour la magnétisation de la machine en terme d'énergie réactive et la puissance active pour le développement du couple comme c'est le cas de la machine à induction avec rotor en court-circuit.

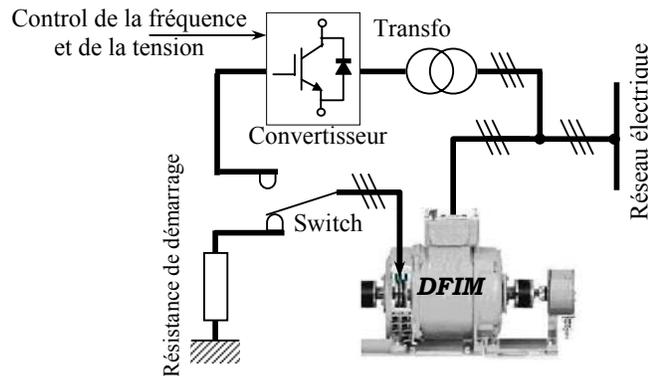


Fig. (2.9) La machine d'induction à rotor bobiné en mode double alimenté

L'imposition des fréquences dans les deux armatures de la *DFIM* engendre une difficulté supplémentaire quant à l'emploi des référentiels d'observations pour l'étude de son fonctionnement dans les régimes transitoires et par la même pour l'élaboration des lois de sa commande. Par conséquent, un mauvais choix du référentiel d'étude laisse en général apparaître des modulations sur les grandeurs normalement démodulées (continues non alternatives). Cela est le résultat de la non prise en considération convenable de la relativité des référentiels qui n'est plus similaire à celle couramment employée dans la machine à induction à rotor en court-circuit. La *DFIM* est alors définie par un angle de charge comme le cas de la machine synchrone, bien illustré par la figure (2.10) et dont il est nécessaire d'en tenir compte pour les transformations de Park de rotation et

de rotation inverse ou respectivement démodulation et modulation. D'emblée on peut écrire la relation élémentaires suivantes ;

$$\theta_r = \theta_c + \delta \tag{2.42}$$

$$\theta = \theta_s - \theta_r \tag{2.43}$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = \omega_s - \omega_c - \frac{d\delta}{dt} \tag{2.44}$$

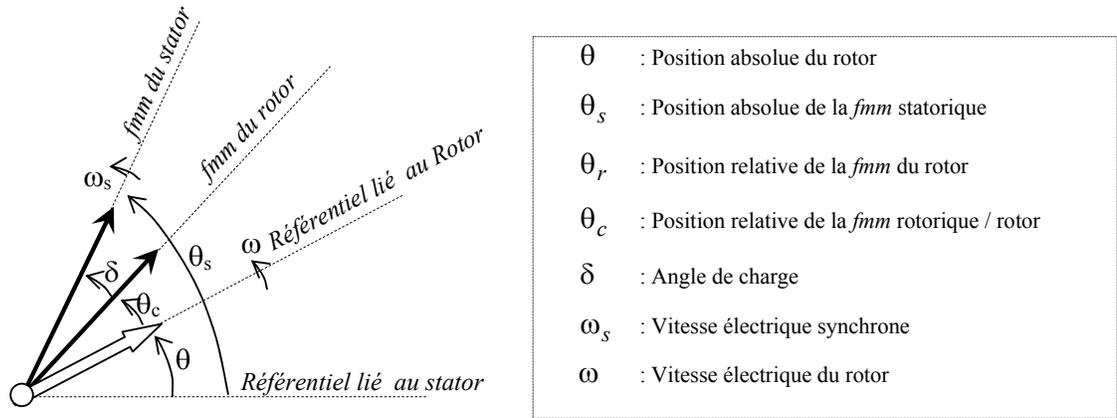


Fig. (2.10) Représentation des *fmm* dans la DFIM

La figure (2.11) représente schéma de simulation vectorielle de la DFIM dans les référentiels séparés avec les tensions statorique et rotorique ( $\bar{u}_s, \bar{u}_r$ ) comme entrées. L'angle  $\theta$ , donnant la position absolue du rotor et faisant partir des termes de couplage et directement calculé par l'intégrale de la vitesse.

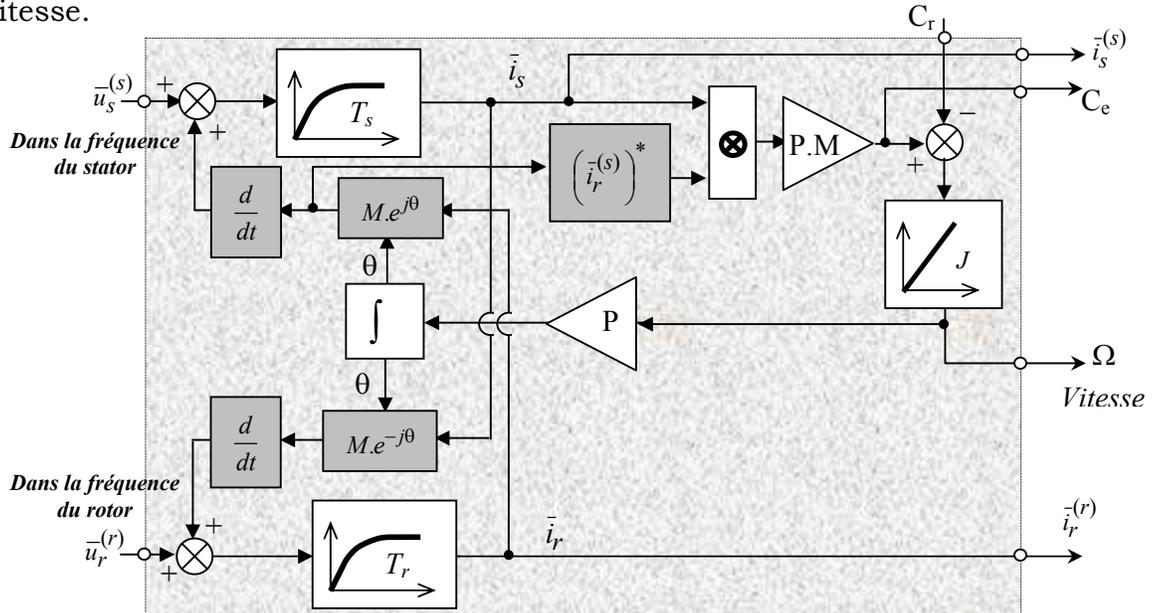


Fig. (2.11) Schéma de la simulation de la DFIM

## 2.5 PROBLEMES LIES A LA MODELISATION DE LA DFIM DANS LE REFERENTIEL COMMUN

Comme montré dans la figure (2.12), il est difficile de définir avec précision la position de la *fmm* du rotor puisque il y a trois cas à distinguer et par conséquent l'angle de charge  $\delta$  ne peut être identifié avec précision. Cette situation est fonction du mode de fonctionnement de la *DFIM* (moteur ou générateur, régimes de hyper/hypo-synchrone) et de l'alimentation des deux armatures de la machine (des tensions et des fréquences). Ces trois cas sont :

Cas 1: La *fmm* du rotor est entre l'axe du rotor et la *fmm* du stator.

Cas 2: la *fmm* du rotor est avancée sur celle du stator.

Cas 3: la *fmm* du rotor est entre l'axe du rotor et l'axe du stator.

Par conséquent, on peut écrire trois équations pour l'angle de charge  $\delta$  :

$$\begin{cases} \delta_1 = \theta_s - \theta - \theta_{c1} \\ \delta_2 = \theta_{c3} - \theta_s + \theta \\ \delta_3 = \theta_s - \theta + \theta_{c3} \end{cases} \quad (2.45)$$

Où,

$$\theta_{s,c} = \int \omega_{s,c} dt \quad ; \quad \theta = \int \omega dt \quad (2.46)$$

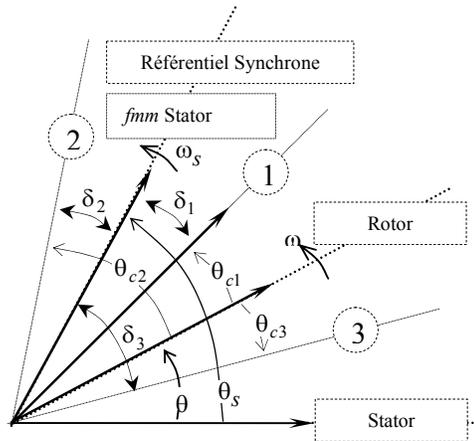


Fig. (2.12) Illustration des différentes positions de l'angle de charge.

Les équations vectorielles de tensions du stator et du rotor, dans le référentiel commun, d'une *DFIM* sont données par les équations (2.38) et (2.39):

- Dans le référentiel du stator  $(\alpha, \beta)$   $\omega_{obs} = 0$ , alors :  $\bar{u}_{s-\alpha\beta} = V_s e^{j\theta_s}$ ;  $\bar{u}_{r-\alpha\beta} = V_r e^{j(\theta_s - \delta)}$
  - Dans le référentiel du rotor  $(x, y)$   $\omega_{obs} = \omega$ , alors :  $\bar{u}_{s-xy} = V_s e^{j(\theta_c + \delta)}$ ;  $\bar{u}_{r-xy} = V_r e^{j\theta_c}$
  - Dans le référentiel synchrone  $(d, q)$   $\omega_{obs} = \omega_s$ , alors  $\bar{u}_{s-dq} = V_s e^{j0}$ ;  $\bar{u}_{r-dq} = V_r e^{-j\delta}$
- Avec,  $V_s, V_r$  : valeurs efficaces des tensions.

La difficulté rencontrée dans le choix du référentiel commun d'observation est bien illustrée sur les grandeurs à connotation continues, i.e, démodulées sans oscillations en régime permanent, donnés sur la vitesse et le couple. Ce qui est bien montré par les figures (2.13), (2.14), (2.15) et (2.16), respectivement données pour deux types d'injection rotorique (10V, 5Hz) et (15V, 5Hz). La lettre A est réservée pour le cas du modèle de la DFIM dans les deux référentiels séparés.

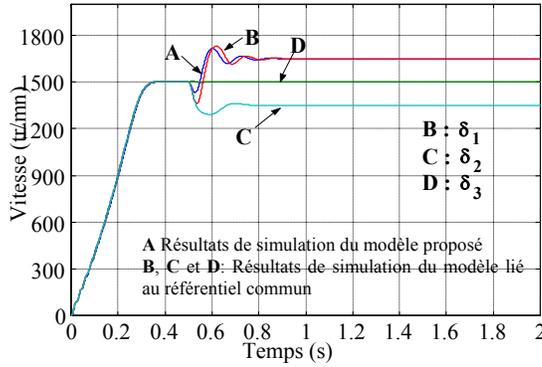


Fig. (2.13). Résultats de simulation vitesse-temps  $[\omega(t)]$ ,  $V_r=10V$ ;  $f_c=5Hz$

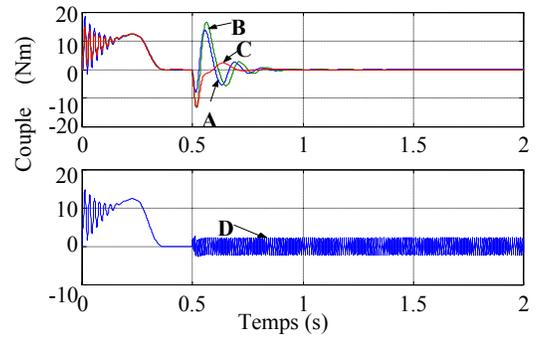


Fig. (2.14). Résultats de simulation Couple-temps  $[C_e(t)]$ ,  $V_r=10V$ ;  $f_c=5Hz$

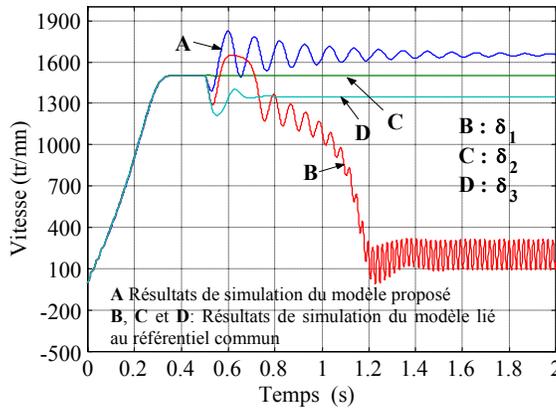


Fig. (2.15) Résultats de simulation Vitesse-temps  $[\omega(t)]$ ,  $V_r=15V$ ;  $f_c=5Hz$

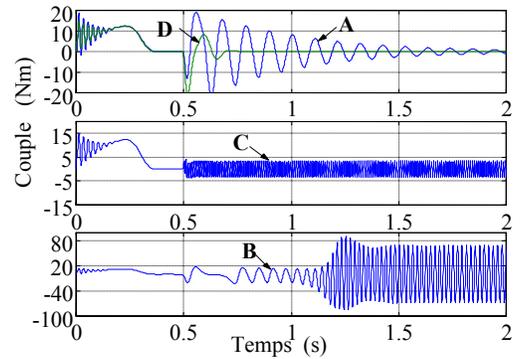


Fig. (2.16). Résultats de simulation Couple-temps  $[C_e(t)]$ ,  $V_r=15V$ ;  $f_c=5Hz$

Les résultats enregistrés montrent la délicatesse de la modélisation de la *DFIM* dans le référentiel commun. En outre, les différentes figures (2.13)-(2.16) certifient la présence de plusieurs modulations (oscillations) en régime permanent due à la mauvaise estimation de la position de l'angle de charge  $\delta$ . On peut remarquer que le cas **B** (de  $\delta_1$ ) semble être le proche du cas **A** (référentiels séparés) pour uniquement la première injection rotorique (10V, 5Hz) et il ne le sera pas pour la deuxième injection (15V, 5Hz) !

## 2.6 VALIDATION DU MODELE DE LA DFIM DANS LES REFERENTIELS SEPARÉS

Les figures (2.17), (2.18) et (2.19) illustrent un comparatif des résultats obtenus par simulation de la modélisation de la *DFIM* proposée (référentiels séparés) par rapport à ceux obtenus expérimentalement dans les mêmes conditions de test. L'expérimentation a eu lieu au laboratoire (LSPIE) sur une machine de 0.8kW dont les paramètres sont donnés en annexe. Les figures (2.17), (2.18) et (2.19) concernent respectivement la vitesse, le courant du stator et le courant du rotor.

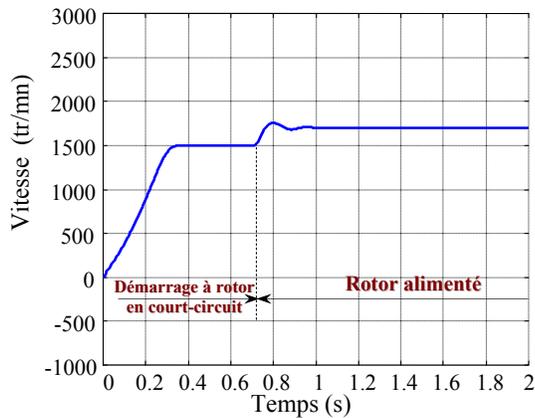


Fig. (2.17a). Résultat de simulation Vitesse–temps [ $\Omega(t)$ ]

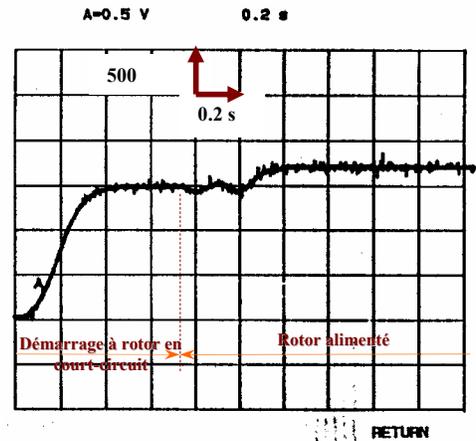


Fig. (2.17b) Résultat expérimental Vitesse–temps [ $\Omega(t)$ ]

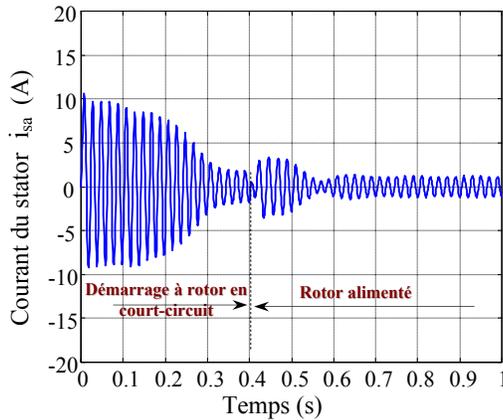


Fig. (2.18a) Résultat de simulation du courant statorique

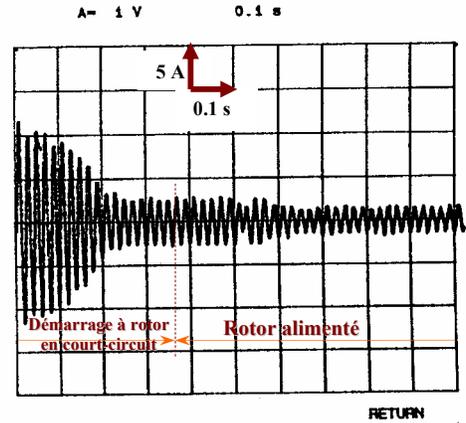


Fig. (2.18c) Résultat expérimental du courant statorique

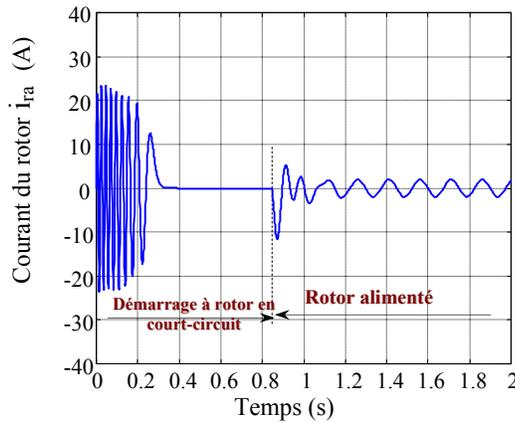


Fig. (2.19a) Résultat de simulation du courant rotorique

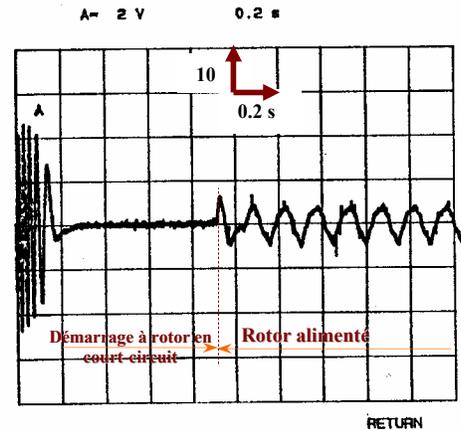


Fig. (2.19b). Résultat expérimental du courant rotorique

## 2.7 DISCUSSIONS

La simulation du modèle montre clairement les capacités de la *DFIM* à fonctionner en régime hyper-synchrone même si la fréquence statorique est fixée à 50Hz, pour des raisons de stabilité les tensions et les fréquences imposées au circuit rotorique doivent être réduites (de l'ordre de 10%) par rapport aux grandeurs statoriques [1-3], [12].

La *DFIM* ne peut démarrer directement en mode double alimentée, elle doit être en rotor court-circuité pour sa mise en marche en asynchrone. Cette illustration en comparatif (simulation-expérimentation) montre clairement la validation de notre approche de modélisation de la *DFIM*.

## 2.8 ETUDE DE LA STABILITE

Le problème majeur de la *DFIM* signalé par divers auteurs est la stabilité de fonctionnement [10], [12-13]. Ainsi, il sera étudié l'influence des paramètres d'injection rotorique (tension  $V_r$ , fréquence  $f_c$  et charge) sur la stabilité de la *DFIM*. L'étude de la stabilité en boucle ouverte sera faite par simulation sur les régimes transitoire et statique, pour aussi dire stabilité dynamique et stabilité statique, respectivement.

Dans cette thèse, on entend par stabilité dynamique de la *DFIM* le comportement transitoire enregistré sur l'angle de charge au moment du passage de la tension rotorique de zéro à une certaine valeur d'injection (amplitude et fréquence de la tension). L'impact de la charge sera pris en considération. Pour l'étude en régime statique, il s'agit d'une étude en régime permanent de la machine sur l'angle de charge.

### 2.8.1 ETUDE DE LA STABILITE A L'INSTANT DE L'ALIMENTATION DU ROTOR

Dans un premier temps, nous allons étudier l'influence des paramètres électriques à l'instant du passage du mode classique, rotor en court-circuit, au mode double alimenté. Ceci veut dire que la machine est démarrée en asynchrone telle une machine synchrone [10], [12-13].

Les figures (2.20)-(2.23) représentent les variations temporelles de l'angle de charge à vide paramétrée par différents niveaux de tension rotorique injectée et cela pour chacune des fréquences rotoriques suivantes 4.5, 5, 5.5 et 5.8Hz.

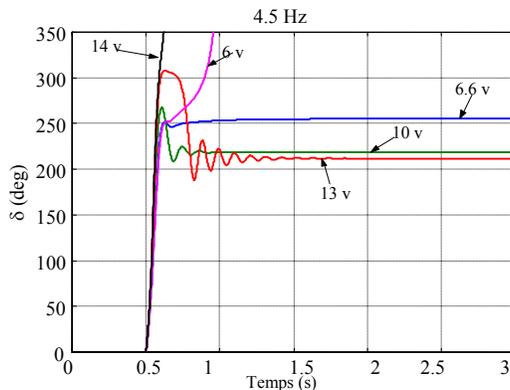


Fig. (2.20) Angle de charge pour une machine à vide et  $f_c=4.5$  Hz

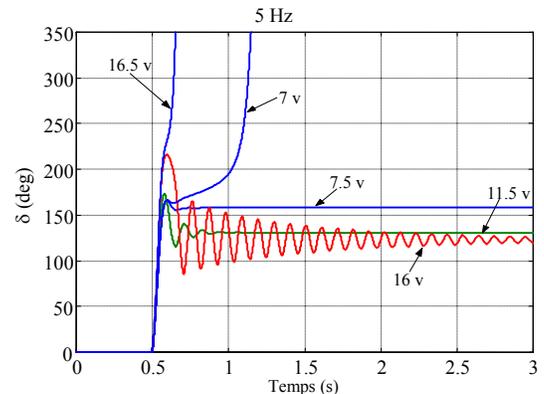


Fig. (2.21) Angle de charge pour une machine à vide et  $f_c=5$  Hz

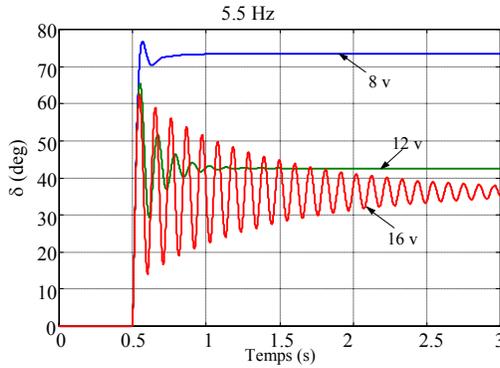


Fig. (2.22) Angle de charge pour une machine à vide et  $f_c = 5.5$  Hz

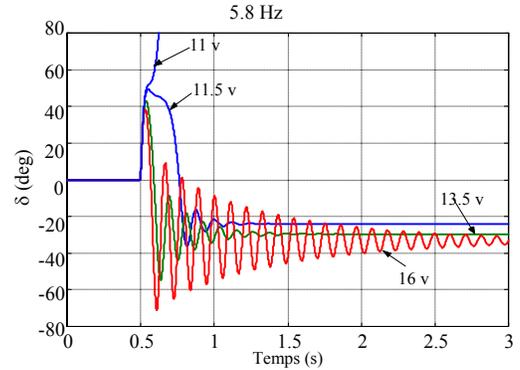
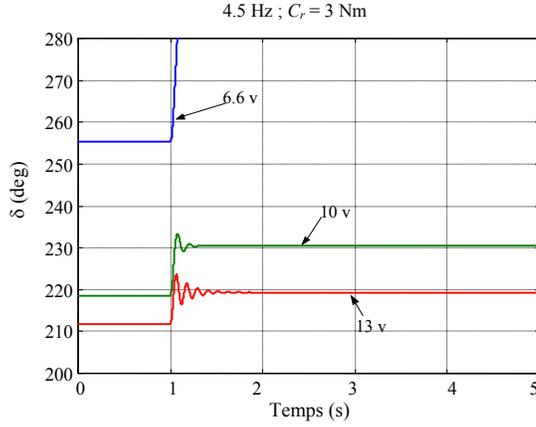
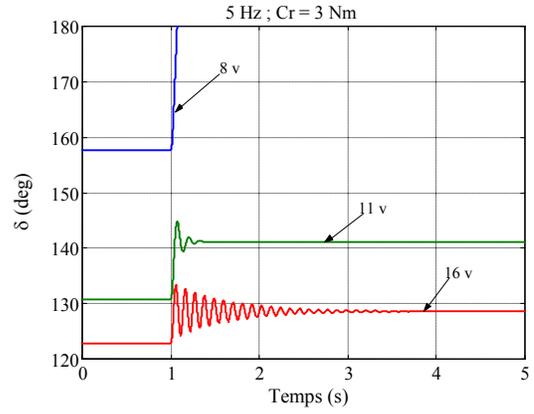
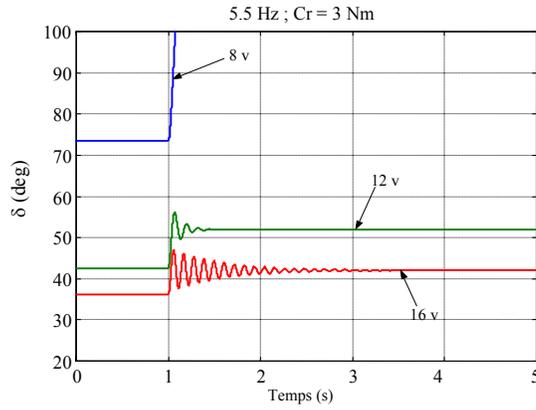
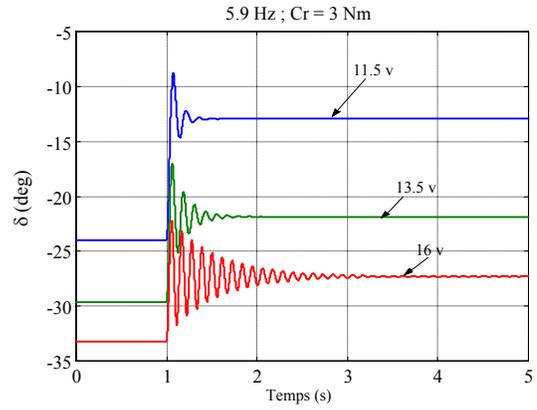


Fig. (2.23) Angle de charge pour une machine à vide et  $f_c = 5.8$  Hz

L'instant le plus délicat est le moment de passage au mode double alimenté. La stabilité transitoire de la *DFIM* n'est garantie que dans une petite zone qui dépend de l'amplitude et de la fréquence du signal injecté dans le rotor ( $V_r$ ,  $f_c$ ). Par rapport au signal du stator, il est de l'ordre de (3-5)% pour la fréquence et de (9-11)% pour l'amplitude. L'analyse de l'évolution temporelle de l'angle de charge à vide à travers les résultats de simulation des figures (2.20)–(2.23) fait ressortir une difficulté de statuer sur une conclusion précise pour la stabilité dite dynamique de la *DFIM*. Pour les quatre cas, il semblerait que l'augmentation de la tension rotorique a tendance à réduire l'angle de charge.

### 2.8.2 INFLUENCE DE LA CHARGE EN MODE DOUBLE ALIMENTÉ

Dans ce cas, au lieu du fonctionnement à vide, la machine est chargée au nominal et travaille en double alimentation, à une fréquence rotorique fixe. Les figures (2.24)–(2.27) illustrent les variations temporelles de l'angle de charge paramétrées par les différentes valeurs de tensions rotoriques injectées et cela à chaque figure sa fréquence rotorique. Nous pouvons remarquer que l'augmentation du niveau de tension rotorique va dans le sens de réduire l'angle de charge, autrement dit, on a tendance à le stabiliser. Donc on peut conclure d'après les résultats que la charge a un effet stabilisant pour la *DFIM*.


 Fig. (2.24) Angle de charge pour une machine en charge et  $f_c=4.5$  Hz

 Fig. (2.25) Angle de charge pour une machine en charge et  $f_c=5$  Hz

 Fig. (2.26) Angle de charge pour une machine en charge et  $f_c= 5.5$ Hz

 Fig. (2.27) Angle de charge pour une machine en charge et  $f_c=5.9$  Hz

#### 2.8.4 STABILITE STATIQUE

En régime permanent ( $d/dt=0$ ) les systèmes d'équations qui régissent le fonctionnement de la *DFIM* sont donnés comme suit, en se référant aux formulations <sup>(1)</sup> (2.31), (2.38) et (2.39):

$$\begin{aligned}
 V_s \cdot e^{j0} &= R_s \cdot \bar{I}_s + jL_s \omega_s \bar{I}_s + jM \cdot \omega_s \bar{I}_r \\
 V_r \cdot e^{j\delta} &= R_r \cdot \bar{I}_r + jL_r \cdot g \cdot \omega_s \bar{I}_r + jM \cdot g \cdot \omega_s \bar{I}_s \\
 C_e &= \frac{3}{2} PM \Im m(\bar{I}_s \otimes \bar{I}_r^*)
 \end{aligned} \tag{2.47}$$

Le facteur  $g$  définissant le glissement dans la cas de machine asynchrone à simple excitation, devient le rapport entre les deux fréquences injectées dans la cas *DFIM*.

<sup>(1)</sup>: L'angle de charge a été rapporté aux tensions d'armatures

$$g = \frac{\omega_s}{\omega_r} = \frac{f_s}{f_r} \quad (2.48)$$

Les régions de stabilité statique sont données par le tracé des lignes équi-couples obtenues à partir de la simulation des équations (2.47), en considérant la tension et la fréquence du stator comme référence. La figure (2.28a) montre la caractéristique couple–fréquence rotorique standard donnée par un moteur à rotor en court circuit. La figure (2.28b) illustre un tracé équi-couple dans le plan angle de charge–fréquence rotorique. Dans ce cas précis, nous pouvons noter que les équi-couples qui sont des droites verticales sont indépendantes de l’angle de charge.

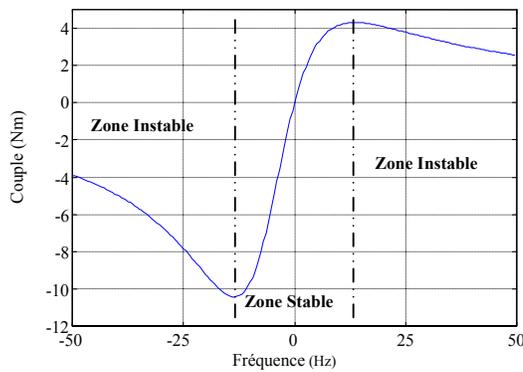


Fig. (2.28a) Couple en fonction de la fréquence du rotor

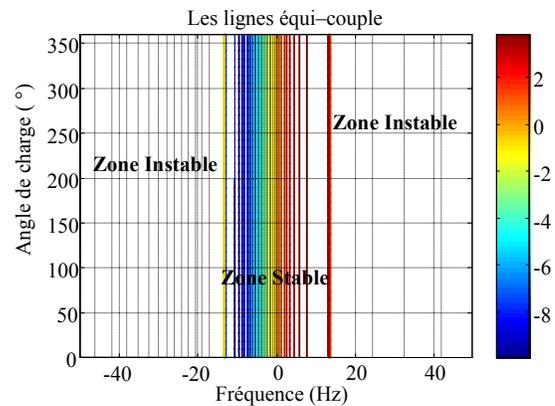


Fig. (2.28b): Lignes équi-couples  $V_r=0V$

Les concentrations données à gauche de la figure (2.28b) indiquent les valeurs du couple. La zone stable de la machine asynchrone (MAS) est limitée par les fréquences  $\pm 20\text{Hz}$  et au delà c’est la zone instable. Dans les équi-couples la zone stable de la MAS est à l’intérieur des deux barres verticales (en couleur).

Les figures (2.29), (2.30), (2.31) et (2.32) présentent les équi-couples données dans le plan angle de charge–fréquence rotorique respectivement pour quatre tension injectées au rotor 10V, 20V, 35V et 50V.

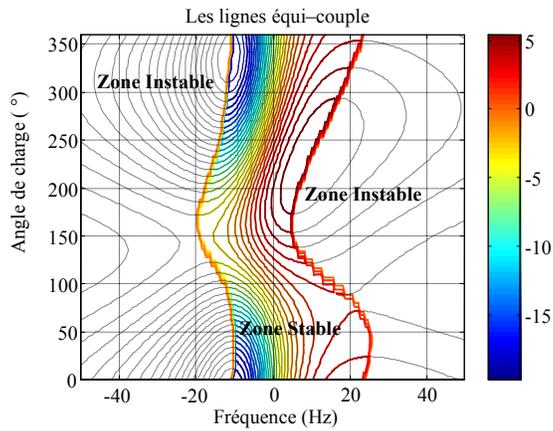


Fig. (2.29) Lignes équi-couples  $V_r = 10V$

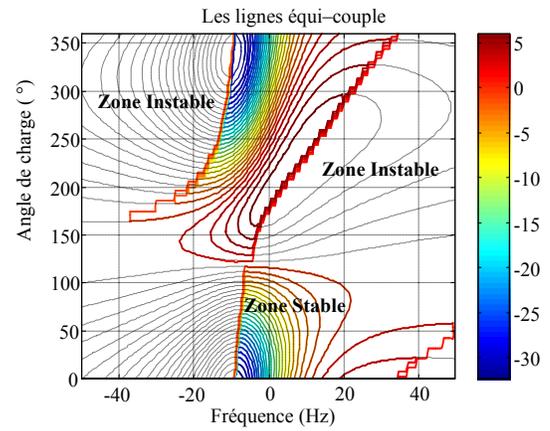


Fig. (2.30) Lignes équi-couples  $V_r = 20V$

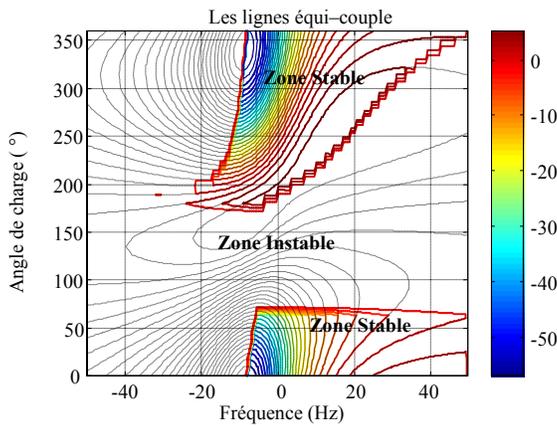


Fig. (2.31) lignes équi-couples  $V_r = 35V$

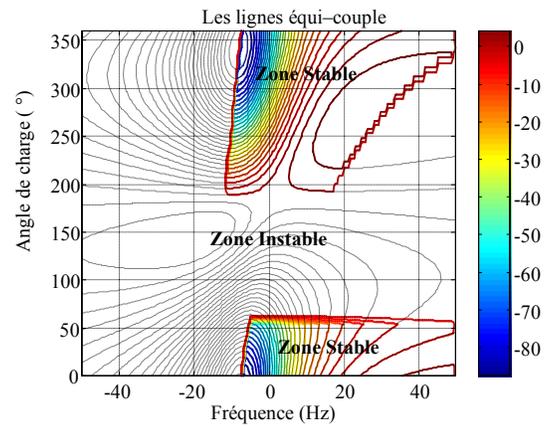


Fig. (2.32) lignes équi-couples  $V_r = 50V$

L'analyse de ces courbes fait ressortir la conclusion suivante : peu faible est la tension rotorique injectée et plus grande est la zone de stabilité.

## 2.9 MODELISATION DE LA DFIM EN MODE GENERATEUR

### 2.9.1 MODELE DE LA DFIG (DOUBLY FED INDUCTION GENERATOR) COUPLEE AU RESEAU

Les équations vectorielles des tensions statorique et rotorique, présentées en notation complexe, d'une machine à induction sont données par le système (2.26). La figure (2.33) illustre le schéma équivalent de la machine double alimentée pour un éventuel fonctionnement en générateur.

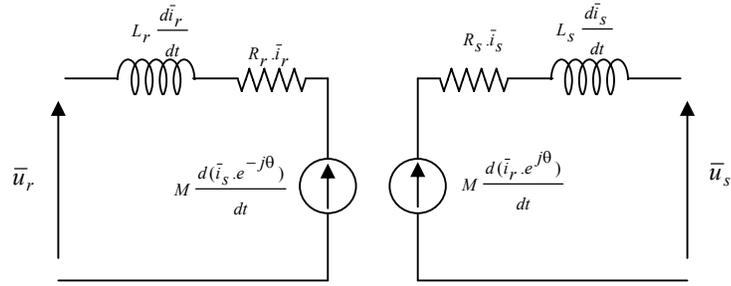


Fig. (2.33) Schéma équivalent la DFIM (couplée au réseau)

Pour les applications de la DFIM en générateur, i.e. DFIM, le réseau impose sa tension et sa fréquence ( $V_s, f_s$ ) (génératrice non autonome), la tension du rotor aura pour rôle le contrôle du flux des puissances active et réactive entre la machine et le réseau. Pour une génératrice autonome, débitant sur un site isolé, le problème devient plus complexe, car il faut contrôler aussi la tension et la fréquence du côté du stator.

### 2.9.2 MODELE DE LA DFIM AUTONOME

L'adoption des conventions "générateur" au stator et "récepteur" au rotor donne lieu au changement de signe sur les courants tels que :

$$\begin{aligned} \bar{i}_s &\rightarrow -\bar{i}_s : \text{générateur} \\ \bar{i}_r &\rightarrow \bar{i}_r : \text{récepteur} \end{aligned} \quad (2.49)$$

Si  $\bar{u}_r$  est une tension de commande,  $\bar{u}_s$ ,  $\bar{i}_s$  et  $\bar{i}_r$  apparaissent comme variables d'état. Le système (2.26) avec la condition (2.49) ne peut admettre une solution déterminée car le nombre de variables est supérieur au nombre d'équations. Ainsi, l'équation de la charge (2.50) enlève cette indétermination. Les paramètres R, L et C de la charge sont indexés par l'indice *charge*.

$$\bar{u}_s = R_{charge} \bar{i}_s + L_{charge} \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{1}{C_{charge}} \int \bar{i}_s \cdot dt \quad (2.50)$$

Le couple électromagnétique développé par la génératrice et qui s'oppose au système d'entraînement est donné par l'équation (2.31).

La fréquence de la tension induite au stator est donnée par :

$$f_s = \frac{P\Omega}{2\pi} \pm f_r \quad (2.51)$$

Pour pouvoir comparer les résultats de simulations de la *DFIG* dans le référentiel commun, la simulation est effectuée dans les mêmes conditions de fonctionnement données dans la section 2.5, pour les trois cas de référentiels communs respectivement liés au stator ( $\alpha\beta$ ), au rotor ( $xy$ ) et au synchronisme ( $dq$ ) et qui correspondent à **(B)**, **(C)**, et **(D)** comme indiqué sur les figures (2.34a) et (2.34b) illustrant la vitesse et la tension induite dans le stator. La lettre *A* est réservée pour le cas de modélisation de la *DFIG* dans les deux référentiels séparés.

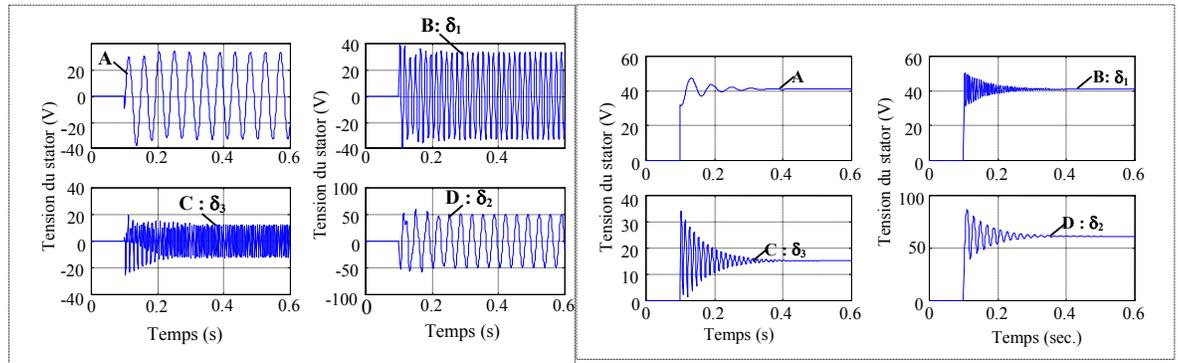


Fig. (2.34b) Résultats de simulation tension du stator (dans référentiel du stator)  $V_r = 7.5V$ ,  $f_r = 17Hz$  et 1400rpm

Fig. (2.34a) Résultats de simulation tension du stator (rms<sup>(1)</sup>)  $V_r = 7.5V$ ,  $f_r = 17Hz$  et 1400rpm

Les différents résultats montrent la difficulté de modéliser la *DFIG* dans le référentiel commun. En outre, les différentes figures certifient la présence de plusieurs modulations (oscillations avec différentes fréquences) dans le régime permanent dues à une mauvaise connaissance de la position de l'angle de charge  $\delta$ .

### 2.9.3 SCHEMA DE SIMULATION

La figure (2.35) donne le schéma de simulation du modèle vectoriel de la *DFIG* dans les référentiels séparés avec la tension rotorique  $\bar{u}_r$  et la vitesse de rotation comme entrées, le *switch* est utilisé pour charger la génératrice. Les résultats de simulation du modèle vectoriel *DFIG*, décrit par les équations (2.26), (2.49) et (2.50) exprimées dans les deux référentiels du stator et du rotor séparés, sont montrés dans ce qui suit.

<sup>(1)</sup> rms : Valeur efficace





Fig. (2.37a) Résultat expérimental de la tension du stator (1) et le courant du stator (2), 1600 tr/min, à vide

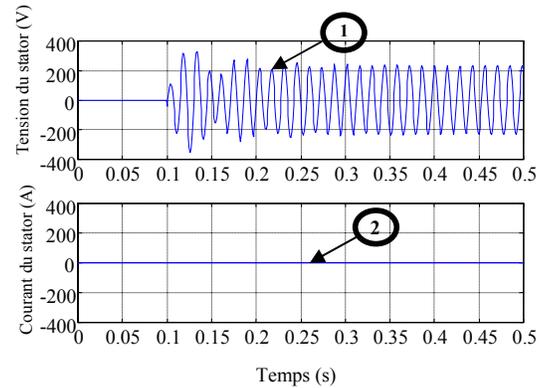


Fig. (2.37b) Résultat de simulation de la tension du stator (1) et le courant du stator (2), 1600 tr/min, à vide

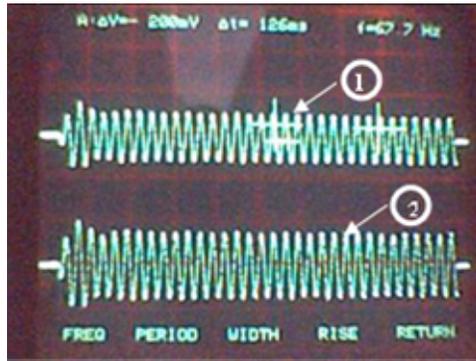


Fig. (2.38a) Résultat expérimental de la tension du stator (1) et le courant du stator (2), 1600 tr/min, en charge  $R_{charge} = 312 \text{ ohm}$

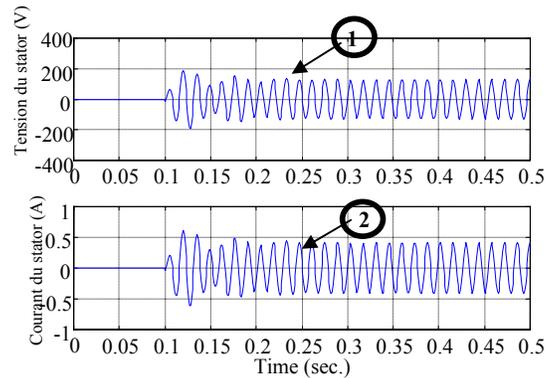


Fig. (2.38b) Résultat de simulation de la tension du stator (1) et le courant du stator (2), 1600 tr/min, en charge  $R_{charge} = 312 \text{ ohm}$

#### 2.9.4 DISCUSSIONS DES RESULTATS

La simulation du modèle montre clairement les capacités de la *DFIG* à fonctionner en régime génératrice autonome dans les régimes hypo-hypersynchrone. La *DFIG* est d'abord entraînée à rotor ouvert, ensuite elle est amorcée par injection de tensions rotoriques. Nous pouvons constater que la modélisation de la *DFIG* dans les référentiels séparés est nettement validée par l'expérimentation réalisée sur une machine de laboratoire de 0.8kW (Voir annexe).

## 2.10 CONCLUSION

Le caractère spécifique de la machine double alimentée qui s'apparente à celui d'une machine synchrone et d'une machine asynchrone, donne lieu à des difficultés quant aux choix judicieux du référentiel commun pour l'observation de ses équations. Afin d'éviter ce problème, une approche de modélisation de cette machine dans deux référentiels séparés liés respectivement aux armature du stator et du rotor a été proposée sans pour autant estimer l'angle de charge.

A travers ce chapitre, il est montré d'abord l'intérêt de modéliser la machine à induction double alimentation en fonctionnement moteur et générateur dans des référentiels séparés. Les résultats expérimentaux attestent favorablement la modélisation proposée. En second lieu, l'étude de la stabilité dynamique et statique est élaborée pour voir l'influence des paramètres d'injection rotorique et de la charge sur la stabilité de la machine du point de vue dynamique et statique. Ce résultat réconfortant nous permettra certainement d'aborder le problème de la commande de la *DFIM* avec plus de précision et d'efficacité.

## 2.11 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] Drid S., Nait-Said M.S., « Modélisation Vectorielle d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation dans les Référentiels Séparés ». Proceedings of the 3<sup>rd</sup>Conference on Electrical Engineering 10-11 December CEE'02, BATNA 2002.
- [2] Drid S., Nait-Said M.S. and Tadjine M., "The Doubly Fed Induction Machine Modeling In The Separate Reference Frames". *Journal of Electrical Engineering, JEE*. Vol.4, N°1, 2004, pp:11-16
- [3] Drid S., Naït-Saïd M.S., Tadjine M. and Menacer M., "The Doubly Fed Induction Generator Modeling in the Separate Reference Frames for an Exploitation in an Isolated Site with Wind Turbine," *Third IEEE International Conference on Systems, Signals & Devices SSD'05*, March 21-24, 2005, Sousse - Tunisia

- [4] Leonhard W., *Control Electrical Drives*, Springer verlag Berlin Heidelberg 1985. Printed in Germany.
- [5] Klaus Trangbæk, *Linear Parameter Varying Control of Induction Motors*, Ph.D. thesis, Department of Control Engineering Aalborg University, Denmark. June 2001
- [6] Nait-said N., “Contribution a l’identification et a la commande de la machine à induction” Thèse de doctorat université de Batna 2003.
- [7] Holtz J0., “the representation of AC Dynamics by complex signal flow graphs,” *Inverted*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.13, pp.245-271, 1995.
- [8] Lesenne J., Notelet F. et Séguier G., “Introduction à l’Electrotechnique Approfondie,” Edition Techniques et Documentation Lavoisier, Paris 1981.
- [9] Nait-Said M.S. & Nait-Said N., “Modélisation Vectorielle d’une Machine à Courant Alternatif Triphasée & Symétrique, ” Notes de Cours éditées Université de Batna, Avril 2004.
- [10] Cherkaoui M., “Contribution a la modélisation, à l’Etude et à la commande des machines application à une machine asynchrone à double alimentation, ” Thèse de Doctorat, Polytechnique de Lorraine 1990, France
- [11] Zhang F. and al : *Separately Controlled Double-fed Speed Regulation System*. In : IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS’99 IEEE pp 751-754.
- [12] Jackson R. D. and Philips B.W., “Stady state stability of the Doubly Fed Synchronous Machine” *Electronics leeters* 12<sup>th</sup> January 1968, Vol4, n°1, pp.18.19
- [13] Precott J.C. and Raou B.P., “The Inherent instability of induction Motor under Conditions of Double Supply” *IEE Proc*, Vol 1056, Jan. 1958, pp.319-329.

- [14] Wang S. and Ding Y., : *Stability Analysis of Field Oriented doubly Fed induction Machine drive Based on Computed Simulation*. In : *Electrical Machines and Power Systems* 1993 Taylor & Francis.
- [15] Ekanayake J. B., Holdsworth L., Wu X.G., and Jenkins N., “Dynamic Modeling of Doubly Fed Induction Generator Wind Turbines” *IEEE Transaction on Power system*, Vol.18, N°. 2, May 2003, pp 803-809.
- [16] Datta R. and Ranganathan V. T., “Variable-Speed Wind Power Generation Using Doubly Fed Wound Rotor Induction Machine—A Comparison With Alternative Schemes” *IEEE Transaction on energy conversion*, vol.17, N°. 3, September 2002, pp 414-421.
- [17] Tapia A., Tapia G., J Ostolaza. X. and Sáenz J. R., “Modeling and Control of a Wind Turbine Driven Doubly Fed Induction Generator” *IEEE Transaction on energy conversion*, vol. 18, N°. 2, June 2003 pp 194-204.
- [18] Djurovic M. et al « Double Fed Induction Generator with Two Pair of Poles » *Electrical Machines and Drives* 11-13 September 1995, Conference Publication N°412 IEE 1995.

CHAPITRE 3

**COMMANDE VECTORIELLE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE  
DOUBLE ALIMENTE PAR DOUBLE ORIENTATION DES FLUX**

- 3.1 INTRODUCTION
- 3.2 MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ALIMENTEE
- 3.3 COMMANDE VECTORIELLE PAR DOUBLE ORIENTATION DES FLUX.
  - 3.3.1 LA DOUBLE ORIENTATION DU CHAMP STATORIQUE ET ROTORIQUE.
  - 3.3.2 SCHEMA BLOC DE LA CVDOF
  - 3.3.3 ESTIMATION DE  $\phi_s$ ,  $\phi_r$  ET CONTROLE DE  $\delta$
- 3.4 SIMULATION
- 3.5 CONCLUSION
- 3.6 BIBLIOGRAPHIE

## CHAPITRE 3

# COMMANDE VECTORIELLE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE DOUBLE ALIMENTE PAR DOUBLE ORIENTATION DES FLUX

### 3.1 INTRODUCTION

La commande vectorielle par orientation du flux présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone double alimentée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur, [1-5].

L'un des problèmes de la *DFIM* réside dans la stabilité en boucle ouverte par conséquent, sans le recours au contrôle strict de la position relative entre *fmm*'s, le risque d'instabilité et de décrochage devient imminent, [6-8]. Pour solutionner ce problème, plusieurs stratégies ont été proposées, parmi elles celles établies sur le principe conventionnel de l'orientation du flux avec contrôle découplé des puissances active et réactive du coté du stator [1]. Dans le présent chapitre, il sera proposé une loi de commande pour la *DFIM* basée sur la double orientation des flux du stator et du rotor en leur imposant une orthogonalité entre eux pour disposer d'une commande linéaire et découplée de la machine, donné dans sa plus simple expression

avec un couple optimal. Cette commande est appelée par nos soins *commande vectorielle par double orientation des flux*, ou *CVDOF* [10-11]. Elle sera établie par le modèle de la machine exprimé par le vecteur d'état tout flux. L'accessibilité à la mesure des courants des deux armatures conduit à reconstituer un estimateur simple des flux suffisamment robuste du moment que la saturation de la machine est contrôlée à son niveau nominal. La figure (3.1) présente le schéma de l'ensemble convertisseurs-machine commandé par la *CVDOF*. Par cette dernière, le problème d'instabilité de la *DFIM*, rencontré en boucle ouverte, sera complètement résorbé.

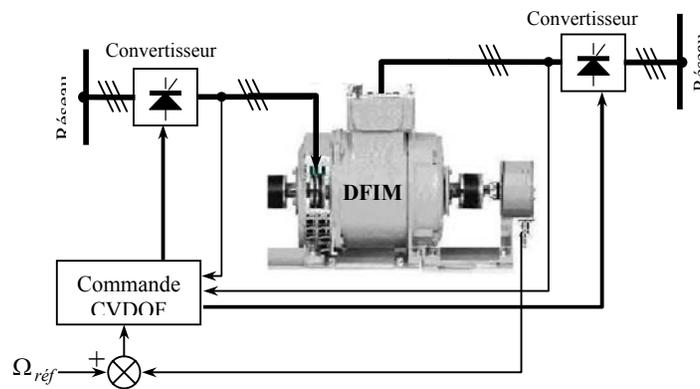


Fig. (3.1). Schéma de l'ensemble convertisseurs machine asynchrone commandé par la *CVDOF*.

### 3.2 MODELE DE LA DFIM TOUT-FLUX

Dans le référentiel synchrone le modèle de la *DFIM*, (voir chap. 2), s'écrit :  
Equations tensions:

$$\begin{cases} \bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} + j\omega_s \bar{\phi}_s \\ \bar{u}_r = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} + j\omega_r \bar{\phi}_r \end{cases} \quad (3.1)$$

Equations flux :

$$\begin{cases} \bar{\phi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \\ \bar{\phi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \end{cases} \quad (3.2)$$

en utilisant (3.1) et (3.2), le modèle d'état tout flux s'écrit :

$$\begin{cases} \bar{u}_s = \frac{1}{\sigma T_s} \bar{\phi}_s - \frac{M}{\sigma T_s L_r} \bar{\phi}_r + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} + j\omega_s \bar{\phi}_s \\ \bar{u}_r = -\frac{M}{\sigma T_r L_s} \bar{\phi}_s + \frac{1}{\sigma T_r} \bar{\phi}_r + \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} + j\omega_r \bar{\phi}_r \end{cases} \quad (3.3)$$

Le couple électromagnétique sera donc,

$$C_e = \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \Im m[\bar{\phi}_s \bar{\phi}_r^*] \quad (3.4)$$

L'équation de mouvement associée au couple électromagnétique est :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (3.5)$$

La figure (3.2) présente la position des vecteurs flux  $(\bar{\phi}_s, \bar{\phi}_r)$  de la DFIM, où  $\rho$ ,  $\theta$  et  $\delta$  indiquent respectivement la position absolue du flux statorique, la position relative du rotor et l'angle de charge.

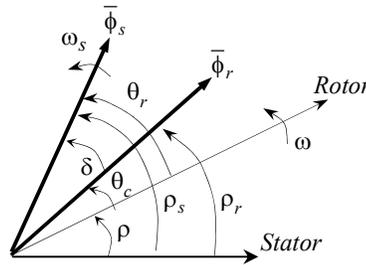


Fig. (3.2). Diagramme vectoriel de la DFIM

De la figure (3.2), on peut écrire:

$$\delta = \rho_s - \rho - \theta_c \quad (3.6)$$

où

$$\rho_s = \int \omega_s dt, \quad \rho = \int \omega dt \quad \text{et} \quad \theta_c = \int \omega_c dt \quad (3.7)$$

Dans la DFIM, nous pouvons admettre respectivement que la fréquence injectée dans le rotor et la vitesse sont exprimées dans les rapports de la fréquence du stator données comme suit [10]:

$$\begin{cases} \omega_c = \lambda \omega_s \\ \omega = \beta \omega_s \end{cases} \quad (3.8)$$

où  $0 < \lambda \leq 1$  ;  $\beta < 1$  pour le régime hypo-synchrone,  $\beta > 1$  pour le régime hyper-synchrone et  $\beta = 1$  pour le régime synchrone. Les coefficients  $\lambda$  et  $\beta$  sont une fonction des différents points de fonctionnement de la DFIM. De (3.6), (3.7) et (3.8), l'angle de charge  $\delta$  peut être estimé comme suit :

$$\delta = \int (1 - \lambda - \beta) \omega_s dt \quad (3.9)$$

L'expression (3.9) montre les difficultés pour calculer l'angle de charge  $\delta$  dont la stabilité de la DFIM en dépend considérablement (voir chap.2).

### 3.3 COMMANDE VECTORIELLE PAR DOUBLE ORIENTATION DES FLUX

#### 3.3.1 LA DOUBLE ORIENTATION DU CHAMP STATORIQUE ET ROTORIQUE

Cette technique consiste à orienter en même temps le flux statorique et le flux rotorique comme indiqué ci-dessous dans la figure (3.3). Ainsi, il en découle les contraintes données par la formulation (3.10). Le flux rotorique sera porté sur l'axe direct,  $d$  ; alors que le flux statorique sera porté sur l'axe en quadrature,  $q$ . L'angle  $\delta$ , signifiant l'angle de charge par analogie au cas de la machine synchrone, sera donc de  $90^\circ$  et par conséquent les deux flux deviennent orthogonaux [10-11] :

$$\begin{cases} \phi_{sq} = \phi_s \\ \phi_{rd} = \phi_r \\ \phi_{sd} = \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (3.10)$$

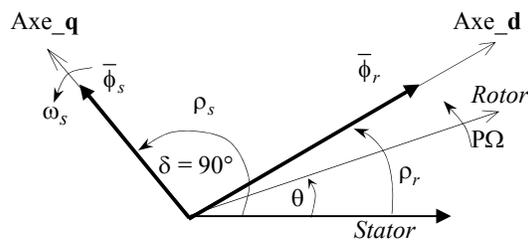


Fig.(3.3) Diagramme vectoriel de la machine asynchrone double alimentée après orientation

Par les contraintes (3.10), les équations (3.3) et (3.4) seront reformulées comme suit :

$$\begin{cases} u_{sd} = -\frac{M}{\sigma T_s L_r} \phi_r - \omega_s \phi_s \\ u_{sq} = \frac{1}{\sigma T_s} \phi_s + \frac{d\phi_s}{dt} \\ u_{rd} = \frac{1}{\sigma T_r} \phi_r + \frac{d\phi_r}{dt} \\ u_{rq} = -\frac{M}{\sigma T_r L_s} \phi_s + \omega_r \phi_r \end{cases} \quad (3.11)$$

et,

$$C_e = k_c \phi_s \phi_r. \quad (3.12)$$

$$\text{avec, } k_c = \frac{PM}{\sigma L_s L_r}$$

### 3.3.2 SCHEMA BLOC DE LA CVDOF

La seconde et la troisième équation du système (3.11) montrent que le modèle de la machine devient un modèle linéaire exprimé par un simple système du premier ordre où les flux du stator et du rotor sont respectivement contrôlés par les composantes des tensions en quadrature pour le stator et directe pour le rotor. Ce qui permet d'écrire les fonctions de transfert représentatives suivantes [10-11]:

$$\begin{cases} \frac{\phi_s}{u_{sq}} = \frac{\sigma T_s}{(\sigma T_s \mathbf{s} + 1)} \\ \frac{\phi_r}{u_{rd}} = \frac{\sigma T_r}{(\sigma T_r \mathbf{s} + 1)} \end{cases} \quad (3.13)$$

Avec,  $\mathbf{s} = \frac{d}{dt}$  (opérateur de Laplace).

La restriction au seul modèle donné par les expressions (3.13), laisse entendre que les relations rigides (non différentielles) de la première et de la quatrième équation du système (3.11) pourront constituer des estimateurs des fréquences statoriques et rotoriques, donc de la vitesse à partir des flux si les composantes des tensions directe pour le stator et en quadrature pour le rotor seront mises à zéro.

$$u_{sd} = u_{rq} = 0 \quad (3.14)$$

En outre, la dynamique des flux sera référée à celle des fonctions de transferts (3.13) et par la même à leurs contrôles respectifs. Ainsi le modèle linéaire équivalent de la machine asynchrone en mode double alimenté, selon la stratégie de la double orientation des flux, peut être représenté par le schéma fonctionnel donné dans le cadre en trait pointillé de la figure (3.4).

Dans cette même figure, des régulateurs PI sont utilisés pour pouvoir contrôler les flux  $\phi_s$ ,  $\phi_r$  et la vitesse  $\Omega$ . Pour le calcul des PI, la méthode conventionnelle par placement de pôles est utilisée. Dans la figure (3.5), un schéma d'implantation générale illustre la commande proposée.

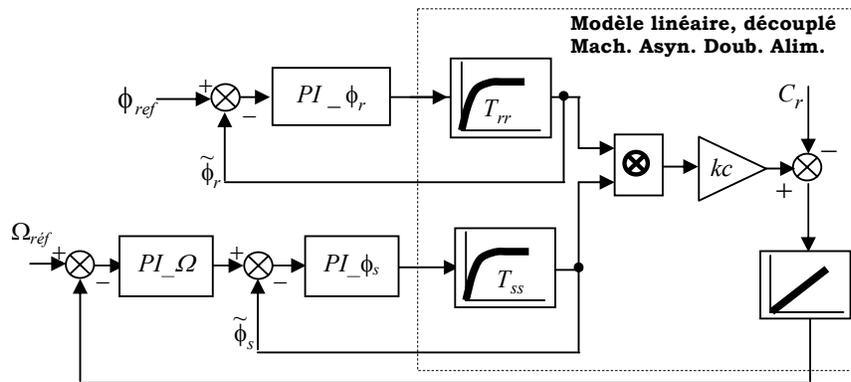


Fig.(3.4). Schéma fonctionnel du modèle linéaire équivalent de la CVDOF

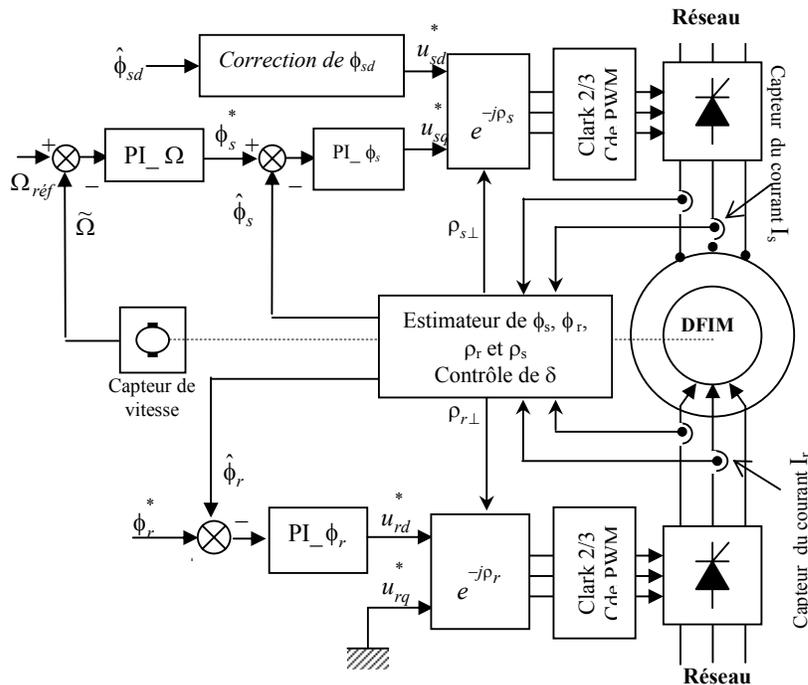


Fig. (3.5) Schéma d'implantation générale de la CVDOF.

### 3.3.3 ESTIMATION DE $\phi_s$ , $\phi_r$ ET CONTROLE DE $\delta$

Du fait que les courants soient mesurables, l'estimation des flux devient plus simple d'après l'équation (3.2). La figure (3.6) illustre le schéma d'estimation des vecteurs flux avec la détermination exacte de leurs positions, comme il sera expliqué dans ce qui suit. Pour avoir un découplage parfait, l'angle de charge doit être égale à  $\pi/2$ . Celui-ci pourra être déterminé sur la base de la connaissance des positions absolues des flux  $\rho_r$  et  $\rho_s$  déduites de la détermination des vecteurs flux selon l'équation (3.2), restant valable quelque soit le référentiel considéré. Dès lors, son évolution dans le temps pourra indiquer l'orthogonalité entre les deux flux. Nous avons constaté par simulation, illustrée par la figure (3.7), que les contraintes imposées de la double orientation des flux en addition des contraintes de la nullité des composantes des tensions par la contrainte (3.14) ne permettent pas toutefois d'assurer une orthogonalité stricte des flux. En utilisant l'angle estimé  $\hat{\delta}$  comme variable de retour, il est possible de le forcer à suivre la valeur désirée  $\pi/2$ . Pour cette fin, on utilise un régulateur PI à très faible dosage intégral dont sa sortie produit la pulsation  $\omega_s$ , qui par une simple intégration donne l'angle d'orientation  $\rho_{s\perp}$  du flux statorique  $\phi_s$ . L'angle absolu du rotor  $\rho_{r\perp}$  sera déterminé par simple addition de la valeur  $\pi/2$  comme illustré dans la figure (3.6). Une configuration similaire a été proposée dans [13] pour l'asservissement de l'angle  $\hat{\delta}$  dans laquelle à la place du PI, employé dans ce travail, un oscillateur commandé en tension ou VCO avec un fort gain à été utilisé. Après simulation, de l'ensemble commande-convertisseurs-machine, on a été confronté au problème de perte du découplage du flux statorique ( $\phi_{sd} \neq 0$ ). Cependant un simple régulateur PI a permis de le solutionner comme illustré dans la figure (3.7). En effet, la composante du flux statorique directe est forcée à être asservie à une référence nulle.

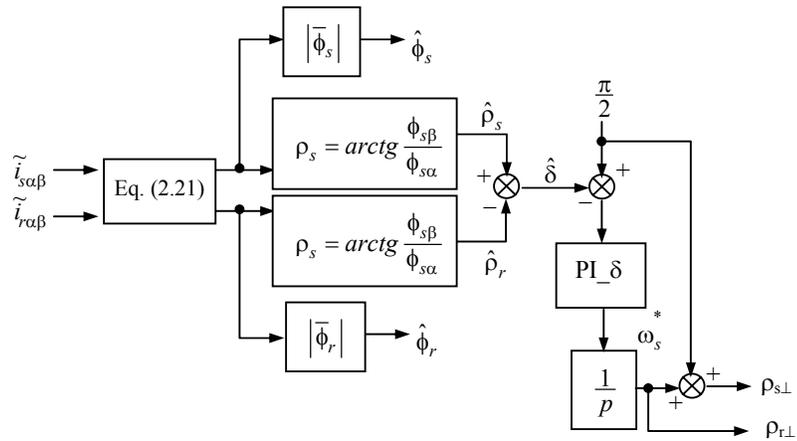


Fig.(3.6). Estimation de  $\phi_s$ ,  $\phi_r$  et contrôle de  $\delta$  par PI

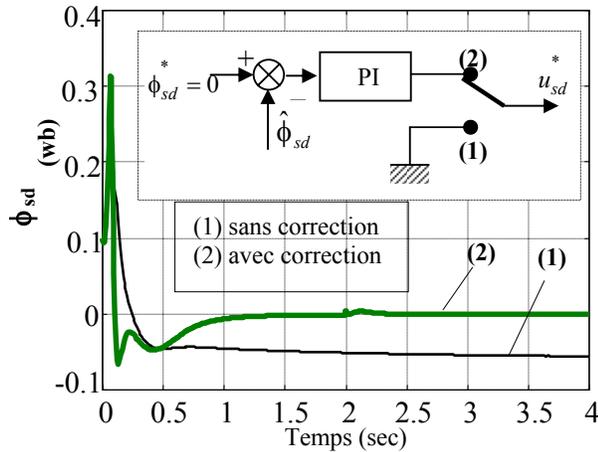


Fig.(3.7) Illustration de la correction du flux  $\phi_{sd}$

### 3.4 SIMULATION

Les paramètres de la machine asynchrone de 4kW sous test ainsi que les coefficients des PI utilisés sont donnés en Annexe. Par souci de valider notre approche, les simulations numériques seront à la fois réalisées sur le modèle linéaire équivalent, défini par la figure (3.4), et sur le modèle complet en modélisation plus exacte donné par la figure (3.5).

### 3.4.1 LES PROFILS DE REFERENCES

Nous supposons avoir un cahier des charges pour réaliser les profils de références comme illustrés par les figures (3.7)-(3.8). Ainsi, les résultats obtenus sont organisés comme suit :

La figure (3.7) représente les profils de références de la vitesse et du couple. A noter qu'après 2.7 s du démarrage à vide et avec une vitesse synchrone (157 rd/s), une charge de 10Nm est appliquée. Après 12 s, à la même charge, la vitesse est réduite à 80 rd/s. Un test d'inversion du sens de rotation est réalisé à la 17<sup>ème</sup> seconde à -100 rd/s pour la même charge de 10Nm. D'autre part, comme présenté sur la figure (3.8), une variation paramétrique a été produite avec 100% d'augmentation sur les résistances du rotor et du stator, respectivement, de 5 à 6 s et de 7 à 8 s, et avec une réduction à 20% de la mutuelle de 4 à 9 s.

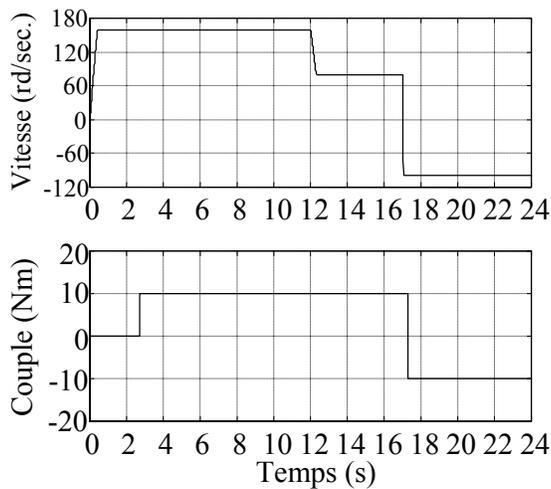


Fig. (3.7) Profils référence vitesse-Couple

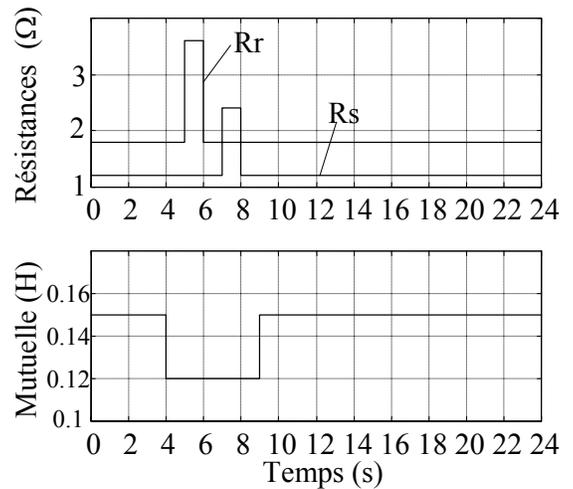


Fig.(3.8) Variation paramétrique

### 3.4.2 PRESENTATION DES RESULTAS DE SIMULATION OBTENUS

Successivement, nous pouvons montrer les résultats obtenus comme présentés sur les figures suivantes. La figure (3.9) illustre la poursuite de la vitesse comme définie par sa référence sur la figure 6. La réponse en vitesse est présentée pour les deux modèles de la CVDOF : modèle équivalent linéaire et modèle exact de simulation (voir section 3.3.2). La figure (3.10)

montre la réponse du couple pour les deux modèles précédemment cités. La figure (3.11) présente les détails, dans l'intervalle 0-10 s, de la vitesse donnée par la figure (3.9). Ensuite, la figure (3.12) présente, dans le même intervalle, les détails du couple représentés sur la figure (3.10). Les deux figures (3.11) et (3.12) sont données afin d'éclaircir les détails sur des effets de la variation paramétrique. Les figures (3.13) et (3.14) illustrent l'évolution temporelle des flux respectivement du stator (Fig. (3.13)) et du rotor (Fig. (3.14)). Nous pouvons observer que les conditions (3.14) sont réalisées. Sur la figure (3.14), il apparaît une faible perte de découplage du flux statorique. Mais, nous pensons que ce n'est pas un problème puisque l'orthogonalité du flux demeure respectée à un décalage constant près. Les figures (3.15) et (3.16) montrent, respectivement, les courants du stator et du rotor mesurés sur leurs armatures respectives. Enfin, la figure (3.17) illustre l'angle de charge où nous pouvons distinguer clairement le respect de l'orthogonalité des flux stator-rotor caractérisant la méthode proposée.

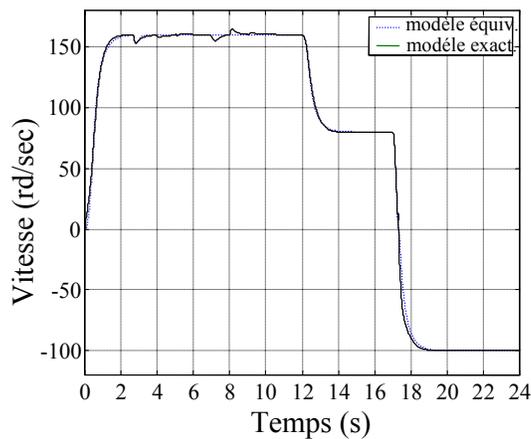


Fig.(3.9) Variation vitesse-temps

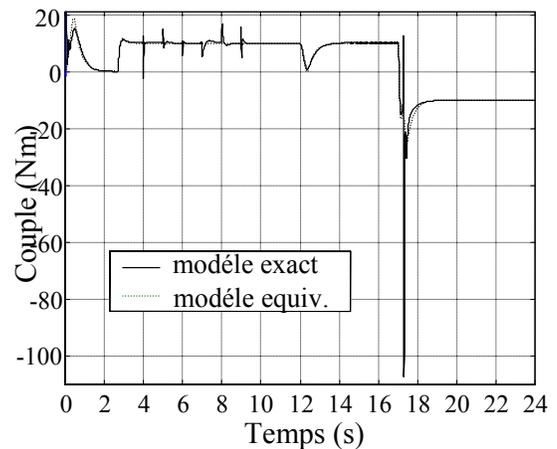


Fig.(3.10) Variation Couple-temps

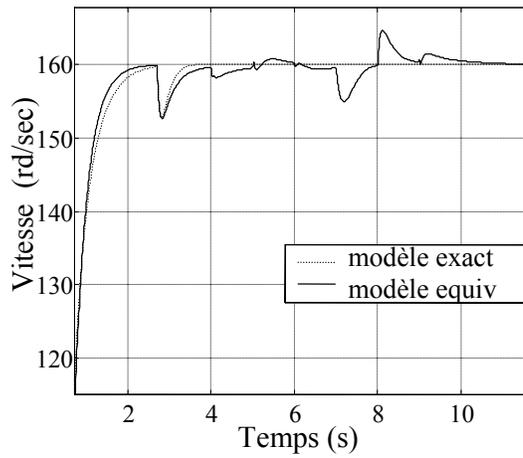


Fig.(3.11) Zoom vitesse-temps  
(Effets de  $R_s$ ,  $R_r$  et  $M$ )

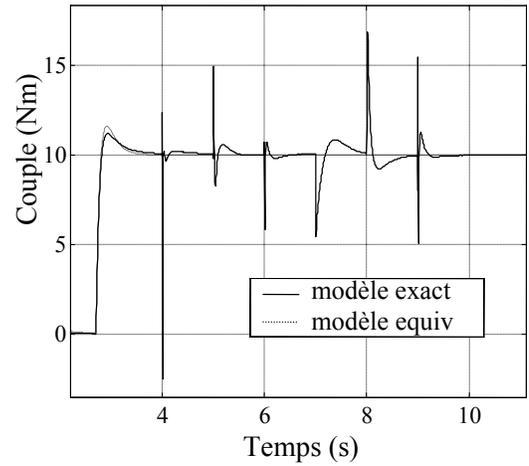


Fig.(3.12) Zoom Couple-temps  
(Effets de  $R_s$ ,  $R_r$  et  $M$ )

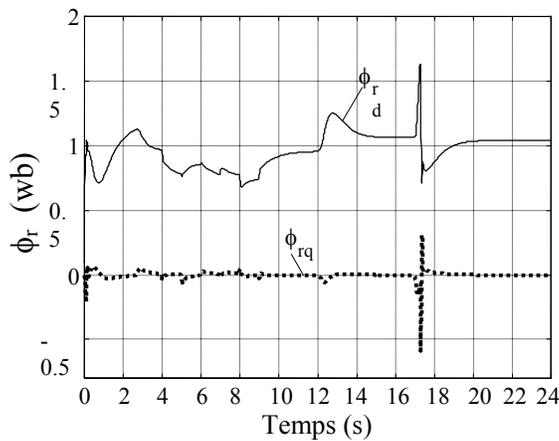


Fig.(3.13). Flux rotorique-temps

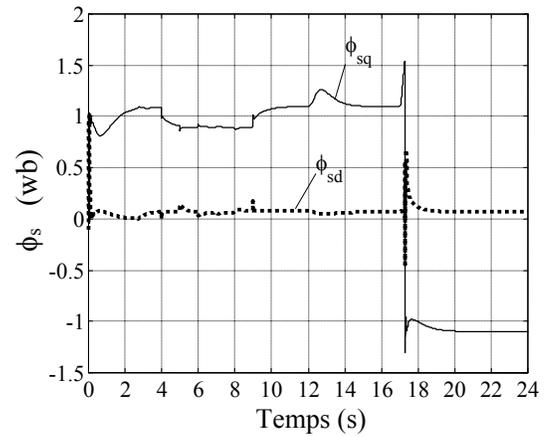


Fig.(3.14). Flux statorique-temps

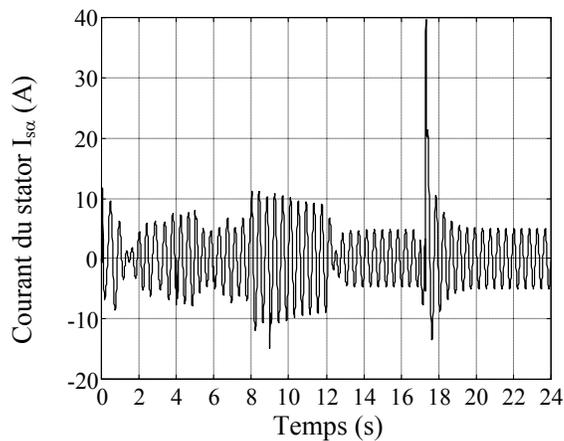


Fig.(3.15) Courant du stator-temps

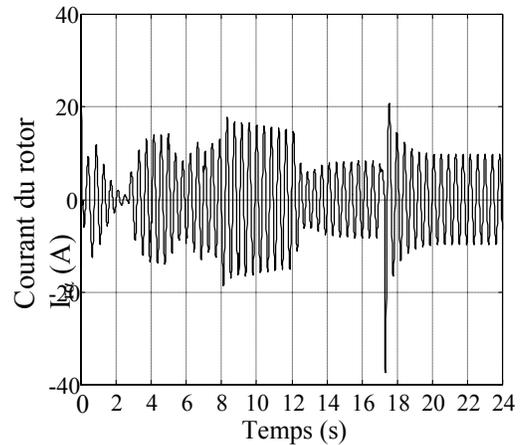


Fig.(3.16) Courant du rotor-temps

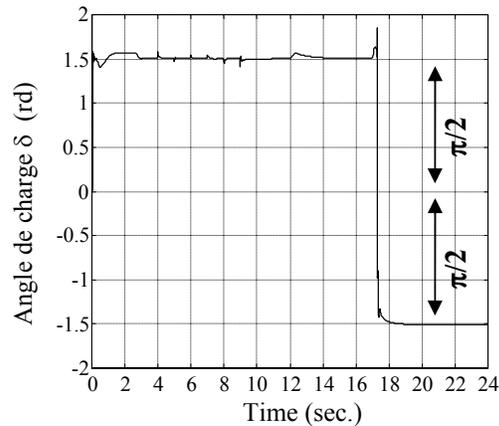


Fig. (3.17) Angle de charge-temps

### 3.4.3 DISCUSSIONS

Les résultats de simulations de la commande proposée pour le pilotage d'un moteur asynchrone en mode double alimenté montrent clairement l'obtention des performances satisfaisantes exigées selon les profils des références du cahier des charges des figures (3.7)-(3.8).

Comme on le remarque, il y a une nette concordance entre modèle linéaire équivalent et modèle exact, voir figures (3.9) pour la vitesse et (3.10) pour le couple. Les variations paramétriques n'ont pas un effet notable sur la commande, voir figures (3.11) et (3.12). Les tensions de commande illustrées par les figures (3.15) et (3.16) sont dans les limites tolérées par la machine (autour du nominal).

Nous pensons que la commande directe de l'angle de charge à  $90^\circ$  (Fig. (3.17)) a une contribution efficace pour garantir la robustesse de la commande et pour offrir les performances désirées. Ce dernier résultat montre également la robustesse de l'estimateur des flux utilisé.

Même avec le peu de perte de découplage observé de la composante directe du flux statorique comme représenté sur la figure (3.14), nous pouvons noter que les possibilités optimales de couple ne sont pas réduites puisque la commande de l'angle de charge est strictement réalisée.

En outre, la commande par les flux utilisée dans ce travail prouve clairement que la saturation de la machine n'est pas globalement affectée, puisque la valeur maximale des flux est à sa valeur nominale.

Pendant l'opération de l'inversion de la vitesse, il apparaît des courants transitoires élevés, car l'inversion de la composante quadratique du flux du stator devient égale instantanément à zéro avant de devenir négative. Nous pensons que cette opération devrait être effectuée avec un passage donné par un arrêt de la machine bien chronométré donc sans changement rapide, comme illustré dans la figure (3.18).

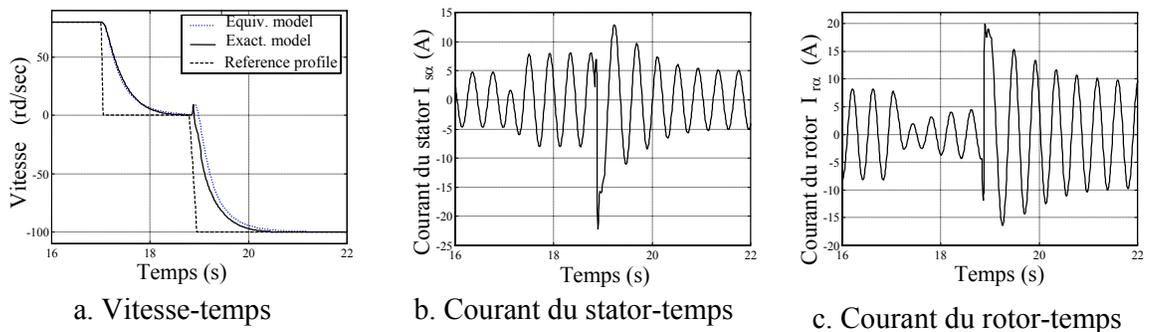


Fig. (3.18) Illustration de l'arrêt avant inversion de la vitesse.

### 3.5 CONCLUSION

Malgré la présence des contacts frottants (bagues-balais), l'accessibilité au rotor et au stator est l'un des avantages de la machine asynchrone en mode double alimenté offrant plus de commodité pour l'identification des paramètres du rotor et pour la mesure directe du courant rotorique. Par conséquent ce qui conduit à une estimation simple des flux. L'application de la commande proposée a montré à travers les différents résultats de simulation des performances intéressantes. Le contrôle des flux a permis non seulement de commander la machine en couple dans sa plus simple expression (machine idéale) mais aussi de rester à un niveau de saturation acceptable. En regard d'une commande linéaire facilement implantable, l'inconvénient de la CVDOF reste l'usage de deux convertisseurs, ce qui

pourrait être conventionnellement justifié par le coût de l'application et par les puissances mises en jeu.

### 3.6 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] Leonhard W., « Control Electrical », Springer verlag Berlin Heidelberg 1985. Printed in Germany.
- [2] O'Kelly D., « Performance and Control Electrical Machines, » Mc GRAW HILL Books Company, Printed in Great Britain, University Press, Cambridge 1991.
- [3] Bose B.K., « Power Electronics and AC Drives, » *Prentice Hall, Englewood Cliffs*, New Jersey 1987.
- [4] Hirofumi A. and Hikaru S., "Control and Performance of a Doubly-Fed Induction Machine Intended for a Flywheel Energy Storage System," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.17, N°:1, January 2002 pp: 109-116.
- [5] Cherkaoui M., "Contribution a la modélisation, à l'Etude et à la commande des machines application à une machine asynchrone à double alimentation, " Thèse de Doctorat, Polytechnique de Lorraine 1990, France
- [6] Precott J.C. and Raou B.P., "The Inherent instability of induction Motor under Conditions of Double Supply" *IEE Proc*, Vol 1056, Jan. 1958, pp.319-329.
- [7] Wang S. and Ding Y., : *Stability Analysis of Field Oriented doubly Fed induction Machine drive Based on Computed Simulation*. In : *Electrical Machines and Power Systems* 1993 Taylor & Francis.
- [8] Wang S. and Ding Y., « Stability Analysis of Field Oriented doubly Fed induction Machine drive Based on Computed Simulation, » *Electrical Machines and Power Systems* (Taylor & Francis), 1993.
- [9] Kelber C., Schumacher W. « Adjustable Speed Constant Frequency Energy Generation with Doubly Fed Induction Machines », European Conference of Variable Speed in Small Hydro (VSSH<sub>y</sub>), in Grenoble,2000.

- [10] Drid S., Nait-Said M.S. and Tadjine M., "Double flux oriented control for the doubly fed induction motor," accepted and to appear in *Electric Power Components & Systems Journal*, volume 33, N°:10, October 2005,USA.
- [11] Said Drid, M.S. Nait-Said and M. Tadjine, "*Commande vectorielle par double orientation des flux (CVDOF) : Application au moteur asynchrone double alimentée*" article accepté pour publication dans La revue Sciences et technologie, Constantine, 2005, Algérie.
- [12] Kelber C., Schumacher W. « Control of Doubly fed induction Machine as an Adjustable Motor/Generator », European Conference of Variable Speed in Small Hydro (VSSH<sub>y</sub>), in Grenoble, 2000.
- [13] Longya Xu, Wei Cheng, « Torque and Reactive Power control of a Doubly Fed Induction Machine by Position Position Sensorless Scheme, » *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31,n° 3, May/June 1995, pp 636-642.

CHAPITRE 4

**COMMANDE VECTORIELLE ROBUSTE BASEE SUR L'APPROCHE  
DE LINEARISATION PAR RETOUR D'ETATS ET AVEC  
OPTIMISATION DU COUPLE**

- 4.1 INTRODUCTION
- 4.2 COMMANDE VECTORIELLE PAR DOUBLE ORIENTATION DES FLUX
  - 4.2.1 COMMANDE VECTORIELLES BASEE SUR LA LINEARISATION PAR RETOUR D'ETATS
  - 4.2.2 FACTEUR D'OPTIMISATION DE COUPLE (T.O.F)
- 4.3 COMMANDE VECTORIELLE ROBUSTE
- 4.4 SIMULATION
  - 4.4.1 LES PROFILS DE REFERENCES
  - 4.4.2 TESTS
  - 4.4.3 DISCUSSIONS
- 4.5 RESULTANTS D'ESSAI EXPERIMENTAL
- 4.6 CONCLUSION
- 4.7 BIBLIOGRAPHIE

## CHAPITRE 4

# COMMANDE VECTORIELLE ROBUSTE BASEE SUR L'APPROCHE DE LINEARISATION PAR RETOUR D'ETATS ET AVEC OPTIMISATION DU COUPLE

### 4.1 INTRODUCTION

Ce chapitre traite de la commande vectorielle présentée dans le chapitre précédant en utilisant la linéarisation par retour d'états non-linéaire afin d'améliorer les performances de la commande de la machine.

La conception de cette commande est basée sur l'approche de Lyapunov. Associée à un contrôle par mode glissant, elle devient robuste contre les variations paramétriques et aux bruits de mesures. La stabilité asymptotique globale du système global est théoriquement prouvée par la fonction de Lyapunov.

En outre, un nouveau facteur d'optimisation de couple TOF, (*en anglais : Torque Optimisation Factor*), est proposé dans ce travail. Sa fonction principale est d'optimiser le couple transitoire en gardant la saturation de la machine à un niveau acceptable. Ceci conduit à la réduction des courants dans les armatures de la machine et donc les pertes. Dès lors, le rendement se trouve nettement amélioré. Les résultats expérimentaux et de simulation confirment en grande partie la faisabilité et l'efficacité de la commande

proposée avec une contribution intéressante pour économiser de l'énergie (TOF).

## 4.2 COMMANDE VECTORIELLE PAR DOUBLE ORIENTATION DES FLUX

Cette technique a été déjà traitée dans le chapitre précédant, elle consiste à orienter en même temps le flux statorique et le flux rotorique comme indiqué dans le chapitre 3, figure (2.2).

### 4.2.1 COMMANDE VECTORIELLES BASEE SUR LA LINEARISATION PAR RETOUR D'ETATS

Le modèle d'état tout-flux de l'équation (3.3) est considéré. En égalisant partie réelle–partie réelle et partie imaginaire–partie imaginaire, on aura

$$\begin{cases} u_{sd} = \gamma_1 \phi_{sd} - \gamma_2 \phi_{rd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} = -f_1 + \frac{d\phi_{sd}}{dt} \\ u_{sq} = \gamma_1 \phi_{sq} - \gamma_2 \phi_{rq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} = -f_2 + \frac{d\phi_{sq}}{dt} \\ u_{rd} = -\gamma_3 \phi_{sd} + \gamma_4 \phi_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} = -f_3 + \frac{d\phi_{rd}}{dt} \\ u_{rq} = -\gamma_3 \phi_{sq} + \gamma_4 \phi_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \phi_{rd} = -f_4 + \frac{d\phi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (4.1)$$

$$\text{avec : } \gamma_1 = \frac{1}{\sigma T_s} ; \gamma_2 = \frac{M}{\sigma T_s L_r} ; \gamma_3 = \frac{M}{\sigma T_r L_s} ; \gamma_4 = \frac{1}{\sigma T_r}$$

$$\text{et } \begin{cases} -f_1 = \gamma_1 \phi_{sd} - \gamma_2 \phi_{rd} - \omega_s \phi_{sq} \\ -f_2 = \gamma_1 \phi_{sq} - \gamma_2 \phi_{rq} + \omega_s \phi_{sd} \\ -f_3 = -\gamma_3 \phi_{sd} + \gamma_4 \phi_{rd} - \omega_r \phi_{rq} \\ -f_4 = -\gamma_3 \phi_{sq} + \gamma_4 \phi_{rq} + \omega_r \phi_{rd} \end{cases} \quad (4.2)$$

la réécriture de (4.11) donne :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{sd}}{dt} = f_1 + u_{sd} \\ \frac{d\phi_{sq}}{dt} = f_2 + u_{sq} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = f_3 + u_{rd} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = f_4 + u_{rq} \end{cases} \quad (4.3)$$

En tenant compte des contraintes données par (3.10), une fonction de Lyapunov peut être définie comme suit

$$V = \frac{1}{2} \phi_{sd}^2 + \frac{1}{2} \phi_{rq}^2 + \frac{1}{2} (\phi_{sq} - \phi_s)^2 + \frac{1}{2} (\phi_{rd} - \phi_r)^2 > 0 \quad (4.4)$$

Sa dérivée est

$$\dot{V} = \phi_{sd} \dot{\phi}_{sd} + \phi_{rq} \dot{\phi}_{rq} + (\phi_{sq} - \phi_s)(\dot{\phi}_{sq} - \dot{\phi}_s) + (\phi_{rd} - \phi_r)(\dot{\phi}_{rd} - \dot{\phi}_r) \quad (4.6)$$

Substituant (4.3) dans (4.4), il en résulte

$$\dot{V} = \phi_{sd} (f_1 + u_{sd}) + \phi_{rq} (f_4 + u_{rq}) + (\phi_{sq} - \phi_s) (f_2 + u_{sq} - \dot{\phi}_s) + (\phi_{rd} - \phi_r) (f_3 + u_{rd} - \dot{\phi}_r) \quad (4.7)$$

La loi de commande est définie telles que les équations suivantes:

$$\begin{cases} u_{sd} = -f_1 - K_1 \phi_{sd} \\ u_{rq} = -f_4 - K_2 \phi_{rq} \\ u_{sq} = -f_2 + \dot{\phi}_s - K_3 (\phi_{sq} - \phi_s) \\ u_{rd} = -f_3 + \dot{\phi}_r - K_4 (\phi_{rd} - \phi_r) \end{cases} \quad (4.8)$$

et par conséquent, en remplaçant (4.8) dans (4.7), il vient :

$$\dot{V} = -K_1 \phi_{sd}^2 - K_2 \phi_{rq}^2 - K_3 (\phi_{sq} - \phi_s)^2 - K_4 (\phi_{rd} - \phi_r)^2 < 0 \quad (4.9)$$

La fonction (4.9) est négative. En outre, (4.8) introduite dans (4.3) garantie la stabilité du système si les gains  $K_i$  ( $i=1, 2,3, 4$ ) sont évidemment tous positifs, autrement dit:

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow +\infty} \phi_{sd} = 0 \\ \lim_{t \rightarrow +\infty} \phi_{rq} = 0 \\ \lim_{t \rightarrow +\infty} (\phi_{rd} - \phi_r^*) = 0 \\ \lim_{t \rightarrow +\infty} (\phi_{sq} - \phi_s^*) = 0 \end{cases} \quad (4.10)$$

Dans (4.10), les deux premières équations concernent les contraintes de la double orientation des flux appliquées pour le DFIM définies par (3.10), alors que les deux dernières équations définissent les erreurs après la commande par retour d'états. Ces dernières offrent la possibilité de contrôler la magnétisation de la machine sur l'axe- $d$  par  $\phi_{rd}$  et le couple développé sur l'axe- $q$  par  $\phi_{sq}$ .

#### 4.2.2 FACTEUR D'OPTIMISATION DE COUPLE (TOF)

Dans cette section, il sera expliqué c'est quoi et pourquoi le TOF (*en anglais : Torque Optimization Factor*) employé dans ce travail. La figure (4.1) illustre le problème qui se produit lors de l'application de la commande proposée quand l'excitation magnétisante de la machine est maintenue à un niveau constant.

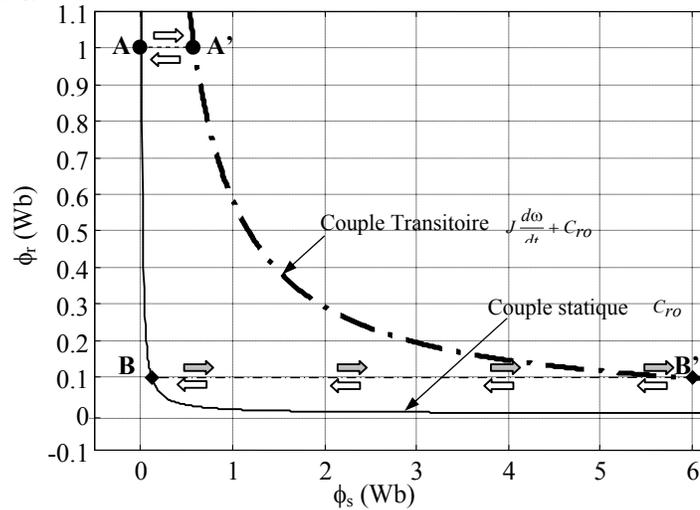


Fig. (4.1) Illustration du problème posé dans le système de commande de DFIM avec l'excitation constante

Ensuite, cette explication spécifique sera confirmée par quelques résultats de simulation donnée dans figures 4.2-a et 4.2-b pour une commande avec excitation normale et une sous-excitation de la machine. Les paramètres de la machine de 0.8kW sont donnés en Annexe.

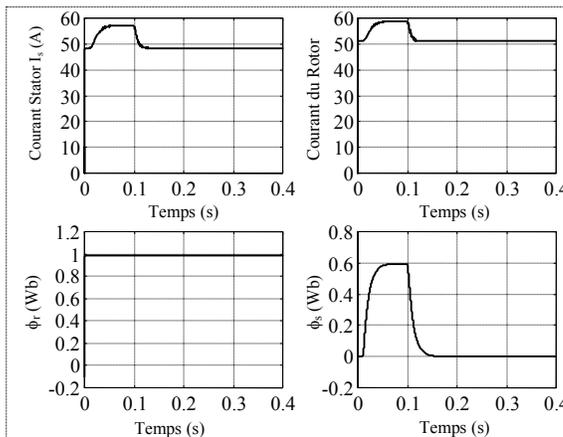


Fig. (4.2-a) Flux et courant dans les armatures de la DFIM pour une excitation normal

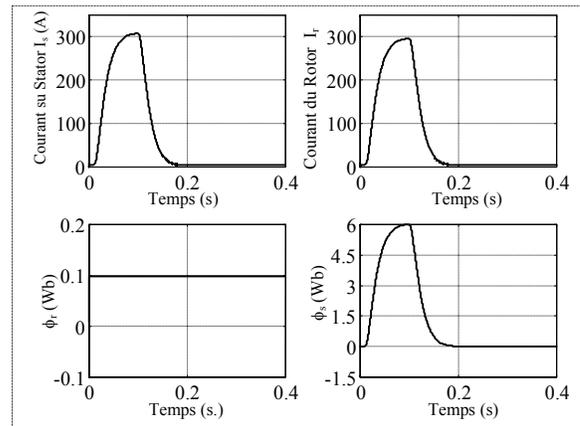


Fig. 4.2-b Flux et courant dans les armatures de la DFIM pour une sous excitation

#### 4.2.2.1 POURQUOI LE TOF ?

Considérons la courbe iso-couple (hyperbole), issue de (3.12) donnée dans le plan  $(\phi_s, \phi_r)$  de la figure 4.1. Cette courbe est tracée pour une très faible charge tel que  $C_e = C_{ro} = Const \ll$  charge nominale et sur laquelle sont définis deux points de **A** et **B** correspondant, respectivement, à deux niveaux de magnétisation de la machine. Le premier concerne une excitation à  $\phi_r = 1Wb = Const$  et le deuxième à une sous-excitation de  $\phi_r = 0.1Wb = Const$ . Ces deux points définissent les points de fonctionnement de la machine. La vitesse de rotation imposée à la machine pour sa mise en marche est donnée par une pente d'accélération  $\alpha = \frac{d\Omega}{dt} = Const$ . Ainsi, la machine dans les deux cas de magnétisation doit développer un couple transitoire égale à :

$$C_{eT} = C_{r0} + J \frac{d\Omega}{dt} = C_{ro} + J\alpha \quad (4.11)$$

En outre, nous pouvons définir une deuxième courbe iso-couple  $C_{eT} = Const$  dans le même plan  $(\phi_s, \phi_r)$ , voir Fig. 4.1. Cette courbe est une courbe transitoire, sur laquelle sont placés deux points transitoires **A'** et **B'**. Ici nous distinguons les transitions **A-A'** et **B-B'** dues à l'accélération respective pour chaque cas. Les deux premières transitions sont rapidement produites selon la commande adoptée et réalisée par les contrôleurs de flux précédemment définis. Une fois que la vitesse de machine atteigne sa référence, le couple inertiel devient nul ( $\alpha = 0$ ) et le couple développé par la machine doit retourner immédiatement au couple de charge initial  $C_{ro}$ , la seule demande restante. Cela est caractérisé par les deuxièmes transitions **A'-A** et **B'-B** vers les points d'équilibre précédents **A** et **B**. On peut noter que pendant la transition **B-B'**, correspondant à la machine sous-excité, le flux du stator peut atteindre des valeurs très élevées au delà des limites tolérables ( $\phi_{s,max}$ ). Ce flux peut tendre vers l'infini si le couple  $C_{ro}$  de charge sera nul, c'est-à-dire machine complètement déchargée. D'après les relations rigides des flux-courant (2.21) et les contraintes d'orthogonalité des flux (3.10), les courants s'écrivent comme :

$$\begin{aligned}\bar{i}_s &= \lambda \cdot \phi_r + j\gamma \cdot \phi_s \\ \bar{i}_r &= \chi \cdot \phi_r + j\lambda \cdot \phi_s\end{aligned}\tag{4.12}$$

$$\text{où, } \lambda = -\frac{M}{\sigma L_s L_r} \quad ; \quad \gamma = \frac{1}{\sigma L_s} \quad ; \quad \chi = \frac{1}{\sigma L_r}$$

Ces derniers coefficients sont assez élevés et peuvent certainement contribuer à une augmentation abusive des courants entraînant la destruction de la machine double alimentée et ses deux convertisseurs. Ceci reste vrai pour le cas **A** où cependant la transition **A–A'** est tolérable du moment que la machine est suffisamment excitée. En fait, les courants des armatures demeurent toujours excessifs en régime permanent à cause de l'effet amplification des coefficients  $\lambda$ ,  $\gamma$  et  $\chi$  de l'expression (4.12).

Les figures (4.2) présentent les résultats de simulation réalisés pour la commande proposée en utilisant les deux niveaux de magnétisation précités. Les résultats obtenus confirment en grande partie l'explication illustrée par la figure (4.1) et où la machine est simulée dans les mêmes conditions. Il est facile de noter la différence entre les transitoires du flux du stator (image du couple) pour les deux cas de magnétisation (niveaux constants). Les courants d'armatures présentent aussi des valeurs supérieures à leurs valeurs nominales. Ainsi, il devient clair que le flux du rotor (magnétisation) devrait être modulés par le flux du stator (charge) et pour chaque couple caractérisé par un flux du stator, nous devons définir une excitation adéquate par le flux du rotor.

#### 4.2.2.2 CONCEPTION DU TOF

Dans la sous-section précédente, le problème réside dans le couple transitoire, particulièrement quand la machine est faiblement chargée. Ainsi il devient très important de réduire au minimum la transition du couple, autrement dit :

$$\frac{dC_e}{dt} \rightarrow 0\tag{4.13}$$

$$\text{où, } dC_e = \frac{\partial C_e}{\partial \phi_s} d\phi_s + \frac{\partial C_e}{\partial \phi_r} d\phi_r\tag{4.14}$$

Celui-ci devrait être réalisé en respectant la contrainte sur le flux statorique

$$\phi_s \leq \phi_{s \max} \quad (4.15)$$

De cette façon, les flux du rotor et du stator bien qu'orthogonaux, leur modules seront liés par le TOF qui sera conçue par la résolution de l'équation différentielle (4.13)–(4.14) avec la contrainte (4.15) comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\phi}_s \phi_r + \dot{\phi}_r \phi_s = 0 \\ \phi_s \leq \phi_{s \max} \end{cases} \quad (4.16)$$

de (4.16) nous pouvons écrire

$$-\dot{\phi}_s \phi_r = \dot{\phi}_r \phi_s \leq \dot{\phi}_r \phi_{s \max} \quad (4.17)$$

ainsi,

$$-\frac{\dot{\phi}_s}{\phi_{s \max}} \leq \frac{\dot{\phi}_r}{\phi_r} \quad (4.18)$$

la résolution de (4.18) donne

$$-\frac{\phi_s}{\phi_{s \max}} + C \leq \ln \phi_r \quad (4.19)$$

où  $C$  est une constante d'intégration arbitraire, d'où

$$\phi_r \geq e^{\left(-\frac{\phi_s}{\phi_{s \max}} + C\right)} \quad (4.20)$$

Puisque, la commande du couple de la DFIM est liée au flux du stator, ainsi elle dépendra du signe de la vitesse du rotor, et on peut écrire :

$$\phi_{sq} = \phi_s \operatorname{sgn}(\Omega) = \begin{cases} +\phi_s & \text{si } \Omega > 0 \\ -\phi_s & \text{si } \Omega < 0 \end{cases} \quad (4.21)$$

de (4.21), l'équation (4.20) peut être réécrite comme suit

$$\phi_r = e^{\left(\frac{|\phi_{sq}|}{\phi_{s \max}} - C\right)} \quad (4.22)$$

La résolution de (4.18) donne place à la constante d'intégration arbitraire  $C$  pour laquelle l'expression du TOF (4.22) peut être facilement ajustable par un choix judicieux, comme montré sur les figures (4.3). La figure (4.3-a) présente les caractéristiques flux obtenues par l'usage du TOF et paramétrées avec  $C$ , alors que la figure (4.3-b) présente l'effet de ce TOF sur les courants des armatures de la DFIM. Notons que cet optimiseur offre la possibilité de réduire les courants des armatures dans la machine, ce que

donne lieu à un processus de sauvegarde d'énergie (*energy saving*) conduisant à éviter l'effet de saturation et à augmenter certainement le rendement de la DFIM ce qui va dans le sens de justifier l'emploi des deux convertisseurs.

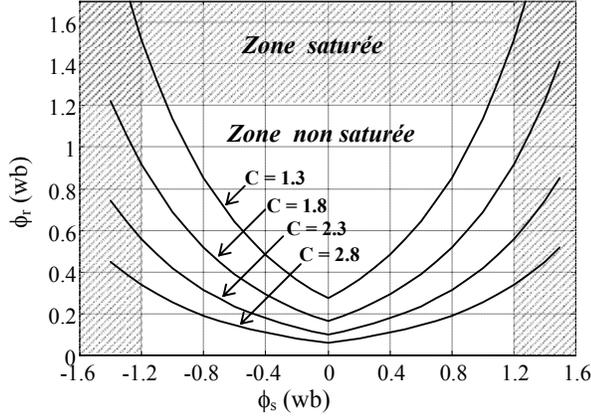


Fig. (4.3-a) Flux-caractéristique du TOF avec réglage de C

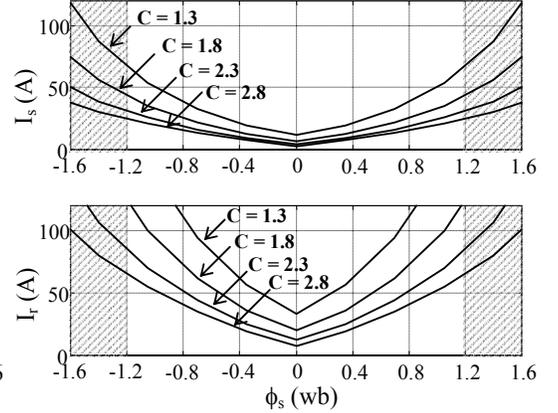


Fig. (4.3-b) Effet du TOF sur les courants de la DFIM

### 4.3 COMMANDE VECTORIELLE ROBUSTE

Dans ce qui suit, une commande robuste par retour d'états est conçue afin de résoudre le problème des incertitudes de modèle liées aux variations des paramètres de la machine et aux bruits de mesure. Dans ce genre de commande les incertitudes de modèle sont globalement des fonctions non-linéaire. Dans la pratique, ces fonctions de retour d'états peuvent être fortement affectées par l'effet de la température, la saturation et l'effet de peau. En outre, les différentes non linéarités liées à la pollution harmonique dues aux convertisseurs d'alimentation et des mesures de bruit seront à leur tour considérées.

Généralement les fonctions (4.2) peuvent être écrites comme suit

$$f_i = \hat{f}_i + \Delta f_i \quad (4.23)$$

avec,  $\hat{f}_i$ : Fonction de retour d'états non-linéaire estimée (NLFF: *nonlinear feedback function*)

$f_i$ : NLFF effective (réelle) ;  $\Delta f_i$ : NLFF variation autour de  $\hat{f}_i$ ; où :  $i = 1, 2, 3$  et

4.

$\Delta f_i$  peut être produite par les variations de paramètres. Nous supposons que toutes les  $\Delta f_i$  sont bornées comme suit:  $|\Delta f_i| < \beta_i$  où  $\beta_i$  sont des limites connues. La connaissance de  $\beta_i$  est déduite à partir de la parfaite connaissance du système (expertise) d'où on peut employer un nombre suffisamment grand pour satisfaire cette contrainte  $|\Delta f_i| < \beta_i$ .

En remplaçant (4.23) dans (4.3), nous obtenons

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{sd}}{dt} = \hat{f}_1 + \Delta f_1 + u_{sd} \\ \frac{d\phi_{sq}}{dt} = \hat{f}_2 + \Delta f_2 + u_{sq} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \hat{f}_3 + \Delta f_3 + u_{rd} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \hat{f}_4 + \Delta f_4 + u_{rq} \end{cases} \quad (4.24)$$

le choix de la loi de commande robuste associée à la linéarisation par retour d'états et au contrôle par mode glissant est donné comme suit :

$$\begin{cases} u_{sd} = -\hat{f}_1 - K_1 \phi_{sd} - K_{11} \operatorname{sgn}(\phi_{sd}) \\ u_{rq} = -\hat{f}_4 - K_2 \phi_{rq} - K_{22} \operatorname{sgn}(\phi_{rq}) \\ u_{sq} = -\hat{f}_2 + \dot{\phi}_s - K_3 (\phi_{sq} - \phi_s) - K_{33} \operatorname{sgn}(\phi_{sq} - \phi_s) \\ u_{rd} = -\hat{f}_3 + \dot{\phi}_r - K_4 (\phi_{rd} - \phi_r) - K_{44} \operatorname{sgn}(\phi_{rd} - \phi_r) \end{cases} \quad (4.25)$$

où  $K_{ii} \geq \beta_i$ ,  $K_i > 0$  et  $i=1,2,3,4$ .

La dérivée de la fonction de Lyapunov, liée à la dynamique du flux (4.4), pour la nouvelle commande est:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = & \phi_{sd} (\Delta f_1 - K_{11} \operatorname{sgn}(\phi_{sd})) + \phi_{rq} (\Delta f_2 - K_{22} \operatorname{sgn}(\phi_{rq})) \\ & + (\phi_{sq} - \phi_s) (\Delta f_3 - K_{33} \operatorname{sgn}(\phi_{sq})) + (\phi_{rd} - \phi_r) (\Delta f_4 - K_{44} \operatorname{sgn}(\phi_{rd})) + \dot{V} < 0 \end{aligned} \quad (4.26)$$

Par conséquent les variations  $\Delta f_i$  peuvent être absorbées en garantissant la stabilité du système si et seulement si les conditions suivantes sont satisfaites :

$$\begin{aligned} K_{11} &> |\Delta f_1| \\ K_{22} &> |\Delta f_2| \\ K_{33} &> |\Delta f_3| \\ K_{44} &> |\Delta f_4| \end{aligned} \quad (4.27)$$

Finalement, nous pouvons écrire :



## 4.4 SIMULATION

### 4.4.1 LES PROFILS DE REFERENCES

Les paramètres de la machine asynchrone de 4kW sous test sont donnés en Annexe. Par souci de valider notre approche, les simulations numériques seront réalisées sur le système complet donné par la Fig. (4.5). Nous supposons avoir un cahier des charges pour réaliser les profils de références comme illustré par les figures (4.6), (4.7) et (4.8) représentant respectivement le profil de la vitesse de référence, la variation échelon de  $\Delta f_i$  et un bruit blanc injecté. Ainsi, les résultats obtenus sont organisés respectivement selon ce cahier des charges comme suit : après 0.3 seconde du démarrage à vide du moteur à 120 rd/s, une charge de 10Nm est appliquée pendant toute la durée de la simulation. Un fonctionnement à faible vitesse de 10rd/s est réalisé à 1.3s ainsi qu'une inversion de vitesse à 2 s comme présenté sur la figure (4.6). Sur la figure (4.7), à 0.5s toutes les fonctions  $f_i$  ( $i=1, 2, 3, 4$ ) subiront respectivement des augmentations de 500% par rapport à leurs valeurs normales. Ceci étant réalisé, en même temps, avec une injection d'un bruit blanc (mesure), voir Fig. (4.8).

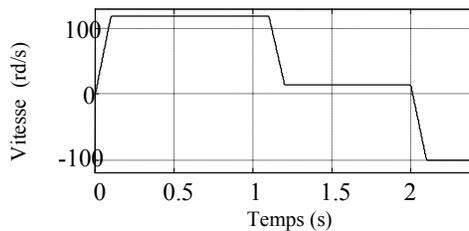


Fig.(4.6a). Profile de référence vitesse

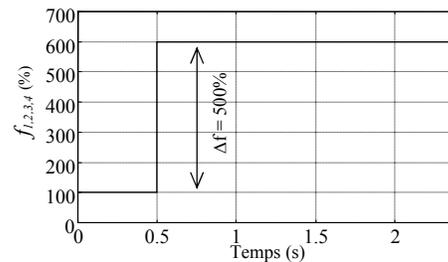


Fig.(5.7). Variation paramétrique

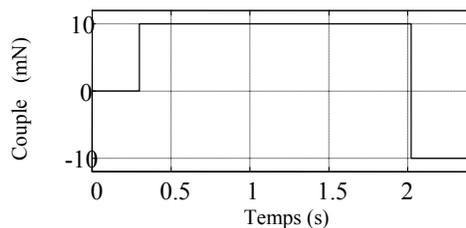


Fig.(4.6b). Profile de référence couple

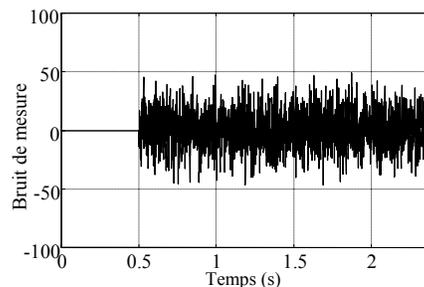


Fig. (4.8). Bruit de blanc injecté

#### 4.4.2 PRESENTATION DES RESULTATS OBTENUS

La figure (4.9) montre la réponse en vitesse dans le temps de la DFIM d'après sa référence adoptée. On voit clairement la netteté des performances robustes obtenues et cela malgré les variations de la charge, des fonctions  $\Delta f_i$  et l'injection du bruit. La figure (4.10) montre les variations du couple dans le temps impliquées par les variations transitoires de la vitesse et par les applications de la charge. Les figures (4.11) et (4.12), montrent respectivement les courants des armatures statorique et rotorique. Les figures (4.13) et (4.14) illustrent respectivement l'évolution dans le temps des composantes du flux statorique et rotorique. Il est clairement montré le processus du découplage réalisé par la stratégie de la double alimentation ( $\phi_{sd} = 0, \phi_{rq} = 0$ ),  $\phi_{rd}$  apparaît donc comme une composante de magnétisation et  $\phi_{sq}$  comme une composante du couple conformément à la commande linéarisée en couple. Les figures (4.15) et (4.16) présentent les tensions de commandes données dans leurs référentiels respectifs du stator et du rotor. La figure (4.17) met en évidence les variations réelles des fonctions  $f_i$  dans le temps.

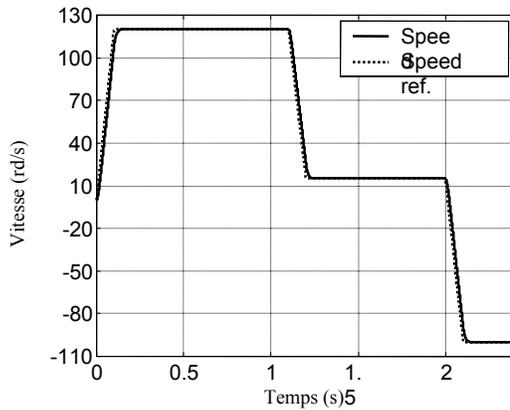


Fig. (4.9). Vitesse de rotation

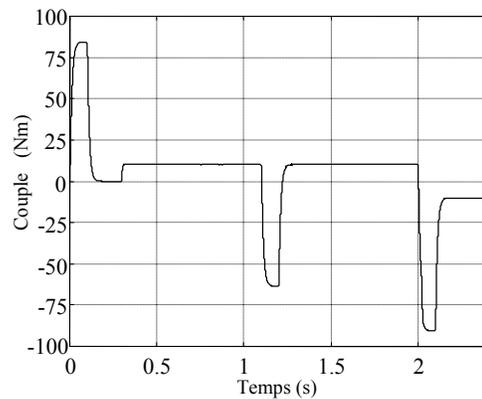


Fig. (4.10) Couple électromagnétique

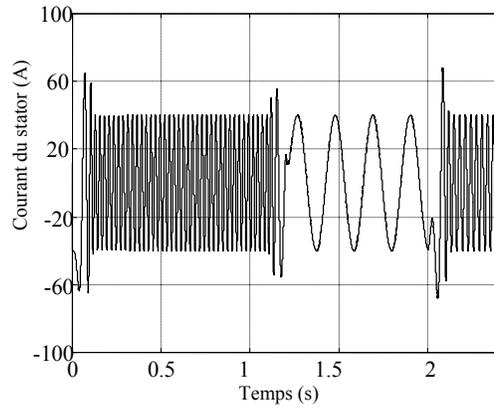


Fig. (4.11). Courant du stator

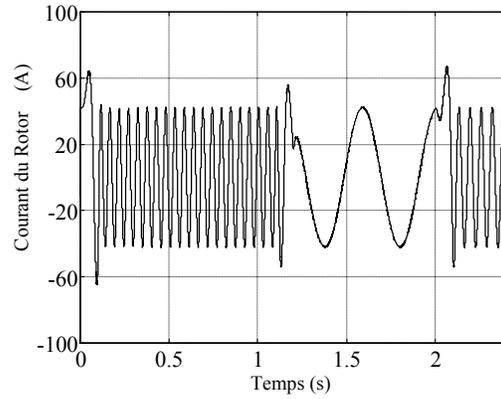


Fig. (4.12). Courant du Rotor

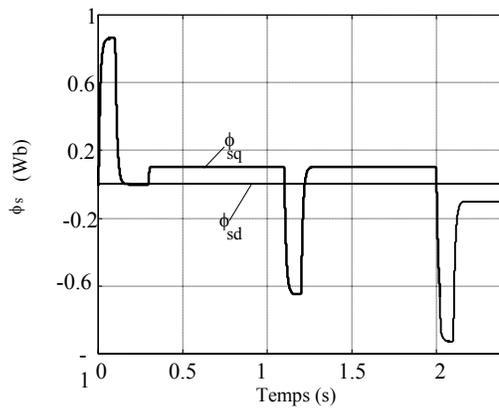


Fig. (4.13). Flux du Stator

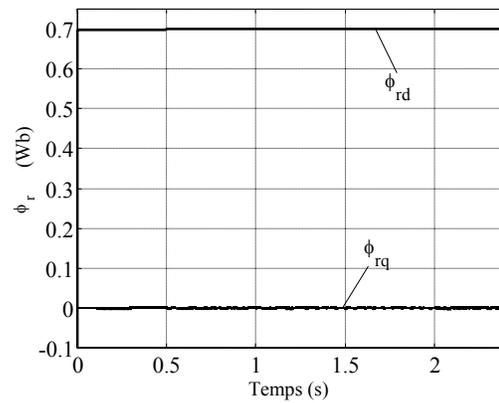


Fig. (4.14). Flux du Rotor

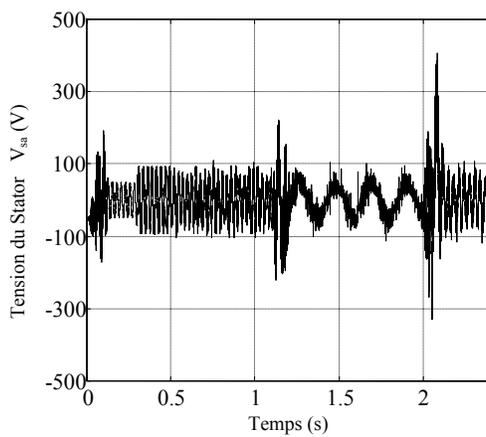


Fig. (4.15). Tension du Stator

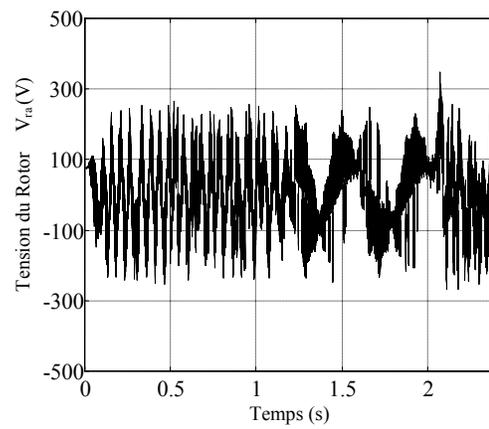


Fig. (4.16). Tension du Rotor

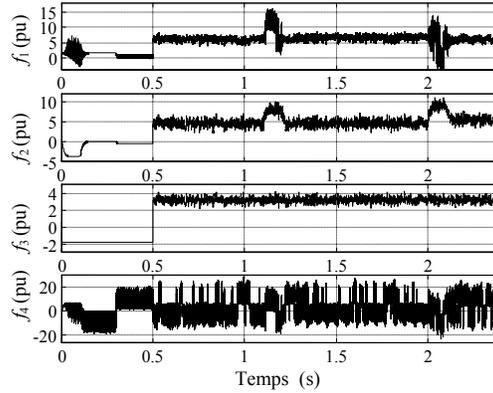


Fig. (4.17). fonctions  $f_i$  ( $i=1, 2, 3, 4$ )

$$(\text{Pu : Per unit} = \frac{\hat{f} + \Delta f}{\hat{f}})$$

#### 4.4.3 DISCUSSIONS

Les résultats de simulations de la commande proposée pour le pilotage d'un moteur asynchrone en mode double alimenté montrent clairement l'obtention des performances satisfaisantes exigées selon les profils des références du cahier des charges illustrés par les figures (4.6)–(4.8). la commande et parfaitement robuste, les courants et les tensions sont dans les limites tolérables par la machine. Ainsi, les transitoires observés sur le couple sont naturellement développés pour satisfaire les variations rapides de la vitesse. Les impulsions observées sur le flux statorique sont dues aux impulsions du couple. Les amplitudes des flux sont acceptables et ne sollicitant pas la saturation de la machine.

#### 4.5 RESULTATS D'ESSAIS EXPERIMENTAUX

La commande proposée dans la section 4.2 associé à la stratégie *TOF* a été réalisée expérimentalement dans le laboratoire LSPIE (Univ. Batna) sur le banc d'essai avec la machine de 0,8kW donné en Annexe et montré sur la photo de la figure (4.18).

Les conditions des essais expérimentaux imposées sont comme suit. La DFIM est démarrée à vide avec une accélération constante

$\alpha_o = \frac{d\Omega}{dt} = 10000 \text{ tr/min}^2$ ; après 0.1 s, la vitesse est maintenue à 1000 *tr/min*.

A 0.35s, un couple de charge de 1.5Nm est appliqué. A 0.7s, une inversion de vitesse (de 1000 *tr/min* à -1000 *tr/min*) est réalisée pour la même charge avec une décélération de  $\alpha_o = -20000 \text{ tr/min}^2$ .

La figure (4.19) présente la réponse en vitesse selon son profil désiré. Les figures (4.20-a) et (4.20-b) montrent respectivement les courants du stator et du rotor produites pendant l'essai. Les figures (4.20-c) et (4.20-d) représentent les composantes des flux de la machine où nous pouvons observer clairement que la commande par double orientation du flux est bien réalisée d'après les contraintes (3.10). Évidemment le flux du stator, représentant la commande en couple, est lié au flux rotorique par le *TOF*. L'amplitude de ces flux est acceptable et elle ne sollicite pas la saturation de la machine. La figure (4.21) met l'accent sur la contribution intéressante du *TOF* pour économiser l'énergie (*saving energy*) représentée par  $i^2t$ , les pertes total dans le cuivre. Dans cette même figure, les surfaces  $S_1 = 538.4 \text{ A}^2\text{s}^2$  et  $S_2 = 3913 \text{ A}^2\text{s}^2$  représentent respectivement les pertes d'énergie avec et sans *TOF* dont le rapport entre ces deux surfaces est de 7.27 fois. La surface  $S_2$  est calculée par simulation pour un flux du rotor constant de 0.7 Wb (Val. Eff.), c.-à-d. sans employer la stratégie de *TOF*.  $S_1$  est obtenue directement à partir de l'essai expérimental en utilisant la stratégie *TOF*.

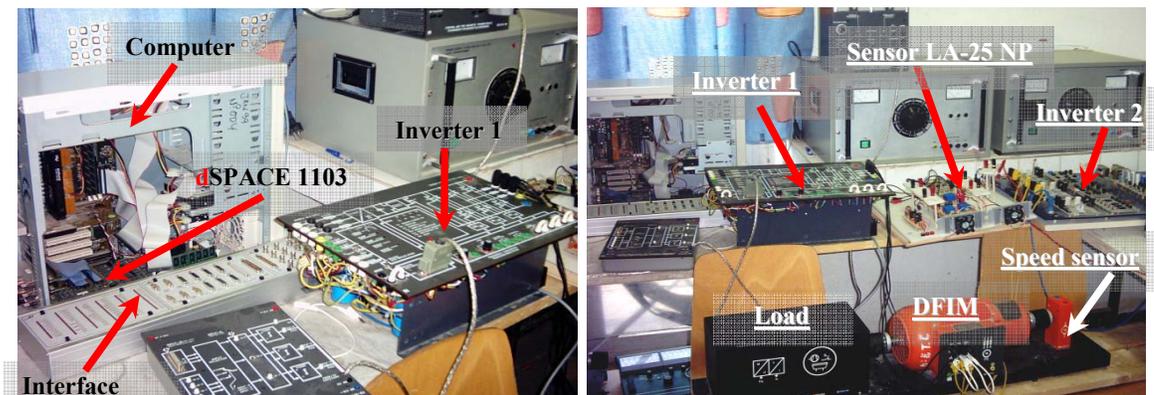


Fig. (4.18). Photo du banc d'essai expérimental de la commande de DFIM avec dSPACE-1130

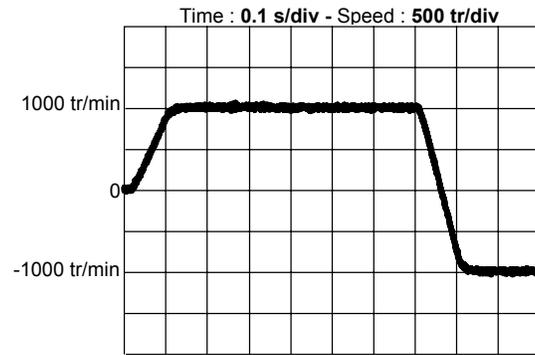


Fig. (4.19) Réponse expérimentale de la vitesse dans le temps

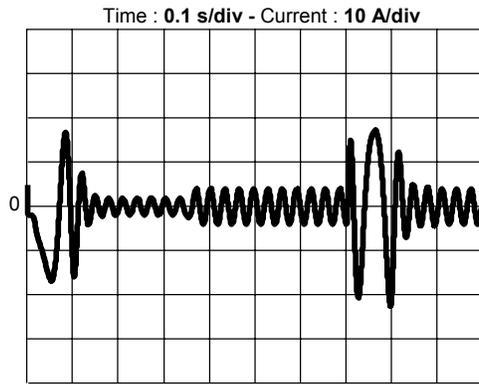


Fig. (4.20-a). Courant Statorique–temps

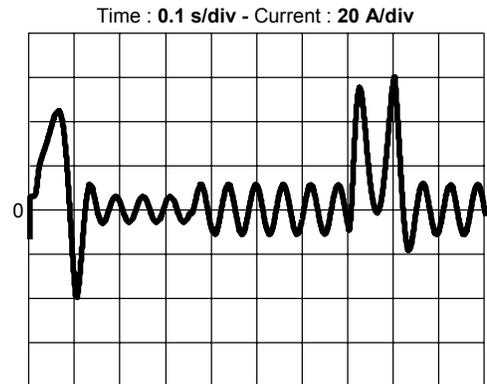


Figure (4.20-b). Courant Rotorique–temps

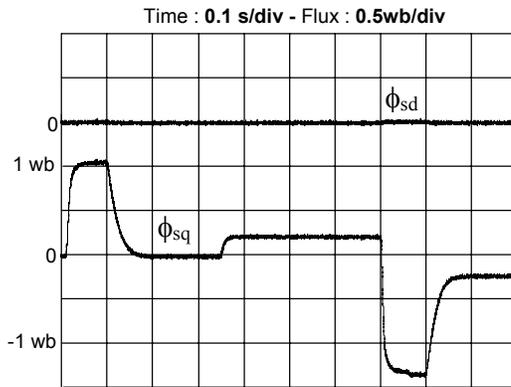


Fig. (4.20-c). Flux du Stator–temps

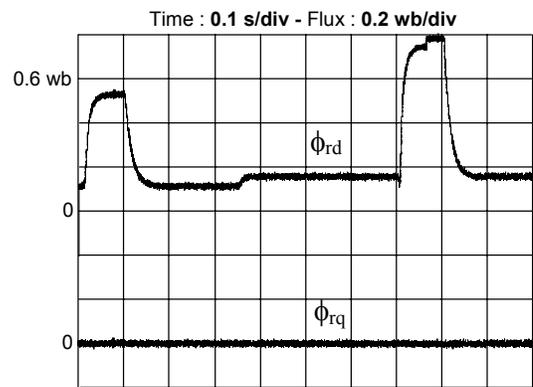


Fig. (4.20-d). Flux du Rotor–temps

Fig. (4.19) Résultats expérimentaux des courants et des flux dans les armatures de la DFIM avec TOF

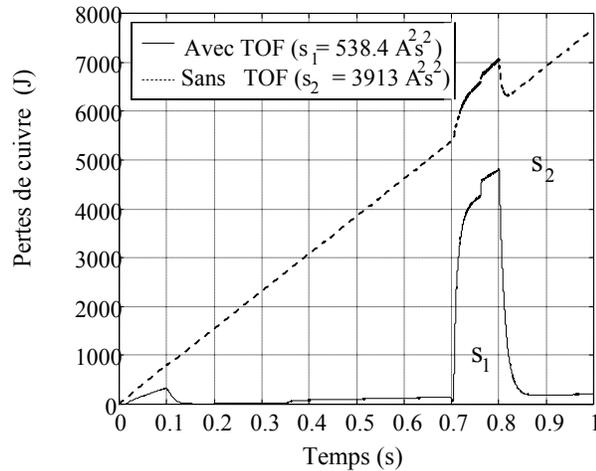


Fig. (4.21) Pertes de cuivre totales dans le temps pendant l'essai avec et sans l'utilisation de TOF (illustration de l'*Energy saving*)

#### 4.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons développé la commande vectorielle présentée dans la chapitre précédant, en utilisant la commande de linéarisation par retour d'états. L'approche de Lyapunov est employée pour concevoir des contrôleurs robustes aux variations paramétriques et aux bruits de mesures et satisfaire toujours la stratégie de la double orientation des flux et pour notamment garantir une stabilité asymptotique globale du système. Dans ce chapitre, une attention particulière a été donnée pour le nouveau facteur d'optimisation du couple (TOF) pour traiter le problème des forts courants. Sa fonction principale est d'optimiser le couple transitoire tout en gardant la saturation de la machine à un niveau acceptable. Ce qui conduit à réduire les courants dans la machine et donc leurs pertes (cuivre et fer) garantissant ainsi l'amélioration de son rendement. Les résultats expérimentaux et de simulation confirment en grande partie la praticabilité et l'efficacité de la commande proposée de la DFIM avec des propriétés intéressantes de la sauvegarde de l'énergie (*Energy Saving*).

## 4.7 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] Vicatos M. S. and Tegopoulos J. A.: 'A Doubly-Fed Induction Machine Differential Drive Model for Automobiles' *IEEE Transactions on Energy Conversion*, June 2003, 18, (2), pp. 225-230.
- [2] Akagi H. and Sato H.: 'Control and Performance of a Doubly-Fed Induction Machine Intended for a Flywheel Energy Storage System', *IEEE Transactions on Power Electronics*, January 2002, 17, (1), pp. 109-116.
- [3] Debiprasad P., Benedict E. L.: 'Venkataramanan G. and Lipo T. A. "A Novel Control Strategy for the Rotor Side Control of a Doubly-Fed Induction Machine', Proceedings of Thirty-Sixth IAS Annual Meeting Conference IEEE, Vol.3, 30 Sept.-4Oct. 2001, pp. 1695-1702.
- [4] Leonhard W.: 'Control Electrical Drives', Springer Verlag Berlin Heidelberg, Germany, 1997, pp. 287-306.
- [5] Wang S. and Ding Y.: 'Stability Analysis of Field Oriented doubly Fed induction Machine drive Based on Computed Simulation', *Electrical Machines and Power Systems*, Taylor & Francis, 1993, 21, pp. 11-24
- [6] Morel L., Godfroid H., Mirzaian A. and Kauffmann J.M.: 'Double-fed induction machine: converter optimisation and field oriented control without position sensor', *IEE Proc. Electr. Power Appl*, July 1998, 145, (4), pp.360-368.
- [7] Hopfensperger B., Atkinson D.J. and Lakin R.A.: 'Stator flux oriented control of a cascaded doubly fed induction machine', *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, November 1999, 146, (6), pp. 597-605.
- [8] Hopfensperger B., Atkinson D.J. and Lakin R.A.: 'Stator flux oriented control of a cascaded doubly fed induction machine with and without position encoder', *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, July 1999, 147, (4), pp.241-250.
- [9] Metwally H.M.B. et al.: 'Optimum performance characteristics of doubly fed induction motors using field oriented control', *Energy conversion and Management*, Elsevier Science, 2002, 43, pp.3-13.

- [10] Djurovic M., Joksimovic G., Saveljić R. and Mariéie I.: 'Double Fed Induction Generator with Two Pair of Poles', Proceedings of Conferences of Electrical Machines and Drives, 11-13 September 1995, (412), pp.449-452
- [11] Kelber C. and Schumacher W.: 'Adjustable Speed Constant Frequency Energy Generation with Doubly Fed Induction Machines', Proceedings of European Conference of Variable Speed in Small Hydro (*VSSH<sub>y</sub>*), Grenoble, 2000.
- [12] Kelber C. and Schumacher W.: 'Control of Doubly fed induction Machine as an Adjustable Motor/Generator', Proceedings of European Conference of Variable Speed in Small Hydro (*VSSH<sub>y</sub>*), Grenoble, 2000.
- [13] Longya X. and Cheng W.: 'Torque and Reactive Power control of a Doubly Fed Induction Machine by Position Position Sensorless Scheme', *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31, (3), May/June 1995, pp 636-642.
- [14] Peresada S., Tilli A. and Tonielli A.: 'Indirect Stator Flux-Oriented Output Feedback Control of a Doubly Fed Induction Machine', *IEEE Trans. On control Systems Technology*, Nov. 2003, 11, (6), pp. 875-888.
- [15] Drid S., Nait-Said M.S. and Tadjine M.: 'Double flux oriented control for the doubly fed induction motor', accepted and to appear in *Electric Power Components & Systems Journal*, Taylor & Francis, 33, (10), October 2005,USA.
- [16] Bose B.K., « Power Electronics and AC Drives, » *Prentice Hall, Englewood Cliffs*, New Jersey 1987.
- [17] O'kelly D., « Performance and Control Electrical Machines, » Mc GRAW HILL Books Company, Printed in Great Britain, University Press, Cambridge 1991.
- [18] Panda, D., E.L. Benedict, G. Venkataramanan, T.A. Lipo. "A Novel Control Strategy For the Rotor Side Control of a Doubly Fed Induction Machine ", IEEE IAS Chicago, IL. October 2001. pp. 1695-1702.

## CHAPITRE 5

# **COMMANDE SCALAIRE DE LA DFIM EN VUE DE SON APPLICATION DANS UN SITE ISOLE AVEC ENTRAINEMENT PAR SYSTEME À ENERGIE EOLIENNE**

- 5.1 INTRODUCTION
- 5.2 REGULATION DE LA TENSION ET DE LA FREQUENCE A VITESSE VARIABLE
  - 5.2.1 FONCTION DE TRANSFERT DE TENSIONS, STATOR–ROTOR (Cause–Effet)
  - 5.2.2 IMPLANTATION DE COMMANDE SCALAIRE DE LA TENSION DU STATOR
  - 5.2.3 RESULTATS EXPERIMENTAUX EN BO
- 5.3 EXPERIMENTATION EN BF
  - 5.3.1 PROFILS DES REFERENCES
  - 5.3.2 RESULTATS OBTENUS
- 5.4 CONCLUSION
- 5.5 REFERENCES

CHAPITRE 5  
**COMMANDE SCALAIRE DE LA DFIM EN VUE DE SON  
APPLICATION DANS UN SITE ISOLE AVEC ENTRAINEMENT PAR  
SYSTEME A ENERGIE EOLIENNE**

**5.1 INTRODUCTION**

L'échauffement différentiel de la surface terrestre par le soleil entraîne le déplacement d'importantes masses d'air sur la terre, c'est-à-dire le vent. Les systèmes de conversion de l'énergie éolienne transforment l'énergie cinétique du vent en électricité ou en d'autres formes d'énergie. L'énergie éolienne est l'une des sources d'énergie renouvelable les plus importantes dans le monde, elle a connu une croissance extraordinaire au cours de la dernière décennie, car cette énergie est reconnue comme étant un moyen écologique et économique pour produire l'électricité d'autant plus qu'il y a eu un développement rapide de la technologie relative des turbines à vent [1-3].

En ce qui concerne la génération, il est nécessaire de concevoir un système qui produit l'énergie électrique à fréquence constante et qui s'adapte au caractère variable du vent. Ceci peut être réalisé à l'aide des générateurs synchrones à condition qu'un convertisseur de fréquence statique soit utilisé pour connecter la machine au réseau.

Une autre solution aussi efficace consiste en l'utilisation d'un générateur à induction à double alimentation (*DFIG* : de l'anglais *Doubly Fed Induction Generator*) alimenté du côté du rotor par une source à tension et à fréquence variables comme illustré sur la figure (5.1). L'énergie électrique est récupérée au stator. En conséquence, l'utilisation des *DFIG*, suscite l'attention croissante pour la génération par énergie éolienne. Parmi les avantages de ces générateurs, l'utilisation d'un seul convertisseur de puissance réduite au rotor associé à une commande vectorielle simple où l'on peut contrôler le facteur de puissance et le flux d'énergie. La capacité de produire de l'électricité avec des facteurs de puissance proche de l'unité réduirait les coûts que présente l'utilisation des condensateurs, et serait particulièrement avantageuse pour les distributeurs d'énergie électrique [1-3].

Il est important de bien comprendre le comportement de tel générateur surtout en boucle ouverte, c'est-à-dire s'intéresser de près à sa modélisation (voir chap.2). Ce qui permettra de configurer une relation de cause à effet capable dégager un simple contrôle scalaire de la tension du stator pour une éventuelle utilisation dans un site isolé [4-6]. Cela fera l'objet du présent chapitre.

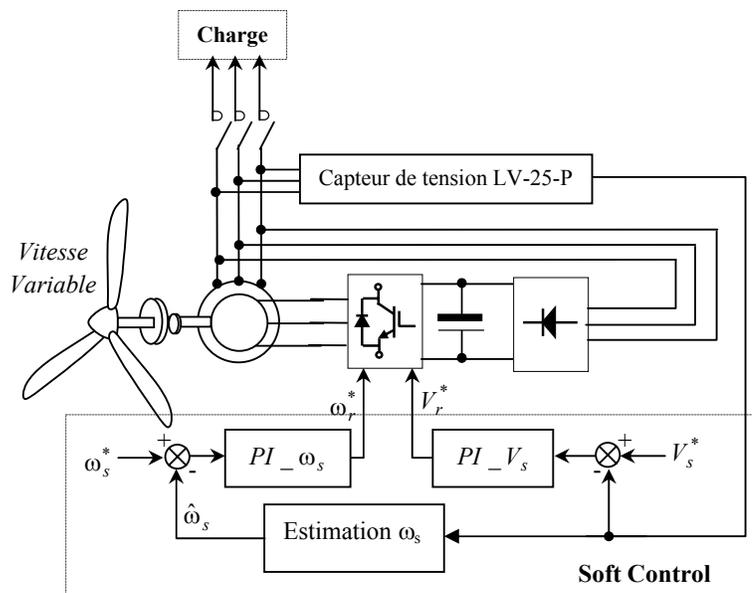


Fig.(5.1). Générateur à induction double alimenté utilisé pour l'énergie

## 5.2 REGULATION DE LA TENSION ET DE LA FREQUENCE A VITESSE VARIABLE

### 5.2.1 FONCTION DE TRANSFERT COMPLEXE DE TENSIONS, STATOR–ROTOR (Cause-à-Effet)

Pour qu'une installation puisse fonctionner dans de bonnes conditions, il est indispensable de maintenir sa tension et sa fréquence dans les limites tolérées définies par le concepteur ( $\pm 5\%$  par exemple). Dans ce qui va suivre nous allons fixer la fréquence à 50 Hz pour des vitesses variables d'entraînement, conséquence de la variation de la vitesse du vent.

La réécriture de (2.26) donne :

$$\bar{u}_s^{(s)} = R_s \bar{i}_s^{(s)} + L_s \frac{d\bar{i}_s^{(s)}}{dt} + \bar{E}_s^{(s)} \quad (5.1)$$

où  $\bar{E}_s^{(s)}$  est la *fem* (force électromotrice) dépendante du courant injecté dans le rotor, elle est exprimée comme suit :

$$\bar{E}_s^{(s)} = M \frac{d\bar{i}_r^{(r)}}{dt} e^{j\theta} + jM \cdot \omega \cdot \bar{i}_r^{(r)} \cdot e^{j\theta} \quad (5.2)$$

De (2.26), nous pouvons également présenter l'équation tension du rotor comme suit:

$$\bar{v}_r^{(r)} = \bar{u}_r^{(r)} - \bar{E}_r^{(r)} = R_r \bar{i}_r^{(r)} + L_r \frac{d\bar{i}_r^{(r)}}{dt} \quad (5.3)$$

où  $\bar{E}_r^{(r)}$  est la *fem* du rotor dépendant du courant du stator en charge exprimée par:

$$\bar{E}_r^{(r)} = M \frac{d\bar{i}_s^{(s)}}{dt} e^{-j\theta} - jM \cdot \omega \cdot \bar{i}_s^{(s)} \cdot e^{-j\theta} \quad (5.4)$$

Nous considérons que cette *fem* induite  $\bar{E}_r^{(r)}$  au rotor comme une perturbation car elle dépend du courant statorique  $\bar{i}_s^{(s)}$  qui est un courant de charge variant avec la charge et la vitesse de rotation (vitesse du vent). En conséquence la stratégie de commande doit être conçue de telle façon à rejeter cette perturbation et la tension du stator et doit être maintenue ou réglée à sa valeur nominale.

En utilisant (5.2) et (5.3), nous pouvons écrire la fonction de transfert complexe cause-à-effet entre la tension du rotor et celle du stator comme suit :

$$\frac{\bar{E}_s^{(s)}}{\underbrace{\bar{v}_r^{(r)} e^{j\theta}}_{\bar{v}_r^{(s)}}} = \left( \frac{M}{R_r} \right) \frac{\mathbf{s} + j\omega}{T_r \mathbf{s} + 1} \quad (5.5)$$

$\mathbf{s}$ : indique l'opérateur de dérivation ( $\frac{d}{dt} = \mathbf{s}$ ).

Comme mentionné ci-dessus, la tension du stator doit être maintenue constante pour n'importe quelle charge. Ainsi la régulation est réalisée tels que

$$\bar{v}_s^{(s)} = \bar{u}_s^{(s)} \cong \bar{E}_s^{(s)} \quad (5.6)$$

$$\text{où } \bar{v}_s^{(s)} = \bar{u}_s^{(s)} - \Delta \bar{u}_s(\bar{i}_s) = \bar{E}_s^{(s)} \quad (5.7)$$

$$\text{avec, } \underbrace{\Delta \bar{u}_s(\bar{i}_s)}_{D_L = \text{perturbation charge}} = (R_s \bar{i}_s^{(s)} + L_s \frac{d\bar{i}_s^{(s)}}{dt}) \quad (5.8)$$

où  $\Delta \bar{u}_s(\bar{i}_s)$  est une chute de tension du stator due à la charge (perturbation)

Avec les hypothèses de régulation précédentes, (5.5) devient simplement

$$\frac{\bar{v}_s^{(s)}}{\bar{v}_r^{(s)}} = \left( \frac{M}{R_r} \right) \frac{\mathbf{s} + j\omega}{T_r \mathbf{s} + 1} \quad (5.9)$$

Si l'opérateur  $\mathbf{s}$  du numérateur dans (5.9) est remplacé par le calcul direct de la dérivée du courant du rotor de (5.2), alors nous pouvons donner un autre schéma bloc de la même fonction de transfert (5.9), appelée fonction de transfert complexe de la *DFIG* (en anglais, *DFIG-CTF*, ou *DFIG Complex transfer function*), ce qui est illustré par la figure (5.2)

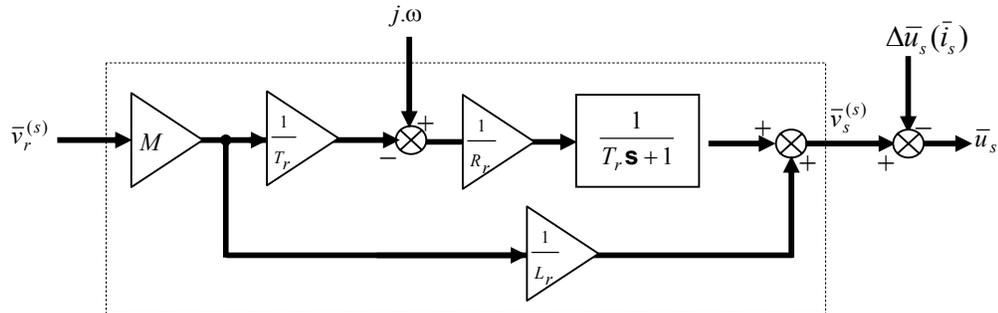


Fig. (5.2). La fonction de transfert Complexe de la *DFIG*

Le figure (5.2) montre que la chute de tension et la dérive de la fréquence du stator sont provoquée par le courant du stator et la vitesse de rotation, qui sont considérés comme des perturbations. Par conséquent nous pouvons voir clairement qu'on peut contrôler la tension du stator par celle du rotor.

En régime harmonique, on peut prendre  $\mathbf{s} = j\omega_r$ , dans ce cas (5.9) sera réécrite comme suit :

$$\frac{\bar{v}_s^{(s)}}{\bar{v}_r^{(s)}} = \left( \frac{M}{R_r} \right) \frac{j\omega_s}{j\omega_r T_r + 1} \quad (5.10)$$

$$\text{où, } \omega_s = \omega_r + \omega \quad (5.11)$$

La simulation de la fonction de transfert complexe (*DFIG-CTF*) (5.9) est montrée sur les figures (5.3), (5.4), (5.5) et (5.6), en fonction des fréquences injectées au rotor pour une plage de vitesse de rotation donnée. Ces figures représentent respectivement la partie réelle, la partie imaginaire et le module de (5.10). En utilisant la relation (5.11), nous pouvons également donner la variation de fréquence du stator par rapport à la fréquence injectée et la vitesse du rotor. De ces résultats, il peut être clairement observé que si nous voulons produire un niveau élevé de la puissance du stator en utilisant *DFIG*, le rotor doit tourner à des vitesses assez élevées. En fait, cela constitue un problème sérieux quand le rotor de la *DFIG* est entraîné par la turbine du vent qui peut recevoir un niveau non satisfaisant de la puissance du vent. En conséquence, afin de développer une puissance électrique du stator respectant les normes (fréquence et tension constantes), la *DFIG* doit être commandée en boucle fermée (BF). Partant du concept *DFIG-CTF* une commande scalaire simple sera employée comme présenté dans la section suivante. La simplicité de cette commande aura certainement un intérêt pratique incontestable vu le peu de matériel (hardware) demandé.

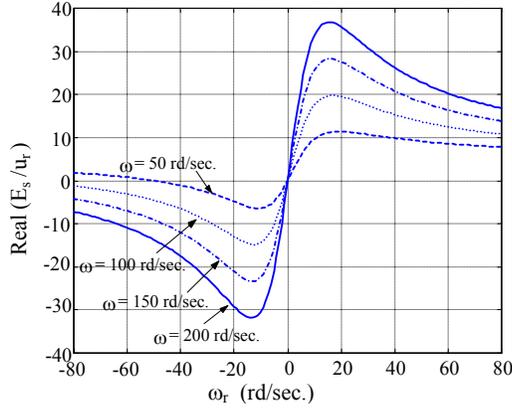


Fig.(5.3) Partie réelle de la DFIM-CTF

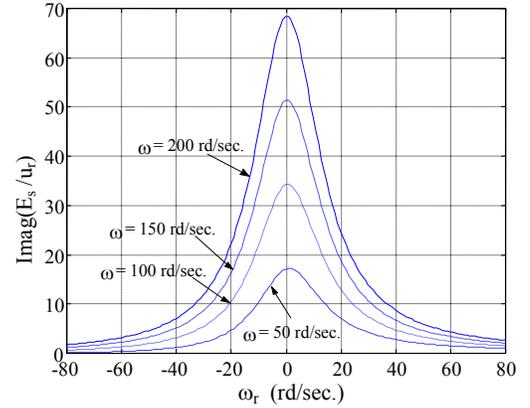


Fig. (5.4) Partie imaginaire de la DFIM-CTF

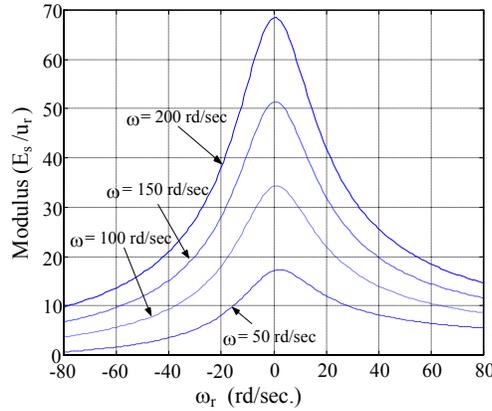
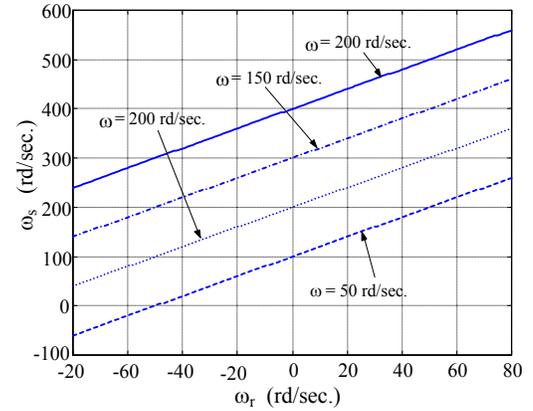


Fig.(5.5) Module de la DFIM-CTF


 Fig.(5.6) Relation entre  $\omega_r$  et  $\omega_s$  dans DFIM

### 5.2.2 IMPLANTATION DE LA COMMANDE SCALAIRE DE LA TENSION DU STATOR

Comme exposé ci-dessus la tension du stator peut être contrôlée par la tension injectée au rotor, pour qu'elle soit maintenue constante. La valeur de la tension du stator est directement mesurée par :

$$\hat{U}_s = \sqrt{\hat{u}_{s\alpha}^2 + \hat{u}_{s\beta}^2} \quad (5.12)$$

De la position du vecteur tension du stator dans le plan de Concordia, on

déduit  $\hat{\theta}_s = \arccos(\frac{\hat{u}_{s\alpha}}{\hat{U}_s})$  et donc la fréquence du stator peut être estimée par

$$\hat{\omega}_s = \left| \frac{d\hat{\theta}_s}{dt} \right| \quad (5.13)$$

Les expressions (5.12) et (5.13) fournissent les deux variables à contrôler. La figure (5.7) présente la commande scalaire de la DFIM où deux contrôleurs PI sont employés.

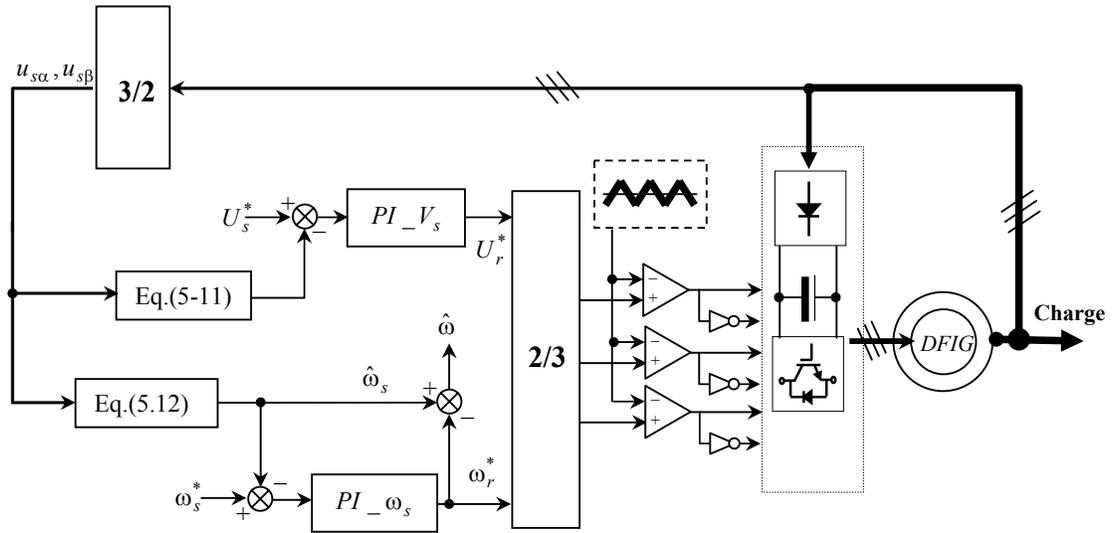


Fig. (5.7) Implantation de la commande scalaire de tension de la DFIM

### 5.2.3 RESULTATS EXPERIMENTAUX EN BO

Les figures (5.8), (5.9) et (5.10) présentent un comparatif entre expérimentation et simulation de la tension induite par la DFIM selon le courant rotorique injecté à différents niveaux de la vitesse de rotation du rotor (1000 tr/min, 1800 tr/min et 2400 tr/min).

Pour chaque niveau de vitesse du rotor (caractérisant la vitesse du vent), l'amplitude de la tension et de la fréquence du rotor sont modulées afin de garantir au stator un niveau de tension fixe et à fréquence fixe aussi. Les résultats de simulations et d'expérimentation effectuées sur une machine de laboratoire de 0.8kW (Annexe machine II) soumise aux mêmes conditions de test sont données avec une nette concordance.

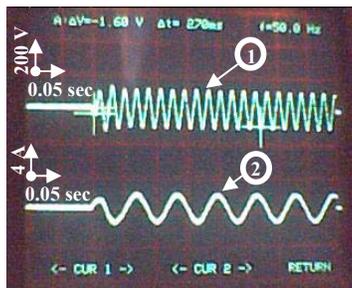


Fig. (5.8a). Résultats expérimentaux de la tension du stator (1) et du courant de rotor (2), pour 1000 tr/m

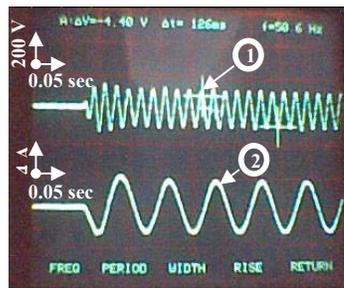


Fig. (5.9a). Résultats expérimentaux de la tension du stator (1) et du courant de rotor (2), pou 1800 tr/m



Fig. (5.10a). Résultats expérimentaux de la tension du stator (1) et du courant de rotor (2), pou 2400 tr/m

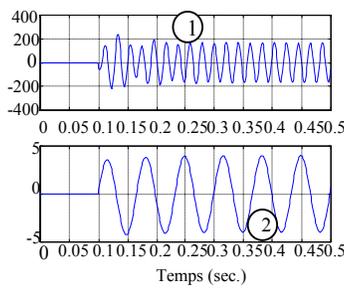


Fig. (5.8b). Résultats de simulation de la tension du stator (1) et du courant de rotor (2), pour 1000 tr/mn

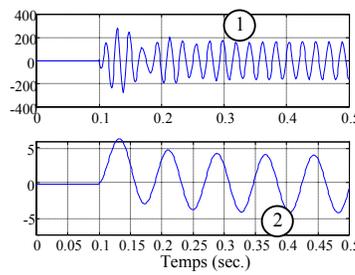


Fig. (5.9b). Résultats de simulation de la tension du stator (1) et du courant de rotor (2), pour 1800 tr/m

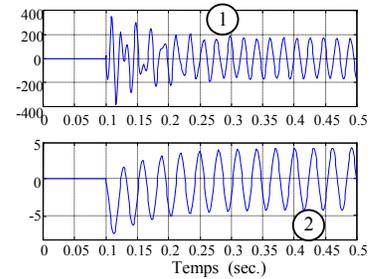


Fig. (5.10b). Résultats de simulation de la tension du stator (1) et du courant de rotor (2), pou 2400 tr/m

## 5.3 EXPERIMENTATION EN BF

### 5.3.1 PROFILS DES REFERENCES

Pour valider notre approche, les essais expérimentaux sur la machine de 0.8kW seront définis selon le cahier des charges suivant :

La *DFIG* est entraînée à vide à la vitesse de 1200 tr/min, voir Fig. (5.11), après 1.25s une charge de ( $R_{charge} = 150 \Omega$  et  $L_{charge} = 0.1H$ ) est appliquée. Alors après 2.2 s, à la même charge, la vitesse est augmentée à 1600 t/min augmentation simulée de la vitesse du vent. La tension du stator et sa fréquence sont respectivement maintenues par la commande à 100V et à 314 rd/s comme représentées sur les figures (5.12), (5.13) et (5.14), respectivement.

### 5.3.2 RESULTATS OBTENUS

Successivement, nous pouvons montrer les résultats obtenus qui sont présentés sur les figures suivantes. La figure (5.12) illustre la vitesse estimée dans le temps qui suit parfaitement sa référence adoptée. Les figures (5.13), (5.14) et (5.15) illustrent la tension du stator en valeurs instantanée et efficace ainsi que l'évolution de la pulsation du stator dans le temps. Les figures (5.16), (5.17) et (5.18), montrent respectivement, le courant du stator, la tension et le courant du rotor. Les courants du stator et ceux du rotor sont mesurés dans leurs référentiels respectifs. Notons que pour une augmentation de la vitesse, les transitoires apparaissant dans la tension et la fréquence sont dans les limites tolérables. Ceci peut être expliqué par le

fait que les deux contrôleurs PI sont sollicités pour intervenir à les maintenir à leurs valeurs nominales. En fait, l'augmentation de la vitesse en boucle ouverte cause l'augmentation de la tension du stator (amplitude et fréquence) et le rôle des contrôleurs PI est d'atténuer ces écarts par rapport aux références (nominales). L'action du PI est représentée sur la figure (5.15). Nous pouvons observer que l'amplitude du courant du rotor est liée à la charge (courant du stator), ce qui est illustré par la figure (5.16). Nous pouvons voir également que la fréquence dans le rotor diminue si la vitesse du rotor augmente, ce qui est représenté sur les figures (5.17) et (5.18). Ceci peut être expliquée par le fait que si la vitesse du rotor augmente et si nous devons maintenir la puissance au stator à un niveau constant (charge fixée), la fréquence dans le rotor doit être diminuée telles que montré par la partie réelle de la fonction de transfert complexe de la *DFIG*, voir Fig. (5.3).

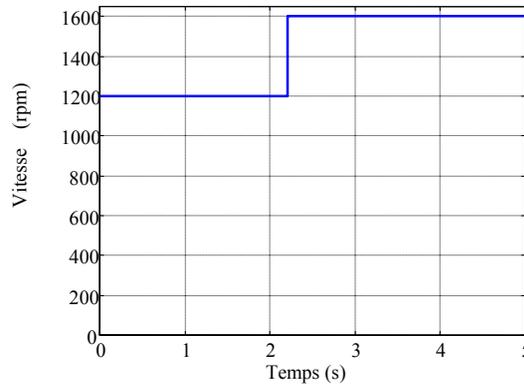


Fig.(5.11). Vitesse d'entraînement

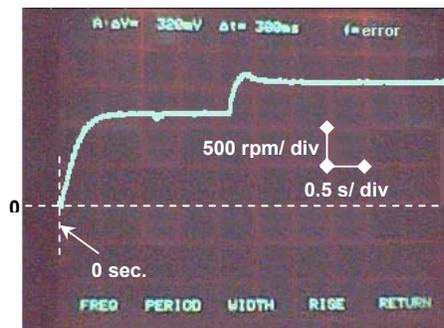


Fig. (5.12). Résultat expérimental de la vitesse estimée-temps

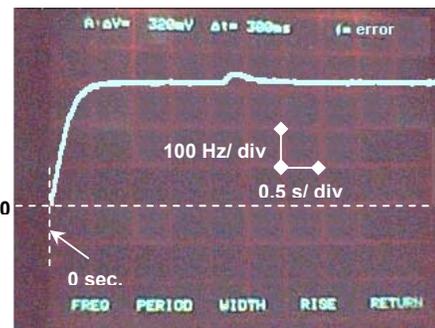


Fig. (5.13). Résultat expérimental d'estimation de  $\omega_s$ -temps

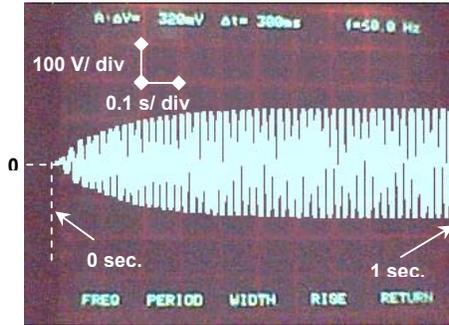


Fig. (5.14-a). Résultat expérimental de la tension du stator

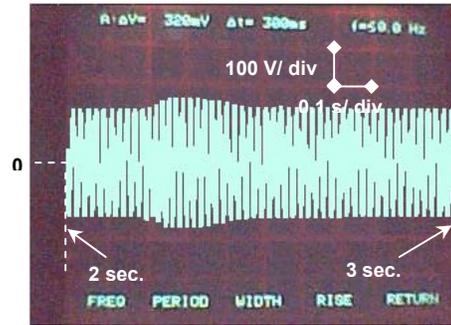


Fig. (5.14-b). Résultat expérimental de la tension du stator

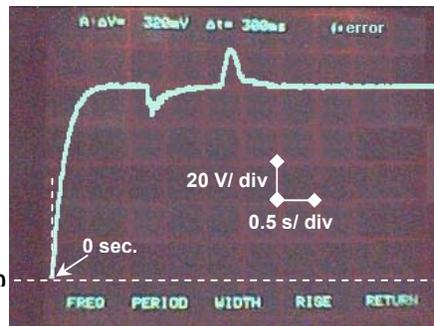


Fig. (5.15). Résultat expérimental de la tension du stator (rms)

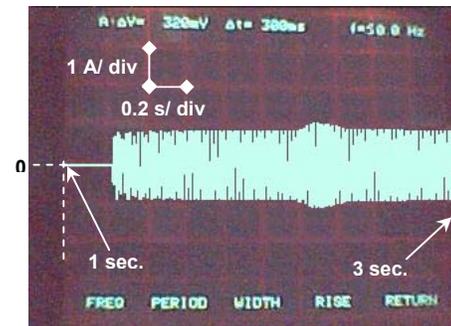


Fig. (5.16). Résultat expérimental du courant du stator

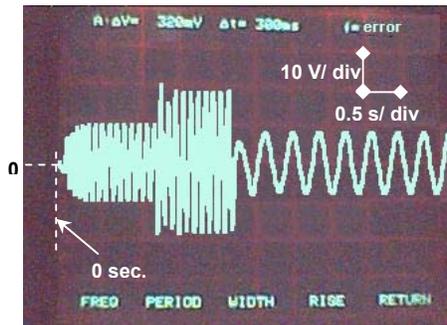


Fig. (5.17). Résultat expérimental de la tension du rotor

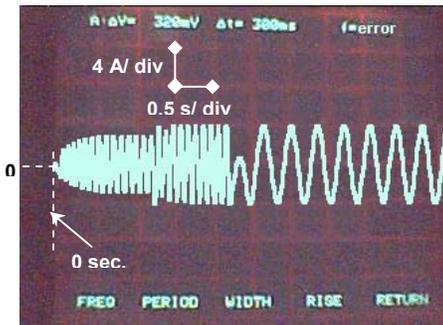


Fig. (5.18). Résultat expérimental du courant du rotor

## 5.4 CONCLUSION

La simulation et l'expérimentation de la commande proposée mettent en exergue les capacités de la *DFIG* à travailler en générateur autonome. Il s'avère que les essais expérimentaux confirment en grande partie la commande scalaire proposée de la *DFIG*.

Les résultats expérimentaux certifient favorablement la commande suggérée. L'aspect régulation par les paramètres du rotor (tension, fréquence) est également illustré ce qui indique la possibilité d'opération du *DFIG* sur un emplacement isolé (aucun lien avec le réseau public) où nous devons maintenir la tension et la fréquence du stator à leurs valeurs nominales, ce qui est un critère standard d'exploitation d'une source d'énergie électrique. La *DFIG* peut être alimentée et commandée à partir du rotor avec un convertisseur de puissance réduite. La commande scalaire ainsi utilisée pour le contrôle de la *DFIG* pour l'alimentation d'un site isolé donne lieu à une robustesse suffisante contre les perturbations causées par le vent, simulé expérimentalement par la variation de la vitesse du rotor, et par la variation du courant de charge du stator.

## 5.5 REFERENCES

- [1] Ekanayake J. B., Holdsworth L., Wu X.G., and Jenkins N., "Dynamic Modeling of Doubly Fed Induction Generator Wind Turbines," *IEEE Transaction on Power system*, Vol.18, N°. 2, May 2003, pp 803-809.
- [2] Datta R. and Ranganathan V.T., "Variable-Speed Wind Power Generation Using Doubly Fed Wound Rotor Induction Machine—A Comparison With Alternative Schemes," *IEEE Transaction on energy conversion*, vol.17, N°. 3, September 2002, pp 414-421
- [3] Tapia A., Tapia G., Ostolaza J.X., and Sáenz J.R., "Modeling and Control of a Wind Turbine Driven Doubly Fed Induction Generator," *IEEE Transaction on energy conversion*, vol. 18, N°. 2, June 2003 pp 194-204
- [4] Djurovic M. et al, "Double Fed Induction Generator with Two Pair of Poles," *Electrical Machines and Drives* 11-13 September 1995, Conference Publication N°412 IEE 1995.

- [5] Keleber C., Schumacher W., “Adjustable Speed Constant Frequency Energy Generation with Doubly Fed Induction Machines,” *Proceedings of the European Conference Variable Speed in Small Hydro*, Grenoble, France 2000.
- [6] Keleber C., Schumacher W., “Control of Doubly fed induction Machine as an Adjustable Motor/Generator,” *Proceedings of the European Conference Variable Speed in Small Hydro*, Grenoble, France 2000.
- [7] Drid S., Nait-Said M-S., M. Tadjine, “The Doubly Fed Induction Machine Modeling In The Separate Reference Frames,» *Journal of Electrical Engineering, JEE*. Vol.4, N°1, 2004, pp: 11-16
- [8] Leonhard, “ Control Electrical Drives,» Springer verlag Berlin Heidelberg 1985. Printed in Germany.

CHAPITRE 6  
**CONCLUSION GENERALE**

- 6.1 PROBLEMATIQUE ET SOLUTIONS
- 6.2 PERSPECTIVES

## CHAPITRE 6

# CONCLUSION GENERALE

### 6.1 PROBLEMATIQUE ET SOLUTIONS

A travers cette thèse, il a été question d'apporter des solutions pour la modélisation et la commande de la machine à induction double alimentée aussi bien pour son fonctionnement moteur que générateur. En effet, cette machine a non seulement un modèle non linéaire mais aussi un caractère ambivalent de fonctionnement synchrone et asynchrone. La modélisation proposée de la *DFIM* dans deux référentiels séparés semble être une solution intéressante pour résoudre le problème de l'estimation de l'angle de charge lorsque le référentiel commun conventionnel est utilisé comme généralement donné dans la littérature. Cette approche a été largement validée en expérimentation. Il s'avère aussi qu'un des moyens pour contourner cette problématique c'est d'aller chercher un modèle de la machine en vue de sa commande dans sa plus simple expression en optant pour le choix du modèle tout flux. Ce qui fut la proposition de la double orientation des flux qui théoriquement doit donner un couple développé optimal. Cette proposition a fait l'objet de trois commandes différentes. La première par des

contrôleurs PI en renforçant l'orthogonalité des flux. La deuxième par une commande nonlinéaire avec retour d'état linéarisant. Cette commande aussi énergique nécessite l'observation des flux et des courants à des niveaux tolérables, ce qui fut réalisé par la proposition d'un nouveau optimiseur *TOF* (*Torque Optimisation Factor*). Pour la rendre plus robuste cette commande, celle-ci sera munie de correcteur par mode glissant en plus de la linéarisation par retour d'état. Ce qui fut la 2<sup>ème</sup> commande proposée dans cette thèse. La stratégie TOF a été d'un recours capital pour la commande nonlinéaire non seulement sur l'aspect contrôle des flux et des courants à des valeurs tolérables mais aussi sur l'aspect de sauvegarder l'énergie (*Energy Saving*). En effet, cette optimisation de l'énergie semble bien partir pour justifier l'emploi des deux convertisseurs au stator et au rotor. D'autre part le TOF, en tant que tel, s'avère indispensable pour pouvoir utiliser la commande de la DFIM tout flux (Cela étant pour la simple raison que c'est plutôt la saturation qui est sollicitée et que par ailleurs pour profiter de la simplicité de la commande), cette saturation de la machine doit être rigoureusement observé.

Notre souci est aussi porté sur l'aspect générateur, et notre apport c'est toujours de donner une solution simple de commande scalaire avec l'usage d'un seul convertisseur qui justifie beaucoup son usage pratique immédiat. Cette étude menée par une simple relation cause à effet donne une fonction de transfert complexe. Nous avons considéré le cas du site isolé qui semblerait un cas aussi intéressant que celui d'une station connectée à un réseau publique

Au terme de ce travail nous pouvons affirmer qu'une grande partie de l'objectif fixé est atteinte.

## **6.2 PERSPECTIVES**

Pour la continuité de ce travail, il nous vient à l'esprit de définir les axes de recherches qui sont, à notre avis, prometteurs pour le développement de la DFIM :

1. La modélisation et la commande de la DFIM sans balais.
2. Commande sans capteur de vitesse.
3. Application de nouvelles commandes pour l'énergie renouvelable.
4. Implantation des commandes proposées sur sites réels.

## **ANNEXE**

ANNEXE

## 1. Données de la première machine à induction double alimentée

Valeurs nominales : 4 kW ; 220/380 V-50 Hz ; 15/8.6 A , 1440 rpmParamètres:

$$R_s \text{ (Résistance du stator)} = 1.2 \Omega$$

$$R_r \text{ (Résistance du rotor)} = 1.8 \Omega$$

$$L_s \text{ (Inductance d du stator)} = 0.1554 \text{ H}$$

$$L_r \text{ (Inductance de rotor)} = 0.1568 \text{ H}$$

$$M \text{ (Inductance mutuelle)} = 0.15 \text{ H}$$

Constantes mécaniques:

$$J \text{ (Inertie du rotor)} = 0.2 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$$

$$f_f \text{ (Coefficient de frottement)} = 0.00 \text{ I.S.}$$

## 2. Données de la Deuxième machine à induction double alimentée

Valeurs nominales : 0.8 kW ; 220/380 V-50 Hz ; 3.8/2.2 A

Connexion du rotor-étoile : 3×120 V; 4.1 A ; 1420 tr/min

Paramètres:

$$R_s \text{ (Résistance du stator)} = 11.98 \Omega$$

$$R_r \text{ (Résistance du rotor)} = 0.904 \Omega$$

$$L_s \text{ (Inductance du stator)} = 0.414 \text{ H}$$

$$L_r \text{ (Inductance de rotor)} = 0.0556 \text{ H}$$

$$M \text{ (Inductance mutuelle)} = 0.126 \text{ H}$$

Constantes mécaniques:

$$J \text{ (Inertie de rotor)} = 0.01 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$$

$$f_f \text{ (Coefficient de frottement)} = 0.00 \text{ I.S.}$$

## 3. Coefficients des Régulateurs (Chapitre 3)

$$PI - \phi_s : \begin{cases} k_p = 3.75 \\ k_i = 0.1 \end{cases} ; PI - \phi_r : \begin{cases} k_p = 240 \\ k_i = 150 \end{cases} ; PI - \Omega : \begin{cases} k_p = 0.18 \\ k_i = 0.72 \end{cases}$$