



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
Republique Algerienne Democratique Et Populaire  
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي



Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة العربي التبسي - تبسة

Université Larbi Tébessi – Tébessa –

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de Génie Électrique

## MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme de Master Académique**

En : **Electrotechnique**

Spécialité : **Electrotechnique Industriel**

Par :

✚ YEKBER ETHMANE Mohamedou

✚ CHIHANI Youcef

Sujet

# COMMANDE D'UN MOTEUR A INDUCTION PAR DES REGULATEURS FRACTIONNELS OPTIMISES.

Examiné devant le jury:

Dr DJEBBAR Mohamed Salah

MCB

Président

Dr METATLA Samir

MAA

Rapporteur

Dr BENDAKIR Abdelhakim

MAA

Examinateur

Promotion : 2020/2021

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

# Remerciements

Nous tenons tout d'abord remercier Allah le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce modeste travail.

Ensuite, nous ne saurons jamais comment exprimer notre sincère et totale gratitude et notre profonde reconnaissance

À notre encadreur Dr «METATLA Samir»,

De nous avoir encadrés, pour sa constante disponibilité, son aide, ses orientations et ses encouragements.

Nos vifs remerciements vont également aux membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre travail en acceptant de l'examiner et de l'enrichir par leurs propositions

Nous adressons également nos sincères remerciements à toutes nos familles proches ainsi que nos amis qui nous ont toujours soutenus et encouragés au cours de la réalisation de ce mémoire.

# Dédicaces

À mes parents.

À mes frères, qui ont œuvré pour ma réussite, de par leur amour, leur soutien, tous les sacrifices consentis et leur précieux conseils, pour toute leur assistance et leur présence dans ma vie, recevez à travers ce travail aussi modeste soit-il.

À ma famille et mes amis proches et loins.

À tous mes collègues et enseignants à la faculté des sciences et de technologie surtout mon encadreur **Metatla samir** et **Dr DJEBBAR Mohamed Salah** qui a bien voulu nous aider

Youssef (FJ)...

# Dédicace

Merci Allah de m'avoir donné la capacité d'écrire  
et de réfléchir, la force et la patience d'aller  
jusqu'au bout du rêve

Je consacre CE TRAVAIL A :

Ma Mère et Mon Père

Mes frères et sœurs

Toute ma grande famille.

Tous Mes amis.

Mon encadreur «METATLA Samir»

Tous les enseignants qui m'ont aidé de près ou de  
loin à être

un ingénieur en Electrotechnique Industrielle

Mohamedou YKB

## **Résumés :**

L'idée principale de ce travail est de présenter le contrôle de la vitesse de rotation de la Machine Asynchrone à cage par les techniques avancées. Cette technique est la commande vectorielle par les régulateurs PI et  $PI^\alpha$  fractionnaire qui apportent des améliorations du point de vue efficacité et robustesse. Après avoir développé les formules mathématiques nécessaires pour l'application de la commande vectorielle à flux rotorique orienté, nous avons réalisé les schémas blocs par le logiciel Matlab/Simulink permettant la simulation de cette commande en utilisant un convertisseur statique.

Le contrôle de la vitesse de rotation est basé principalement sur un régulateur PI classique qui va être remplacé par un autre régulateur  $PI^\alpha$  fractionnaire.

Enfin, nous présenterons une comparaison entre ces différentes techniques de commande, du point de vue performances dynamiques (dépassement, temps de réponse, temps de montée, précision) et robustesse.

**Mots Clés :** *Machine asynchrone à cage d'écureuil, Commande indirecte à flux rotorique orienté, Régulateur PI classique/  $PI^\alpha$  fractionnaire, Robustesse, convertisseur statique, schémas blocs.*

## **ABSTRACT**

The main idea of this work is to present the speed control of the Caged Asynchronous Machine by advanced techniques. This technique is the vector control by PI and fractional  $PI^\alpha$  controllers which bring improvements in efficiency and robustness. After having developed the mathematical formulas necessary for the application of the rotor flux oriented vector control, we have realized the block diagrams by the Matlab/Simulink software allowing the simulation of this control using a static converter.

The speed control is mainly based on a classical PI controller, which will be replaced by other fractional  $PI^\alpha$  controllers

Finally, we will present a comparison between these different control techniques, from the point of view of dynamic performance (overshoot, response time, rise time, accuracy) and robustness.

**Keywords:** *Squirrel cage induction machine, indirect rotor flux control oriented, Classic PI/Fractional  $PI^\alpha$  controller, Robustness, Static converter, Block diagrams.*

## الملخص

الفكرة الرئيسية لهذا العمل هي تقديم سرعة الدوران لآلة غير المتزامنة ذات القفص السنجالي من خلال التقنيات المتقدمة. هذه التقنية تتمثل فيما يسمى بالتحكم الشعاعي باستخدام المنظمين PI و  $PI^\alpha$  اللذان يقدمان تحسينات من منظور الفعالية والمتانة وهذا بعد تطوير الصيغ الرياضية اللازمة لتطبيق التحكم الشعاعي لتدفق الدوار الموجه ، وضعنا مخططات لمحاكاة هذا الأمر باستعمال برنامج Matlab / Simulink مع استخدام محول ثابت، تعتمد سرعة الدوران بشكل أساسي على النظام PI الكلاسيكي وسيتم استبداله بمنظمات  $PI^\alpha$  الأخرى على مرحلتين

وفي الأخير، سنقدم مقارنة بين هذه التقنيات التحكم المختلفة فيما يخص أداء ديناميكية (تجاوز، وقت الاستجابة، الوقت المثبت، الدقة) والمتانة.

الكلمات المفتاحية: الآلة الغير متزامنة ذات القفص السنجالي، التحكم الشعاعي، التدفق الدوار الموجه، المحول

الثابت، المنظمين PI الكلاسيكي  $PI^\alpha$ ، المتانة

# Table des matières

Liste de figures.....	IV
Liste de tableaux.....	VI
Liste des symboles .....	VII
Introduction générale.....	1

## CHAPITRE I

### Généralités sur la commande des moteurs à induction

I.1. Introduction .....	4
I.2. Description du moteur asynchrone à cage.....	4
I.3. Constitution .....	5
I.3.1. Le stator .....	5
I.3.2. Le rotor.....	7
I.4. Principe de fonctionnement.....	7
I.4.1. Fonctionnement en moteur .....	8
I.4.2 Fonctionnement en générateur .....	8
I.5. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone .....	8
I.6. Différentes Techniques de commande de la MAS :.....	9
I.6.1. Commande scalaire .....	9
I.6.2. Commande Vectorielle à flux orienté (FOC) : .....	10
I.6.3. Commande directe du couple (DTC) .....	11
I.6.4. Logique floue .....	12
I.7. conclusion.....	13

## CHAPITRE II

### Modélisation et commande vectorielle du moteur à induction

II.1. Introduction.....	15
II.2. Modélisation de la machine asynchrone .....	15
II.2.1 Hypothèses simplificatrices .....	15
II.2.2 Modèle mathématique de la MAS. ....	16
II.2.3. La transformation de PARK .....	19

II.2.4. Choix de référentiel .....	21
II.2.5. Modélisation en modèle d'état .....	22
II.3. la commande vectorielle .....	23
II.3.1. Principe de la commande vectorielle.....	23
II.3.2. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle .....	24
II.3.3. Choix de type d'orientation de flux.....	25
II.3.4. Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique .....	25
II.3.5. Types de la commande vectorielle .....	28
II.3.6. Structure de la CVOFR de la machine asynchrone alimentée en tension .....	29
II.3.7. Bloc de défluxage .....	31
II.4. Conclusion .....	32

## **CHAPITRE III**

### **Synthèses des régulateurs PI et PI Fractionnel FOPI**

III.1. Introduction .....	34
III.2. Définition des opérations d'ordre fractionnel.....	34
III.2.1. Définition mathématique.....	34
III.2.2. Evaluation numérique des opérateurs d'ordre fractionnaire .....	35
III.2.3. Propriétés des opérateurs d'ordre fractionnaire .....	35
III.2.4. Approximation des opérateurs d'ordre fractionnaire .....	36
III.2.5. Applications .....	36
III.3. Synthèse des correcteurs PI et PI fractionnaire .....	37
III.3.1. Performances d'un système asservi.....	37
III.3.2. But de la correction .....	37
III.3.3. Structure de Régulateur PI .....	38
III.3.4. Principe d'un régulateur fractionnaire.....	39
III.3.5. Synthèse de régulateur $PI^\alpha$ fractionnaire .....	40
III.4. Optimisation par essaim particulaire (PSO) .....	40
III.4.1. Définition .....	40
III.4.2. Principe de base de l'algorithme (PSO) .....	41
III.4.3. Définition de la position et de la vitesse courante associée à une particule.....	42
III.4.4. L'organigramme et les étapes de la méthode PSO.....	44
III.5. conclusion.....	45

# CHAPITRE IV

## Etude comparative des résultats de simulations

IV.1. Introduction .....	47
IV.2. Schéma fonctionnel de la CV indirecte d'une MAS .....	47
IV.2.1. Les paramètres des régulateurs .....	48
IV.3. Résultat de simulation par application du Régulateur $PI$ classique .....	48
IV.3.1. Interprétations des résultats .....	51
IV.4. Résultat de simulation par application du Régulateur $PI^\alpha$ fractionnaire .....	51
IV.4.1. Interprétations des résultats : .....	54
IV.5. Etude comparative .....	54
IV.5.1. Analyse des résultats et comparaison .....	57
IV.6. Conclusion .....	58
<b>Conclusion générale .....</b>	<b>59</b>
<b>Références bibliographiques .....</b>	<b>61</b>
<b>Annexes .....</b>	<b>65</b>

## Liste de figures

Figure I.1 Moteur asynchrone à cage Leroy-Somer.....	4
Figure I.2 Constitution d'une machine asynchrone .....	5
Figure I.3 Le Stator .....	6
Figure I.4 Influence du nombre de paires de pôles sur la vitesse de rotation et de la forme du champ statorique résultant.....	6
Figure I.5 Vue d'un rotor .....	7
Figure I.6 Schéma classique de commande scalaire avec contrôle du rapport .....	9
Figure I.7 Structure de la commande vectorielle à flux orienté.....	10
Figure I.8 Classification des ensembles flous .....	12
Figure II. 1 Modèle des enroulements statoriques et rotoriques d'une MAS .....	16
Figure II.2 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park .....	20
Figure II.3 Schéma de principe du découplage de la MAS montrant l'analogie avec la MCC.....	23
Figure II.4 Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer) .....	25
Figure II.5 Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS28	
Figure II.6 Reconstitution des tensions $v_{sd1}$ et $v_{sq1}$ .....	31
Figure II.7 Bloc défluxage .....	31
Figure III.1 Caractéristiques de la réponse des systèmes.....	37
Figure III.2 Schéma de commande utilisant la structure PI .....	38
Figure III.3 Schéma de commande utilisant la structure PI en boucle ouvert .....	38
Figure III.4 Schéma de commande utilisant la structure PI en boucle fermée.....	38
Figure III.5 $PI^\alpha D^\mu$ (a) Ordre entier, (b) Ordre fractionnaire.....	39
Figure III.6 Groupe de : (a) oiseux, (b) poisons.....	41
Figure III.7 Le cercle virtuel pour un swarm de sept particules. Le groupe d'information de taille trois de la particule 1 est composé des particules 1, 2 et 7.....	42
Figure III.8 Schéma de principe du déplacement d'une particule.....	43
Figure III.9 Organigramme de la méthode PSO .....	44
Figure III.10 Bloc diagramme d'implantation des PSO pour l'ajustement du PI.....	45
Figure IV.1 Schéma fonctionnel de la CV indirecte d'une MAS .....	47
Figure IV.2 La vitesse de rotation (à vide).....	49
Figure IV.3 Le couple électromagnétique (à vide) .....	49
Figure IV.4 Les flux direct et quadrature rotorique (à vide).....	49
Figure IV.5 La vitesse de rotation (en charge).....	50
Figure IV.6 Le couple électromagnétique (en charge).....	50
Figure IV.7 Les flux direct et quadrature rotorique (en charge).....	50
Figure IV.8 La vitesse de rotation (à vide).....	52
Figure IV.9 Le couple électromagnétique (à vide) .....	52
Figure IV.10 Les flux direct et quadrature rotorique (à vide).....	52

Figure IV.11 La vitesse rotation (en charge).....	53
Figure IV.12 Le couple électromagnétique (en charge).....	53
Figure IV.13 Les flux direct et quadrature rotorique (en charge).....	53
Figure IV.14 La vitesse de rotation (à vide).....	55
Figure IV.15 Le couple électromagnétique (à vide) .....	55
Figure IV.16 Les flux direct et quadrature rotorique (à vide).....	55
Figure IV.17 La vitesse de rotation (en charge).....	56
Figure IV.18 Le couple électromagnétique (en charge).....	56
Figure IV.19 Les flux direct et quadrature rotorique (en charge).....	56

## Liste de tableaux

Tableau I.1 les pôles.....	6
Tableau I.2 les avantages et les inconvénients de moteur asynchrone.....	8
Tableau I.3 les avantages et les inconvénients de commande MAS.....	11
Tableau IV.1 les paramètres $PI$ et $PI^\alpha$ .....	48
Tableau IV.2 Tableau des performances pour les deux régulateurs .....	57

## Liste des symboles

$MAS$ :	Machine Asynchrone
$S, R$ :	Indice correspondant au stator et au rotor
$A, B, C$ :	Indice correspondant aux trois phases du stator
$a, b, c$ :	Indice correspondant aux trois phases du rotor
$d, q$ :	Axe correspondant au référentiel lié au champ tournant
$\theta$ :	Angle électrique
$i_{s\alpha} i_{s\beta}$ :	Courant statorique dans le référentiel $(\alpha, \beta)$
$i_{sd} i_{sq}$ :	Courant statorique dans le référentiel $(d, q)$
$i_s$ :	Courant statorique
$i_R$ :	Courant rotorique
$v_{s\alpha} v_{s\beta}$ :	Tension statorique dans le référentiel $(\alpha, \beta)$
$v_{Rd} i_{Rq}$ :	Tension statorique dans le référentiel $(d, q)$
$v_S$ :	Tension statorique
$f_s$ :	Fréquence statorique
$\Phi_{s\alpha} \Phi_{s\beta}$ :	Flux rotorique dans le référentiel $(\alpha, \beta)$
$\Phi_{Rd} \Phi_{Rq}$ :	Flux rotorique dans le référentiel $(d, q)$
$\Phi_R$ :	Flux rotorique
$\Phi_S$ :	Flux statorique liste des Symboles
$\omega_S$ :	Vitesse électrique du rotor
$\omega_R$ :	Vitesse électrique du rotor
$\omega_g$ :	Vitesse de glissement
$\Omega$ :	Vitesse mécanique du rotor
$P$ :	Nombre de pair de pôle
$C_e$ :	Couple électromagnétique
$C_r$ :	Couple de charge
$K_f$ :	Coefficient de frottement visqueux.
$CVO_f$ :	Commande vectorielle par orientation du flux
$J$ :	Moment d'inertie
$M$ :	Inductance cyclique-mutuelle stator-rotor
$L_s, L_r$ :	Inductance cyclique propre statorique et rotorique par phase
$R_s, R_r$ :	Résistances par phase du stator et du rotor

$T_r$ :	Constante de temps rotorique
$T_s$ :	Constante de temps statorique
$\sigma$ :	Coefficient de fuites totales
$[P(\theta_{abs})]$ :	Matrice de PARK
$FTBO$ :	Boucle ouverte
$FTBF$ :	Boucle fermée
$PI$ :	Régulateur proportionnel intégral fractionnaire
$PI^\alpha$ :	Régulateur proportionnel intégral fractionnaire
$PSO$ :	particle swarm optimization
$N_p$ :	Nombre de particules de l'essaim.
$N_d$ :	Nombre de variables du problème (c-à-d dimension d'une particule).
$iter_{max}$ :	Nombre maximal d'itération.
$v_{ij}^k$ :	La vitesse de la $j^{ième}$ composante de la $i^{ième}$ particule de l'essaim, à la $k^{ième}$ itération.
$p_{best\ ij}$ :	La $j^{ième}$ composante de la meilleure position occupée par la $i^{ième}$ particule de l'essaim, enregistrée dans les itérations précédentes (particule best).
$g_{best\ j}$ :	La $j^{ième}$ composante de la meilleure position occupée par la meilleure particule globale de l'essaim (global best).
$x_{ij}^k$ :	la $j^{ième}$ coordonnée de la position actuelle de la particule $i$ , à la $k^{ième}$ itération.
$\omega$ :	est une pondération qui change à chaque itération.

# **INTRODUCTION GÉNÉRALE**

## Introduction générale

L'Énergie est l'élément moteur de toutes les activités qui contribuent au développement de la civilisation humaine. Pendant très longtemps, l'effort physique humain et animal a été la seule source d'énergie disponible pour ces activités (transport, usinage, agriculture, etc.).

Le moteur asynchrone à cage d'écureuil fait l'objet de notre recherche. Cette machine est la plus utilisée pour les applications à vitesse constante et pour les entraînements à vitesse variable (après le développement de l'électronique de puissance). Aussi, elle est la plus répandue dans les domaines domestique et industriel. Son principal avantage découle de sa simplicité de conception mécanique et électrique (absence de bobinage rotorique et de collecteur, structure simple, robuste et facile à construire...). Toutefois ces avantages s'accompagnent par une grande complexité physique, liée au couplage électromagnétique entre les grandeurs du stator et celles du rotor (le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une se répercute sur l'autre). C'est pourquoi avant le développement de l'électronique de puissance, on ne faisait appel à la MAS que dans les entraînements à vitesse constante [1].

La réalisation d'un entraînement à vitesse variable fait appel à la commande, parmi ces techniques actuelle appliquées aux machines asynchrones, nous pouvons citer : la commande scalaire, la commande vectorielle, la commande directe du couple et la commande non linéaire...etc.

La commande vectorielle basée sur les régulateurs classiques (réglage à action proportionnelle, intégrale et dérivée) permet de réaliser presque les mêmes objectifs que ceux des machines à courant continu à moindre coût, mais elle ne permet pas dans tous les cas de maîtriser les régimes transitoires, et en général les variations paramétriques de la machine liées aux dégradations de ces performances (la variation de leurs paramètres avec la température ou l'état magnétique). C'est le fait qui a conduit les chercheurs à trouver des commandes aussi performantes, moins coûteuses et à développer des nouvelles techniques pour optimiser le fonctionnement des systèmes industriels en général, et des machines électriques en particulier.

Ce travail porte sur l'étude de la commande vectorielle de la machine à induction à l'aide d'un régulateur  $PI$  classique, dans le domaine temporel. Ensuite, dans le but d'améliorer la robustesse de la commande, on remplace le régulateur  $PI$  classique par un régulateur  $PI^\alpha$  fractionnaire. Enfin, on fait appel à une méthode d'optimisation nommée (PSO) « optimisation par particule d'essaim ». Cet algorithme (PSO) calcule les paramètres du régulateur  $PI$  et  $PI^\alpha$  tout en visualisant la fonction objective qui consiste à minimiser l'erreur dans un système et contrôler la vitesse de rotation de la machine.

**Organisation du mémoire :**

Ce mémoire est organisé de la manière suivante :

**Chapitre I :** Introduit à l'analyse de l'état de l'art, relatif aux problèmes liés à la commande du moteur à induction. Un aperçu historique est donné sur les principales techniques utilisées pour la commande de ce moteur permettant ainsi de définir la problématique de recherche.

**Chapitre II :** On va faire un rappel à la modélisation de la machine asynchrone dans le système triphasé, puis on développe la transformation de Park et de Concordia, afin de réduire le modèle de la machine asynchrone à un système biphasé, pour simplifier les équations et faciliter l'application de la commande. En plus on réalise la commande vectorielle à flux orienté pour éliminer le couplage entre l'inducteur et l'induit de la machine asynchrone. Donc elle permet d'obtenir un fonctionnement comparable à celui d'une machine à courant continu.

**Chapitre III :** Nous voulons présenter la modélisation et la représentation mathématique de la machine étudiée. Cette modélisation nous a permis de simuler le comportement moteur de la machine dont la complexité a été réduite en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Cette modélisation s'est effectuée dans les repères triphasé et biphasé par l'application de transformation de Park. En plus, nous allons donner une introduction de la commande vectorielle à flux rotorique orientée après avoir détaillé les équations nécessaires pour le calcul des tensions de commande par le découplage par compensation et son principe de fonctionnement.

**Chapitre IV :** L'objectif de ce chapitre est l'implantation de la technique PSO dans le but d'optimiser les régulateurs  $PI$  et  $PI^\alpha$  fractionnaire qui sont consacrés aux résultats de simulation sous Matlab Simulink pour la structure de la commande vectorielle de la machine asynchrone. En plus, nous réalisons les différents essais pour comparer entre ces deux régulateurs ( $PI$  et  $PI^\alpha$ ) pour avoir une commande robuste.

Enfin, nous clôturons ce travail par une conclusion générale qui portera des perspectives pour sa continuité dans le futur.

# **CHAPITRE I**

## **GÉNÉRALITÉS SUR LA COMMANDE DES MOTEURS À INDUCTION**

## I.1. Introduction

La machine asynchrone, Est machine le plus utilisée dans l'ensemble des applications industrielles. Ces machines triphasées connue également sous le terme « anglo-saxon » de machine à induction, est une machine électrique à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor [2]. Les machines possédant un rotor « en cage d'écureuil » sont aussi connues sous le nom de machines à cage ou machines à cage d'écureuil. Elles sont utilisées pour transformer l'énergie électrique en énergie mécanique grâce à des phénomènes électromagnétiques. Ces machines triphasées, alimentées directement sur un réseau électrique. Elles représentent la grande majorité des applications. Autrefois, sa mise en œuvre (démarrage et variation de vitesse) se révélait compliquée mais tout cela s'est résolu grâce aux progrès de l'électronique de puissance. La conséquence de ce développement électronique de commande fait que le moteur asynchrone est maintenant utilisé dans des domaines très variés : transport (TGV, tramways), domaine industriel et production d'énergie (éolienne), ...etc

## I.2. Description du moteur asynchrone à cage

Un moteur asynchrone à cage se présente en figure (I.1) sous la forme d'un carter entourant le circuit magnétique, ferromagnétique, statorique, qui accueille dans des encoches l'enroulement statorique polyphasé (généralement triphasé) bobine en fil de cuivre isolé. A l'intérieur de ce circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux, séparé par un entrefer, tourne le circuit magnétique rotorique qui accueille dans ses encoches les barreaux de la cage rotorique, en aluminium coulé ou en cuivre, court-circuités à chaque extrémité par des anneaux réalisés dans le même matériau. Le circuit magnétique rotorique est traversé par l'arbre qui repose sur des paliers montés dans la flasque fixée au carter.

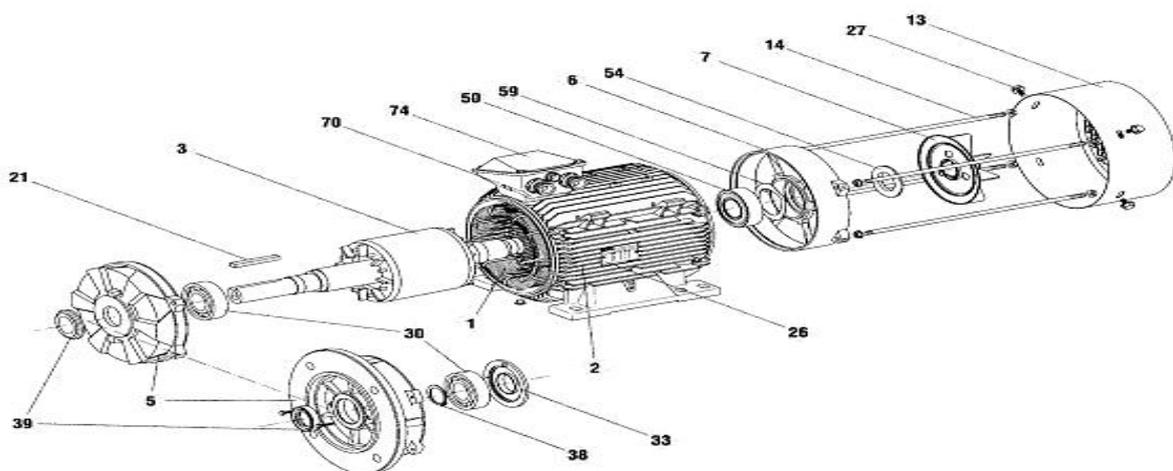


Figure I.1 Moteur asynchrone à cage Leroy-Somer

### I.3. Constitution

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants [01]:

- Stator (partie fixe) : constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- Rotor (partie tournante) : constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.
- Organes mécaniques : permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

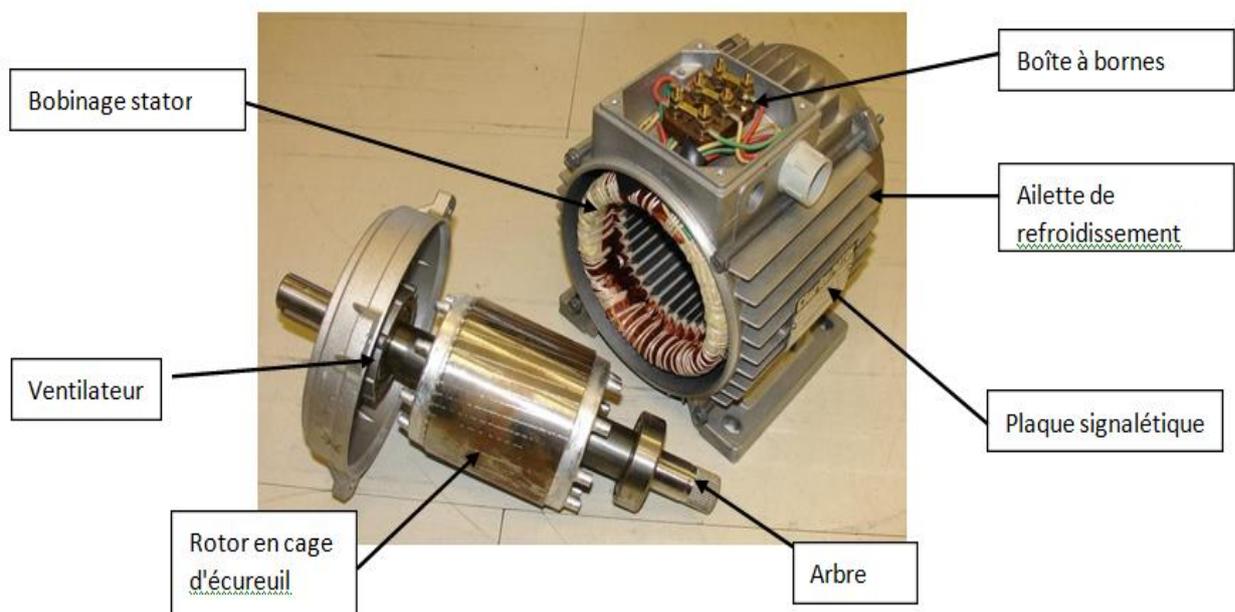


Figure I.2 Constitution d'une machine asynchrone

#### I.3.1. Le stator

Le stator de la Machine Asynchrone est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Ces tôles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Au final, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique.

Une fois l'assemblage terminé, les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet. Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique.

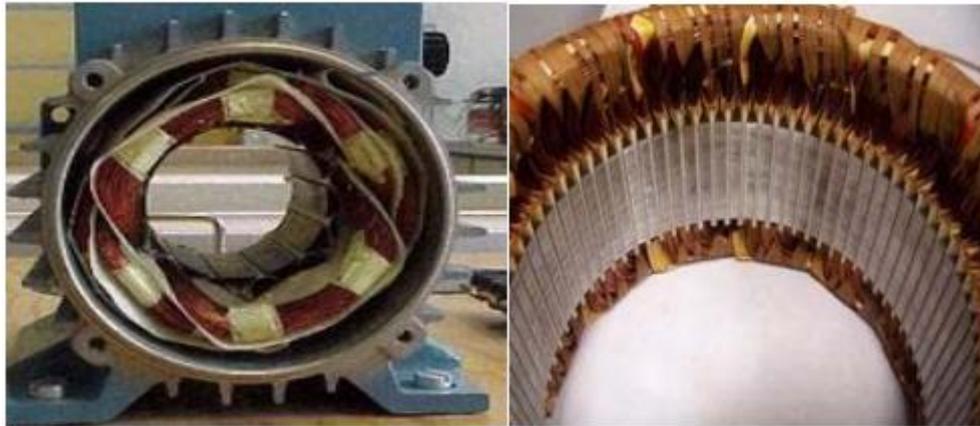


Figure I.3 Le Stator

Dans un moteur triphasé les enroulements sont au nombre minimum de trois décalés l'un de l'autre de  $120^\circ$  comme le montre le schéma ci-dessous.

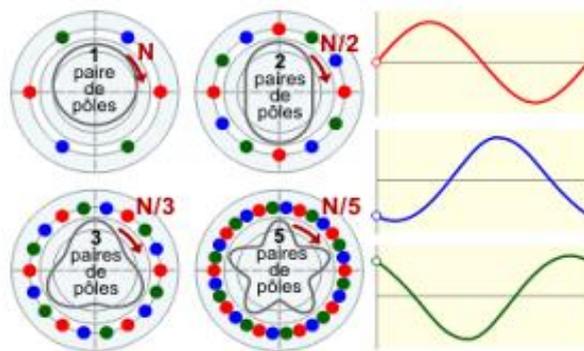


Figure I.4 Influence du nombre de paires de pôles sur la vitesse de rotation et de la forme du champ statorique résultant.

Lorsque les enroulements du stator sont parcourus par un courant triphasé, ceux-ci produisent un champ magnétique tournant à la vitesse de synchronisme. La vitesse de synchronisme est fonction de la fréquence du réseau d'alimentation (50 Hz) et du nombre de paires de pôles. Vu que la fréquence est fixe, la vitesse de rotation du champ tournant du moteur ne peut varier qu'en fonction du nombre de paires de pôles.

Tableau I.1 les pôles

Paires de pôles	1	2	3	4	6
Nombre de pôles	2	4	6	8	12
N [tr/min]	3000	1500	1000	750	500

### I.3.2. Le rotor

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général, construits de la même manière que les stators ; les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues-balais positionné sur l'arbre de la machine. En ce qui concerne les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dits "de court-circuit".

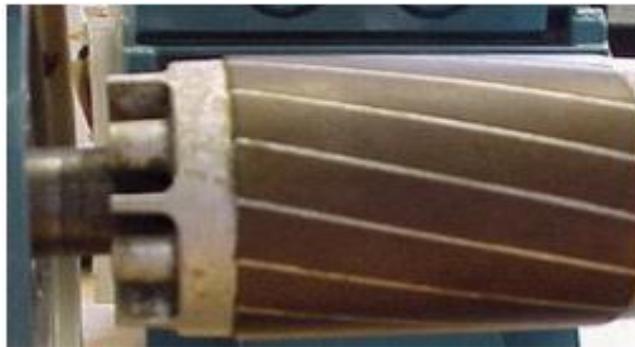


Figure I.5 Vue d'un rotor

### I.4. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement de la machine repose sur les lois fondamentales de l'induction électromagnétique. En effet, le stator alimenté par un système de tensions triphasées équilibrées, crée un champ magnétique tournant. La vitesse de rotation du champ tournant statorique  $N_s$ , appelée vitesse synchrone, est rigidement liée à la fréquence de la tension d'alimentation  $f$  (Hz) et au nombre de pair de pôles  $p$  de chacun des enroulements par :

$$N_s = \frac{60f}{p}; [tr/min] \quad (I.1)$$

Soumis au champ tournant créé par le stator, les enroulements rotoriques sont le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques.

Ces courants rotoriques par leurs effets vont s'opposer à la cause qui leur a donné naissance. Ainsi, les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifeste par un couple électromagnétique qui lance le rotor à une vitesse  $N$  en essayant d'atteindre la vitesse synchrone mais en vain. Il est évident que le couple s'annule si le rotor arrive à tourner à la vitesse synchrone. Le fonctionnement du moteur est donc caractérisé par le glissement défini ainsi :

$$g = \frac{N_s - N_r}{N_s} \quad (I.2)$$

Contrairement à la machine à courant continu et la machine synchrone, seuls les enroulements statoriques sont généralement reliés au réseau de tensions et créent cette induction motrice. Les enroulements rotoriques ne sont pas reliés à aucune source de tension, mais court-circuités sur eux-mêmes c'est la raison pour laquelle, on l'appelle aussi la machine d'induction [3]

#### I.4.1. Fonctionnement en moteur

Le stator supporte trois enroulements, décalés de  $120^\circ$ , alimentés par une tension alternative triphasée. Ces trois bobines produisent un champ magnétique variable qui a la particularité de tourner autour de l'axe du stator suivant la fréquence de la tension d'alimentation, ce champ magnétique est appelé champ tournant. Le champ tournant (statorique) vient induire des courants dans le rotor. Leur interaction entraîne la rotation du rotor à une fréquence du champ tournant.

#### I.4.2 Fonctionnement en générateur

Lorsqu'il est entraîné au-delà de la vitesse de synchronisme - fonctionnement hypersynchrone - la machine fonctionne en générateur alternatif. Mais son stator doit être forcément relié au réseau car lui seul peut créer le champ magnétique nécessaire pour faire apparaître les courants rotoriques. Ce type de fonctionnement dit autonome, Car il est possible à l'aide de condensateurs connectés sur le stator à condition qu'il existe un champ magnétique rémanent. À défaut, les dispositifs d'électronique de puissance, une batterie permet d'amorcer le fonctionnement en génératrice autonome. Cette solution est mise en œuvre pour produire de l'électricité à l'aide d'éoliennes ou de groupes électrogènes, constitués d'une génératrice couplée à un moteur à combustion interne.

### I.5. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone

Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone sont assez nombreux mais les principaux sont résumés dans le tableau suivant :

Tableau I.2 les avantages et les inconvénients de moteur asynchrone

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Structure simple.</li> <li>✓ robuste et facile à construire.</li> <li>✓ coût réduit.</li> <li>✓ absence d'un système bagues balais</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Non découplage naturel.</li> <li>✓ Non linéarités.</li> </ul>



### I.6.2. Commande Vectorielle à flux orienté (FOC)

C'est pour pallier aux limitations de la commande scalaire que la commande vectorielle de la machine asynchrone a été introduite dans le milieu industriel pour subvenir aux applications de moyennes et hautes performances dynamiques et statiques.

Introduite en 1972 par Blashke, cette commande est élaborée sur la base du modèle de la machine asynchrone projeté dans le repère du flux, [5], Les composantes directes et en quadrature du courant statorique obtenues peuvent donner une commande découplée du flux et du couple. Des fonctionnements comparables à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée sont alors réalisés.

Selon la présence ou non de la boucle de régulation de flux, on peut distinguer deux types de commandes vectorielles : directes et indirectes. De nombreuses variantes ont été développées, elles sont liées aux degrés de liberté offerts par le modèle de la machine asynchrone. Elles dépendent du référentiel de travail RST, de la nature du flux à orienter et à réguler (statorique, rotorique ou de l'entrefer) et enfin de la procédure d'obtention du flux directe ou indirecte [6]. L'inconvénient de ces stratégies réside précisément dans la nécessité de mesurer en ligne la direction du flux, en vue de déterminer la position du repère (d, q).

La plus part des travaux tels que, abordent le sujet de la commande vectorielle en supposant constante ou invariante la résistance rotorique. Or ce paramètre intervient pratiquement dans toutes les équations qui forment le contrôle vectoriel, et varie en fonction de la température et de la fréquence [7]. Il convient alors d'identifier et de compenser les variations de cette résistance afin d'avoir une commande robuste.

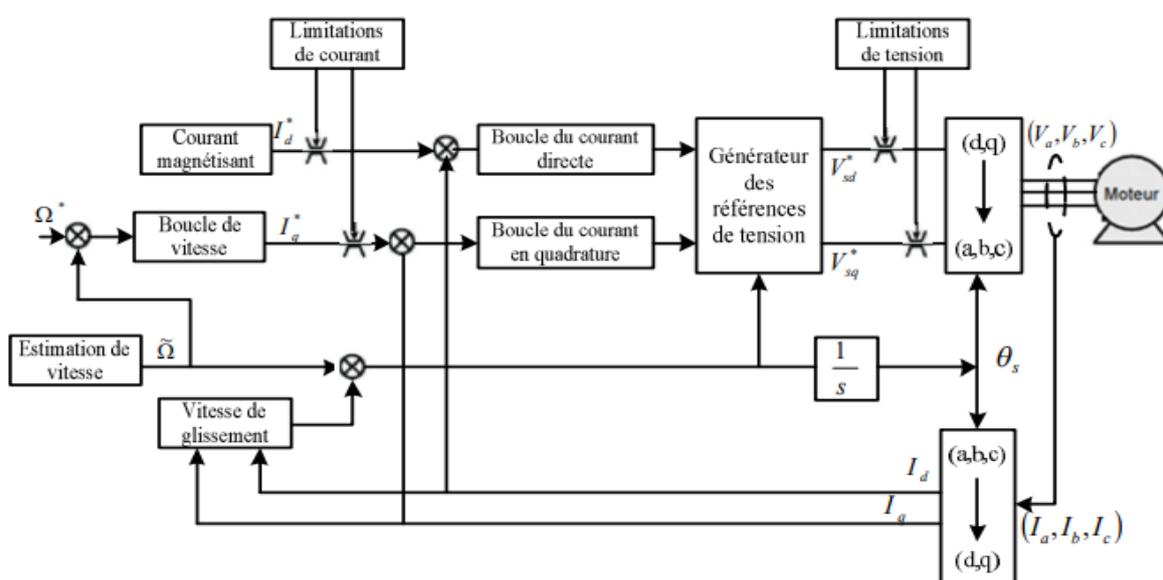


Figure I.7 Structure de la commande vectorielle à flux orienté

### I.6.3. Commande directe du couple (DTC)

La commande Directe du Couple dite DTC, est apparue pour concurrencer les commandes précédentes en matière du contrôle du couple. Elle a été largement développée par M. Depenbrock en Allemagne et par I. Takahashi, et T. Noguchi au Japon en milieu des années 80, Le premier variateur de vitesse utilisant cette technique a été commercialisé au milieu des années 90 par la société ABB [8].

La DTC n'est pas basée sur l'imitation de la commande d'une machine à courant continu, comme le cas de la commande vectorielle, mais cible une exploitation plus directe et complète du couple et du flux de la machine. Ceci permet de s'affranchir des transformations non linéaires des coordonnées, ce qui simplifiera la mise en œuvre de son algorithme de commande [9].

Cependant, la DTC classique à plusieurs inconvénients, dont le plus important est sa difficulté de fonctionnement à très faibles vitesses due aux ondulations élevées des courants et du couple. D'un autre côté, la résistance statorique est le seul paramètre électrique qui intervient pour le calcul des composantes de flux statorique. Une sous-estimation de cette résistance provoque alors l'instabilité du système [10].

Le tableau (I.3) regroupe les points forts et les limitations des commandes citées ci-dessus :

Tableau I.3 les avantages et les inconvénients de commande MAS

<p><b>Commande Scalaire :</b></p> <p>L'une des premières commandes pour les MAS</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>× Ne s'intéresse qu'à l'amplitude de la variable contrôlée et non à sa phase</li> <li>× N'est valable qu'en régime permanent.</li> <li>× Pour des consignes de vitesse le flux oscille avec des grandes amplitudes.</li> </ul>
<p><b>Commande Vectorielle à Flux Orienté :</b></p> <p>Introduite par Blaschke en 1972</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Consiste à ramener le comportement de la MAS, à celui d'une MCC, en effectuant un découplage entre le flux et le couple.</li> <li>× Nécessite la mise en place d'un capteur mécanique sur l'arbre de la MAS</li> <li>× Reste sensible vis-à-vis des variations paramétriques notamment la résistance rotorique, induisant une perte de découplage.</li> </ul>
<p><b>Commande Directe du Couple (DTC de base) :</b></p> <p>Proposée au milieu des années 80 par I. Takahashi</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>✓ Elle est robuste contre les variations paramétriques de la machine.</li> </ul>

- ✓ Sa structure est simple et ne nécessite aucun capteur mécanique.
- ✓ La dynamique rapide de couple et du flux.
- × La fréquence de commutation variable (entraîne des bruits audibles)
- × Les ondulations du couple et de flux autour des bandes hystérésis.
- × En basses vitesses, le flux est difficile à contrôler.

#### I.6.4. Logique floue

La logique floue est une description mathématique d'un processus basé sur la théorie des ensembles flous. Cette théorie a été introduite en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh . A cette époque la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. En effet, les ordinateurs, avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (1 ou 0), ont commencé à se répandre sur une grande échelle. Par contre, la logique floue permettait de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre 1 et 0. Initialement, son but est, comme en automatique classique, de traiter des problèmes de commande de processus c'est-à-dire de gérer un processus en fonction d'une consigne donnée, par action sur les variables qui décrivent le processus, mais son approche est différente de celle de l'automatique classique. Elle se sert le plus souvent des connaissances des experts ou d'opérateurs qualifiés travaillant sur le processus [11].

Dans la théorie des ensembles conventionnels, une chose appartient ou n'appartient pas à un certain ensemble. Toutefois, dans la réalité, il est rare de rencontrer des choses dont le statut est précisément défini. Par exemple, où est exactement la différence entre une personne grande et une autre de grandeur moyenne? Voici un exemple simple d'ensembles flous. On va classer des personnes selon leur âge en trois ensembles : jeune, moyen et vieux. La façon d'établir cette classification est présentée à la figure (I.8) [12].

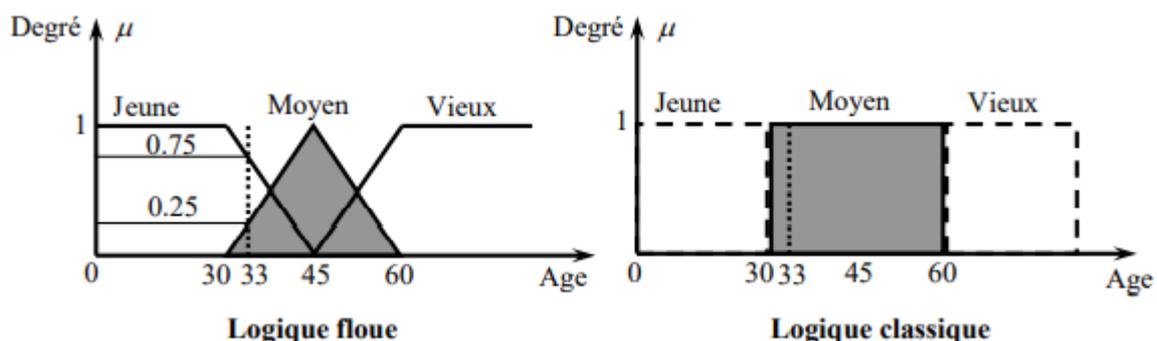


Figure I.8 Classification des ensembles flous

La figure(I.8) donne le degré d'appartenance d'une personne, selon son âge, à un certain ensemble flou. Pour cette raison, ce type de figure s'appelle une fonction d'appartenance. On peut ainsi résumer la terminologie dans l'illustration suivante [13] :

Variable linguistique	: Âge
Valeur d'une variable linguistique	: Jeune, Moyen, Vieux, ...
Ensembles flous	: "jeune", "moyen", "Vieux", ...
Plage de valeurs	: (0, 30, 45,60, ...)
Fonction d'appartenance	: $\mu_E(x) = a \quad 0 \leq a \leq 1$
Degré d'appartenance	: $a$

## I.7. conclusion

Dans ce chapitre, nous avons rappelé quelques généralités sur la machine à Induction et ses techniques de commande. Le premier point est consacré à la machine électrique où nous avons présenté de manière succincte la structure, le principe de création du couple électromagnétique ainsi que les différents phénomènes influençant sa partie électrique et mécanique.

Le deuxième point a concerné la présentation des différentes commandes de la machine asynchrone. Nous avons présenté les principales stratégies de contrôle.

Le chapitre suivant intitulé modélisation et commande vectorielle du moteur à induction, C'est consacré au développement de la modélisation de la machine à induction dans le repère de Park. Cette modélisation est nécessaire pour le contrôle vectoriel.

# **CHAPITRE II**

## **MODÉLISATION ET COMMANDE VECTORIELLE DU MOTEUR À INDUCTION**

## II.1. Introduction

Le Moteur Asynchrone ou Moteur à Induction (MI) est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple, robuste et facile à construire. Il permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable, et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître.

Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques.

Le modèle mathématique d'une Machine Asynchrone (MAS) nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent [14].

Dans ce chapitre, nous proposons dans un premier temps la modélisation classique de la machine asynchrone, cette machine fonctionne en moteur, en utilisant les transformations de Park et de Concordia, en se basant sur les hypothèses simplificatrices pour simplifier les calculs, nous citons les propriétés des différents repères et les équations mathématiques (magnétiques et électriques) qui gèrent la machine dans chaque repère. Par la suite, nous passerons à la commande vectorielle pour présenter les orientations du flux dans une machine asynchrone triphasée commandée en tension et on a réalisé la commande découplée de la machine asynchrone pour obtenir une situation équivalente à celle d'un moteur à courant continu.

## II.2. Modélisation de la machine asynchrone

### II.2.1 Hypothèses simplificatrices

Le moteur asynchrone à induction se compose :

- ✓ D'un primaire généralement le stator, portant un bobinage, le plus souvent triphasé, logé dans des encoches et relié à la source d'alimentation.
- ✓ D'un secondaire, généralement le rotor, qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil.

L'étude de cette machine traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèse simplificatrice [5] :

- Entrefer constant
- Effet des encoches négligé
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer
- Circuit magnétique non saturé à perméabilité constante

- Perte ferromagnétique négligeable.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.

Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut citer :

1. L'additivité des flux
2. La constante des inductances propres
3. La loi des variations sinusoïdales des inductances mutuelles entre l'enroulement statorique et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leur axes magnétiques.

### Aucune source spécifiée dans le document actif.

Nous nous intéressons à la commande à flux rotorique orienté. Le système d'axes (d,q) est élaboré à partir des transformations de Park et de Clark.

### II.2.2 Modèle mathématique de la MAS.

Le modèle mathématique permet principalement d'observer les différentes évolutions des grandeurs électromécaniques d'une part, et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire pour pallier aux différents problèmes qui accompagnent les opérations de variation de charge, de vitesse...etc

Le moteur à induction est alimenté en tension, les composantes du vecteur de commande de l'équation d'état seront donc des tensions. Les différentes grandeurs seront, dans un premier temps exprimées dans leurs repères respectifs [15].

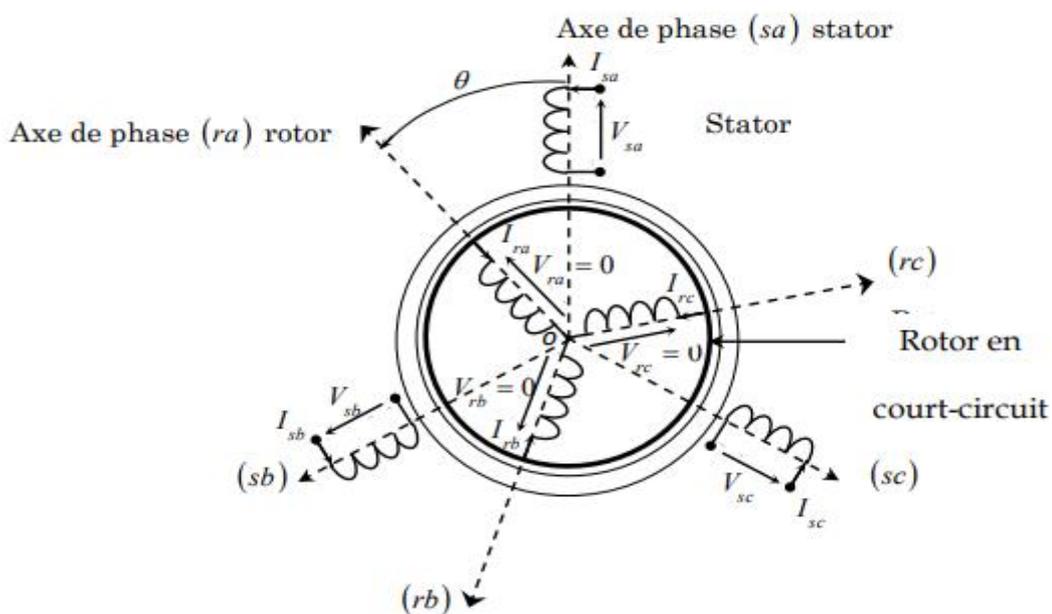


Figure II. 1 Modèle des enroulements statoriques et rotoriques d'une MAS

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué sur la figure (II.1). Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles-mêmes.  $\theta$  Est l'angle électrique entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique.

### II.2.2.1. Equations des tensions

La loi de Faraday permet d'écrire :

$$v = Ri + \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{II.1})$$

En tenant compte de la représentation de la Figure (II.1) et des hypothèses simplificatrices citées auparavant, les équations des tensions des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} V_s = R_s I_s + \frac{d}{dt} \phi_s \\ V_r = R_r I_r + \frac{d}{dt} \phi_r \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

L'indice **s** et **r** représentent respectivement les grandeurs relatives au stator et au rotor.

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{Sa} \\ V_{Sb} \\ V_{Sc} \end{bmatrix}; [I_s] = \begin{bmatrix} I_{Sa} \\ I_{Sb} \\ I_{Sc} \end{bmatrix}; [\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{Sa} \\ \phi_{Sb} \\ \phi_{Sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix}; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}; [\phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

### II.2.2.2 Equations des flux

Les flux totaux de la machine sont donnés par les relations suivantes :

$$\begin{cases} \phi_s = (L_{ss})(I_s) + (M_{sr})(I_r) \\ \phi_r = (L_{rr})(I_r) + (M_{rs})(I_s) \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Les quatre matrices d'inductances sont données par les relations suivantes :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Les différentes inductances utilisées dans ces relations désignent :

- ✓  $L_s$  : inductance propre d'une phase statorique.
- ✓  $L_r$  : inductance propre d'une phase rotorique.
- ✓  $M_s$  : inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
- ✓  $M_r$  : inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
- ✓  $M$  : inductance entre deux phases statoriques et rotoriques lorsque ces deux coïncident.
- ✓  $\theta$  : écart angulaire entre stator et rotor.
- ✓ Les équations des tensions au stator et au rotor s'écrivent :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + p\{[L_{ss}][I_s]\} + p\{[M_{sr}][I_r]\} \\ [V_r] = [R_r][I_r] + p\{[L_{rr}][I_r]\} + p\{[M_{rs}][I_s]\} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

### II.2.2.3. Equations mécaniques de la machine asynchrone

L'expression du couple électromagnétique peut être obtenue à partir de la dérivée de l'énergie par rapport à l'angle  $\theta$ .

Le couple électromagnétique développé s'écrit :

$$C_e = p[I_s]^t \frac{d[M_{sr}]}{d\theta} [I_r] \quad (\text{II.9})$$

L'expression du couple électromagnétique et celle du mouvement pour une machine asynchrone multipolaire s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} C_{em} = p(\varphi_{ds}i_{qs} - \varphi_{qs}i_{ds}) \\ C_{em} = p(\varphi_{qr}i_{dr} - \varphi_{dr}i_{qr}) \\ C_{em} = pM(i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}) \\ C_{em} = \frac{pM}{L_r}(\varphi_{dr}i_{qs} - \varphi_{qr}i_{ds}) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

L'équation mécanique de la machine est donnée par l'expression suivante :

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \quad d\Omega = \frac{1}{p} \frac{d\omega}{dt} \quad (\text{II.11})$$

$J$  : Moment d'inertie de la partie tournante.

$\Omega$  : Vitesse mécanique du moteur.

$C_e$  : Couple électromagnétique.

$C_r$  : Couple de charge.  $K_f$  : Coefficient de frottement visqueux.

La résolution analytique de ces équations dans ce repère est très difficile, car le système d'équation est à coefficients variables en fonction de l'angle  $\theta$ .

### II.2.3. La transformation de PARK

Lors de l'élaboration des équations électriques de la machine asynchrone, on s'est rendu compte que les grandeurs statoriques sont liées aux grandeurs rotoriques à travers l'angle  $\theta$ , alors on a procédé à simplifier ces équations en appliquant des transformations orthogonales.

La transformation de Park est une transformation triphasée-biphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère  $abc$  vers le repère  $\alpha\beta$  puis vers le repère  $dq$ . Le repère  $\alpha\beta$  est toujours fixe au repère  $abc$ , par contre le repère  $dq$  est mobile.

Cette transformation a pour effet de rendre les inductances mutuelles du modèle de la machine indépendante de la rotation, c'est à dire de l'angle  $\theta$ .

La transformation triphasée-biphasée est donnée par :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}; C_{32} = K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}.$$

$k = \sqrt{\frac{2}{3}}$  : utilisé pour les transformations conservant la puissance (**concordai**).

$k = \frac{2}{3}$  : utilisé pour les transformations conservant l'amplitude (**Clark**).

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}$$

La transformation de *PARK* est définie par sa matrice de transformation  $[P(\theta_e)]$ .

Elle s'exprime comme suit :

$$[P(\theta_e)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Le changement de variables est défini par l'expression suivante :

$$[X_{d,q,0}] = [P][X_{a,b,c}]$$

Pour le stator :  $\theta_e = \theta_s$  et pour le rotor :  $\theta_e = \theta_r$ .

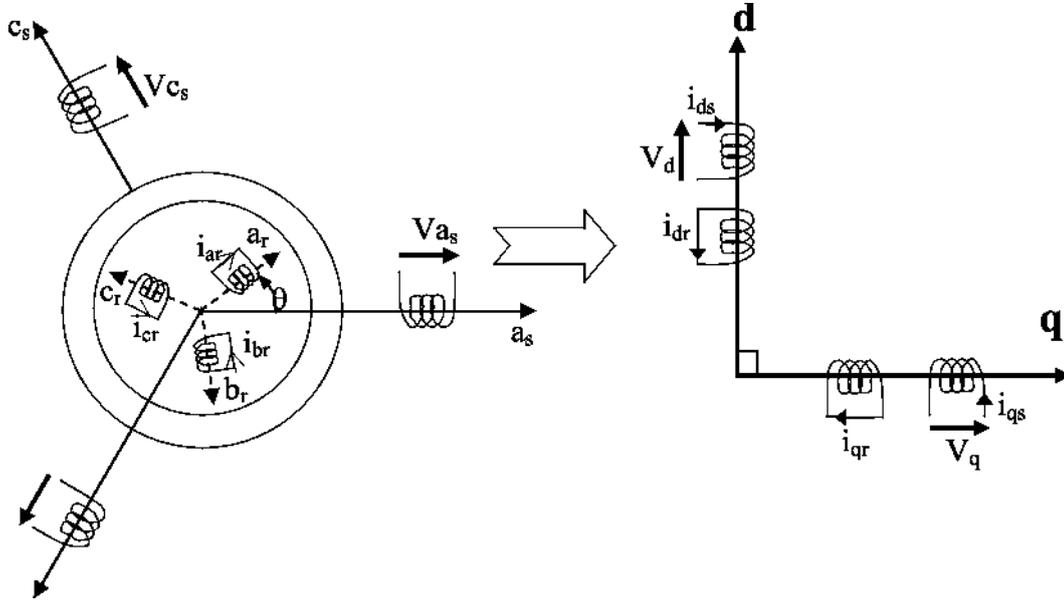


Figure II.2 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park

### II.2.3.1. Equations de tension

Dans le repère de Park tournant à la vitesse  $\omega_a$  par rapport au stator, les équations des tensions s'écrivent après l'application de la transformation de Park aux grandeurs comme suit:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_a \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} - \omega_a \varphi_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - (\omega_a - \omega_m) \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + (\omega_a - \omega_m) \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

$\omega_a$  et  $\omega_m$  désignent respectivement la vitesse du repère dq et la vitesse du rotor par rapport au stator.

### II.2.3.2. Equations du flux

Les différentes expressions des flux statoriques et rotoriques s'écrivent dans le modèle de Park sous la forme qui suit :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

$L_s$ ,  $L_r$  et  $L_m$  sont des inductances cycliques et ont pour expression :

$L_s = I_s - m_s$  : Inductance cyclique statorique.

$L_r = I_r - m_r$  : Inductance cyclique rotorique.

$L_m = \frac{3}{2} m_{sr}$  : Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator.

#### II.2.4. Choix de référentiel

Trois types de référentiel sont intéressants en pratique :

- ✓ Référentiel lié au stator.
- ✓ Référentiel lié au rotor.
- ✓ Référentiel lié au champ tournant.

##### II.2.4.1. Référentiel lié au stator

Est le mieux adopté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

$$\frac{d}{dt} \theta_s = 0 \quad \frac{d}{dt} \theta_r = -\omega_m$$

##### II.2.4.2. Référentiel lié au rotor

Dans ce repère  $\theta_s = \theta$ , donc :

$$\frac{d}{dt} \theta_r = 0 \quad \frac{d}{dt} \theta_s = \omega_m$$

##### II.2.4.3. Référentiel lié au champ tournant

Dans ce cas la vitesse  $\omega_s$  est la vitesse du champ tournant, les équations relatives au modèle de la machine asynchrone dans ce repère sont données par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} - \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Avec :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \\ \Phi_{dm} = L_m (i_{ds} + i_{dr}) \\ \Phi_{qm} = L_m (i_{qs} + i_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

### II.2.5. Modélisation en modèle d'état

La nécessité de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone sous forme d'équation d'état, on obtient les modèles d'état suivants :

$$\begin{cases} \dot{X} = F_x(X, U, t) \\ Y = F_y(X, U, t) \end{cases}$$

Avec :

X : vecteur d'état

U : vecteur d'entrée

Y : vecteur de sortie

On peut choisir indifféremment les composantes du vecteur « X ». Tel que

$$X = (\Phi_{ds}, \Phi_{qs}, i_{ds}, i_{qs}, \Omega)^t$$

On aura ainsi le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = AX_1 + BU \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - K_f \Omega) \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Avec :

$$X_1 = (\Phi_{ds}, \Phi_{qs}, i_{ds}, i_{qs})^t; \quad \Omega = \frac{\omega}{p}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \omega_s & -R_s & 0 \\ -\omega_s & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{1}{\sigma T_r L_s} & \frac{\omega}{\sigma L_s} & -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) & (\omega_s - \omega) \\ -\frac{\omega}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma T_r L_s} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix};$$

$$U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}. \quad \text{ii}$$

- $T_r = L_r/R_r$ : Constante de temps rotorique.
- $T_s = L_s/R_s$ : Constante de temps statorique.
- $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$ : Coefficient de fuites totales.

## II.3. la commande vectorielle

### II.3.1. Principe de la commande vectorielle

Le principe dont repose la FOC est que le couple et le flux de la machine sont commandés séparément en similitude avec la MCC à excitation séparée, où les courants statoriques sont transformés dans un référentiel tournant aligné avec le vecteur de flux rotorique, statorique ou celui de l'entrefer, pour produire des composantes selon l'axe d (contrôle du flux) et selon l'axe q (control du couple).

La commande FOC est initialement proposée en Allemagne dans la fin des années 60 et début des années 70 par deux méthodes distinctes, l'une qui, en imposant une vitesse de glissement tirée de l'équation dynamique du flux rotorique afin d'assurer l'orientation du flux (Hasse) connu par IRFOC, et l'autre qui utilise l'estimation ou la mesure du flux pour obtenir l'amplitude et l'angle indispensable pour l'orientation du flux (Blaschke) connu par DFOC.

La technique IRFOC a été généralement préférée à la DFOC car elle a une configuration relativement simple comparée à la DFOC qui demande des estimateurs, ou des sondes à effet Hall pour la mesure du flux qui sont contraints aux conditions de travail excessives (température, vibration...etc.), et encore que la mesure soit entachée de bruits dépendant de la vitesse de rotation.

Mais sans omettre que la IRFOC dépend des paramètres de la machine et notamment la constante de temps rotorique  $T_r$  et surtout la résistance rotorique  $R_r$  [16].

Ces deux méthodes citées s'appuient sur l'orientation du flux rotorique (en fait c'est le repère dq qui est orienté), d'autres techniques ont été introduites telle que l'orientation du flux statorique SFOC avec les deux formes directe et indirecte, et l'orientation du flux d'entrefer, mais leurs performances sont moindres par rapport aux premières, d'autant qu'elles exigent des algorithmes plus compliqués et surtout la compensation au découplage qui est très sensible aux erreurs.

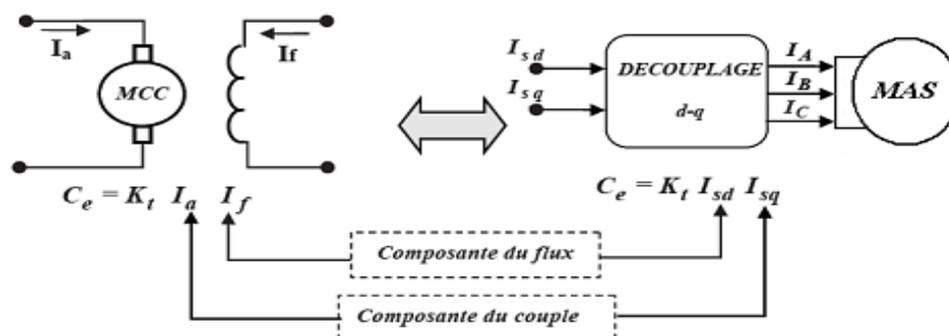


Figure II.3 Schéma de principe du découplage de la MAS montrant l'analogie avec la MCC

De nombreuses variétés de commande ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer de la façon suivante:

- ❖ Mode d'alimentation :
  - Commande en tension.
  - Commande en courant.
- ❖ Détermination de la position du flux
  - Directe nécessite mesure du flux ou observation.
  - Indirecte nécessite le contrôle de la fréquence de glissement.
- ❖ Acquisition du flux :
  - Fondée sur un modèle du rotor.
  - Fondée sur un modèle du stator.
  - Fondée sur l'observation de flux.
- ❖ Orientation du repère dq sur le :
  - Flux rotorique.
  - Flux statorique.
  - Flux d'entrefer.

### **II.3.2. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle**

#### **II.3.2.1. Les Avantages de la commande vectorielle [17]**

- Elle est basée sur le modèle transitoire
- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase

#### **II.3.2.2. Elle a également certains inconvénients [17]**

- Coûteuse : le processeur doit être capable de calculer l'algorithme environ toutes les millisecondes.
- Faible robustesse
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards.
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle  $\theta_s$  estimé.
- De mauvais paramètres entraînent une erreur sur le couple.

### II.3.3. Choix de type d'orientation de flux

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine, à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux d'entrefer.

Le degré de découplage est déterminé selon ce choix. Dans la majorité des cas, le référentiel d'orientation est choisi selon le flux rotorique, ce choix reste vrai aussi bien pour la machine alimentée en tension que celle alimentée en courant.

- $\Phi_{rq} = 0$  et  $\Phi_r = \Phi_{rd}$  : c'est le flux rotorique qui est orienté.
- $\Phi_{sq} = 0$  et  $\Phi_s = \Phi_{sd}$  : c'est le flux statorique qui est orienté.
- $\Phi_{mq} = 0$  et  $\Phi_m = \Phi_{md}$  : c'est le flux d'entrefer qui est orienté.

Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux.

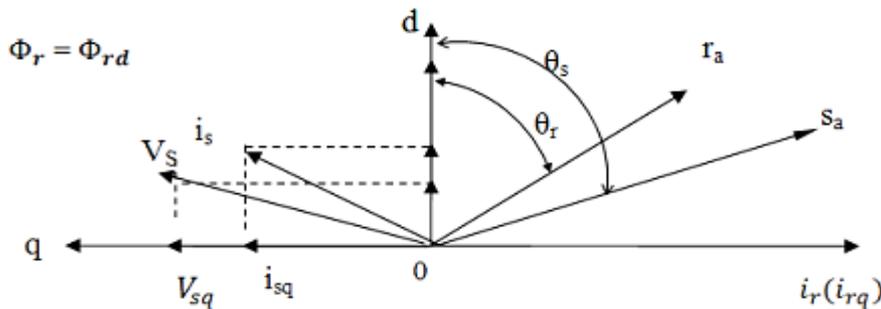


Figure II.4 Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotoriques. [18].

### II.3.4. Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe «d» d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse ( $\omega_s$ ), donc on peut remarquer les propriétés suivantes:

- La composante transversale du flux rotorique est nulle. ( $\Phi_{rq} = 0$ )
- L'axe «d» est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique. ( $\bar{\Phi}_r = \Phi_{rd}$ )
- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant. ( $\Phi_r = cst \Rightarrow \Phi_{rd} = 0$ )

Le modèle vectoriel de la machine asynchrone est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s \\ 0 = R_r \cdot \bar{i}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + j\omega_r \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \\ \bar{\Phi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \Rightarrow \bar{i}_r = \frac{\bar{\Phi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r} \bar{i}_s \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Avec :  $\bar{X} = X_d + jX_q$  ( $\bar{X}$  : : représente le flux, les courants et les tensions)

$$C_e = \frac{PM}{L_r} \Phi_{dr} i_{qs} + \Phi_{qr} i_{ds} \quad (\text{II.23})$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (\text{II.24})$$

❖ Pour écrire le modèle de la MAS avec l'état ( $\bar{i}_s, \bar{\Phi}_r$ ) on trouve les changements suivants :

- On remplace  $\bar{i}_r$  dans l'équation de flux statorique  $\bar{\Phi}_s$  dans l'équation (II.2) ;

$$\bar{\Phi}_s = L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r - \frac{M^2}{L_r} \bar{i}_s = L_s \left( 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \right) \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \quad (\text{II.25})$$

$$\bar{\Phi}_s = \sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \Rightarrow \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad (\text{II.26})$$

$$\bar{i}_r = \frac{1}{L_r} \bar{\Phi}_r - \frac{M}{L_r} \bar{i}_s \quad (\text{II.27})$$

- On remplace (II.4) dans l'équation de la tension statorique et (II.5) dans l'équation de la tension rotorique donne :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \left( \sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \right) + j\omega_s \left( \sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \right) \\ 0 = R_r \left( \frac{1}{L_r} \bar{\Phi}_r - \frac{M}{L_r} \bar{i}_s \right) + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + j\omega_r \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

$$0 = \frac{-MR_r}{L_r} \bar{i}_s + \left( \frac{R_r}{L_r} + j\omega_r \right) \bar{\Phi}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r \quad (\text{II.29})$$

$$\text{TP} \Rightarrow 0 = \frac{-MR_r}{L_r} \bar{i}_s + \left( \frac{R_r}{L_r} + j\omega_r + s \right) \bar{\Phi}_r ; \bar{\Phi}_r = \Phi_{rd} \text{ (l'orientation du flux rotorique)} \quad (\text{II.30})$$

- On décompose l'équation en partie réelle et imaginaire, on aura :

$$\begin{cases} 0 = \frac{-MR_r}{L_r} i_{ds} + \left( \frac{R_r}{L_r} + s \right) \Phi_r & \text{(partie réelle)} \\ 0 = \frac{-MR_r}{L_r} i_{qs} + \omega_r \Phi_r \Rightarrow i_{qs} = \frac{\omega_r L_r}{R_r M} \Phi_r & \text{(partie imaginaire)} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{s + \frac{R_r}{L_r}}{\frac{MR_r}{L_r}} \Phi_r = \frac{s + \frac{1}{T_r}}{\frac{M}{T_r}} \Phi_r = \frac{T_r s + 1}{M} \Phi_r \\ i_{qs} = \frac{T_r \omega_r}{M} \Phi_r \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

La relation de  $i_{ds}$  signifie que dans le modèle de la machine asynchrone dans le repère (d, q) à flux rotorique orienté, le module de ce flux est contrôlé linéairement par la composante directe du courant statorique  $i_{ds}$  moyennant une dynamique du premier ordre avec la constante de temps  $T_r$ .

$$\bar{V}_r = 0 = R_r i_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + j\omega_r \bar{\Phi}_r \quad (\text{II.33})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - \omega_r \Phi_{qr} = 0 & (*) \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + \omega_r \Phi_{dr} & (**) \end{cases}$$

$$(*) \Rightarrow 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} \quad (\text{II.34})$$

$$\Phi_{dr} = Cte \Rightarrow \frac{d}{dt} \Phi_{dr} = 0 \quad (\text{II.35})$$

- D'après ces propriétés on peut écrire:

$$\begin{cases} \Phi_{qr} = 0 \\ \Phi_{dr} = \Phi_r = cst \\ i_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

- On remplace ce système dans les équations des flux rotorique  $\bar{\Phi}_r$ , on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_r = M i_{sd} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{sq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

- À partir de la dernière équation (II.15) de ce système on aura l'équation suivante :

$$i_{qr} = \frac{-M}{L_r} i_{ds} \quad (\text{II.38})$$

- On remplace le système (II.14) dans la formule de couple électromagnétique on aura :

$$C_e = \frac{PM}{L_r} \Phi_r i_{qs} \quad (\text{II.39})$$

- Ou encore, le couple devient:

$$C_e = K_2 i_{ds} i_{qs} \quad (\text{II.40})$$

$$\text{Avec : } K_2 = \frac{PM^2}{L_r} \quad (\text{II.41})$$

La présente expression est analogue à celle du couple d'une machine à courant continu. La figure (II.2) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone.

Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui permet de réaliser une harmonie

entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor, telle que la relation suivante [19] :

$$\omega_s = \omega_r + \omega = P\Omega_r + \omega$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt$$

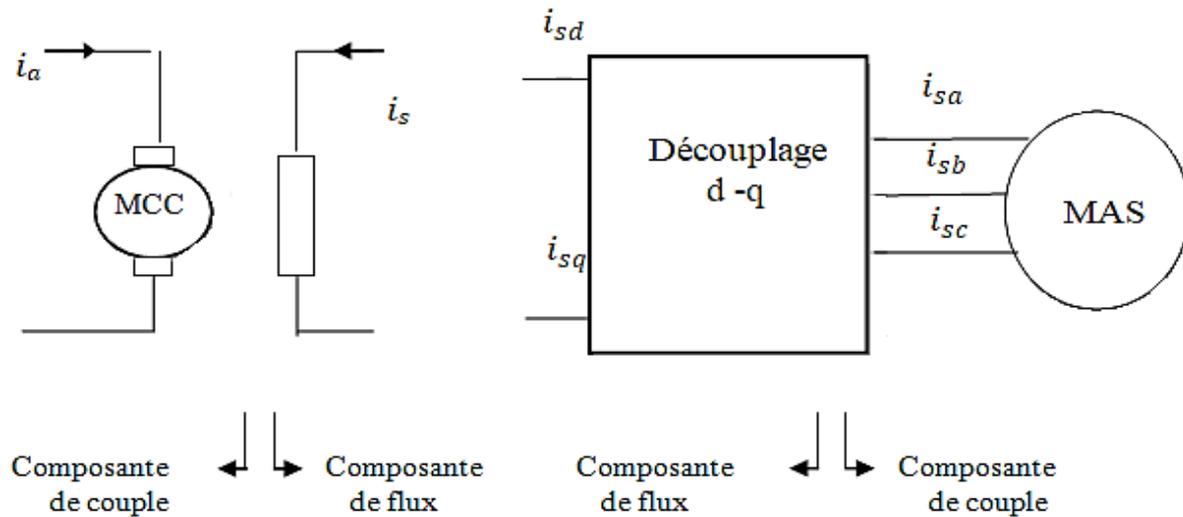


Figure II.5 Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS

### II.3.5. Types de la commande vectorielle

On utilise deux types de commande:

- méthode directe développée par F.Blaschke,
- méthode indirecte développée par k.Hasse.

#### II.3.5.1. Commande vectorielle directe

Pour déterminer la position et la norme du flux (contrôler par contre réaction) il faut utiliser les capteurs à effet HALL placés sur les dents de stator (ceci nécessite des moteurs spéciaux), ils sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans les conditions sévères telles que les vibrations, les échauffements excessifs et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes:

- La non fiabilité de la mesure du flux
- problème de filtrage du signal mesuré.
- précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- Le coût de production élevé (capteurs+filtre) [20].

Afin de pouvoir utiliser une machine standard les capteurs de flux doivent être remplacés par estimateur de flux.

### II.3.5.2. Commande vectorielle indirecte

Cette méthode n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

- Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.
- Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation en vers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique  $T_r$ .

En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué [21].

Dans ce qui suit, nous appliquons la commande vectorielle directe à la machine asynchrone alimentée en tension avec convertisseur.

### II.3.6. Structure de la CVOFR de la machine asynchrone alimentée en tension

#### II.3.6.1. Description

Dans ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor. Les grandeurs de commande sont les tensions statoriques ( $V_{ds}, V_{qs}$ ) et la vitesse du champ tournant ( $\omega_s$ ).

Considérons les deux tensions statoriques ( $V_{ds}, V_{qs}$ ) comme variables de commande, les deux courants statoriques ( $i_{ds}, i_{qs}$ ), le flux rotorique ( $\Phi_r$ ) et la vitesse mécanique ( $\Omega_r$ ) comme variables d'état, nous obtenons le modèle de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension par orientation du flux rotorique.

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma T_s \frac{di_{sd}}{dt} + i_{ds} = \frac{V_{ds}}{R_s} + \omega_s \sigma T_s i_{qs} - \frac{T_s(1-\sigma)}{M} \frac{d\Phi_r}{dt} \\ \sigma T_s \frac{di_{sq}}{dt} + i_{sq} = \frac{V_{qs}}{R_s} - \omega_s \left[ \sigma T_s i_{ds} + \frac{T_s(1-\sigma)}{M} \Phi_r \right] \\ T_s \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = M i_{ds} \\ \omega_s = \frac{M i_{qs}}{T_r \Phi_r} \\ C_e = \frac{PM}{L_r} \Phi_r i_{qs} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \Omega_r \end{array} \right. \quad (\text{II.42})$$

### II.3.6.2. Système d'équations liées au flux rotorique

Les équations (II.20), munies de la contrainte ( $\Phi_{qr} = 0$ ) se simplifient:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \\ C_e = \frac{PM}{L_r} \Phi_r i_{qs} \\ \omega_r = \frac{M i_{qs}}{T_r \Phi_r} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \Omega_r \end{array} \right. \quad (\text{II.43})$$

### II.3.6.3. Découplage par compensation

- Définitions de deux nouvelles variables de commande  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  telles que:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = V_{sd1} + e_d \\ V_{sq} = V_{sq1} + e_q \end{array} \right. \quad (\text{II.42})$$

Avec

$$\left\{ \begin{array}{l} e_d = \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \left( \frac{M}{L_r} \right)^2 \Phi_r \\ e_q = - \left( \omega_s \sigma L_s i_{sd} - \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r \right) \end{array} \right. \quad (\text{II.43})$$

- Les tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{sq} \end{array} \right. \quad (\text{II.44})$$

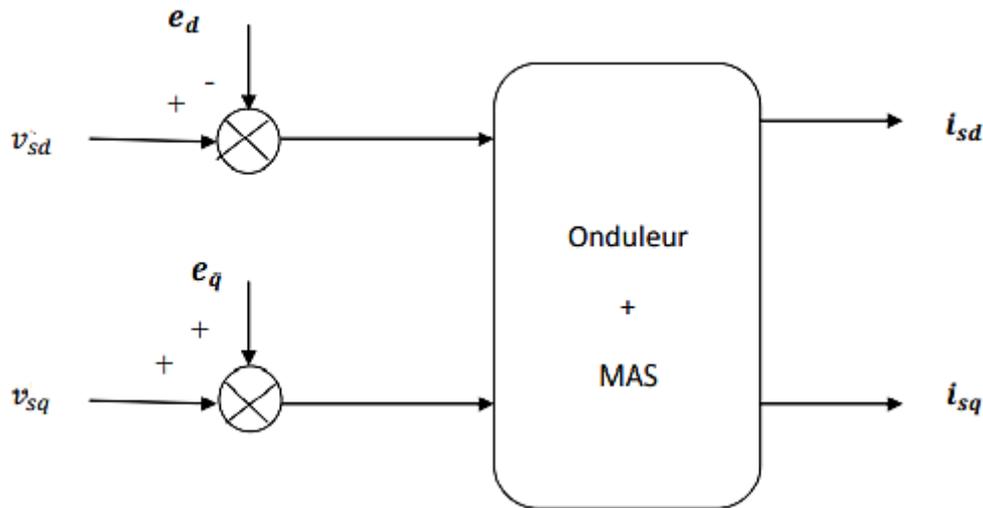


Figure II.6 Reconstitution des tensions  $v_{sd1}$  et  $v_{sq1}$

**II.3.7. Bloc de défluxage**

Le bloc de défluxage permet l’exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d’une part ce bloc permet, en outre d’affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction non linéaire suivante [22]:

- sous -vitesse :
 
$$\Phi_r = \Phi_{mom} \quad \text{Pour} \quad |\Omega_r| \leq \Omega_{mom}$$
- sur -vitesse :
 
$$\Phi_r = \frac{\Omega_{mom}}{|\Omega_r|} \cdot \Phi_{mom} \quad \text{Pour} \quad |\Omega_r| \geq \Omega_{mom}$$

Avec :

$\Omega_{mom}$ : Vitesse de rotation nominale.

$\Phi_{mom}$ : Flux rotorique nominale.

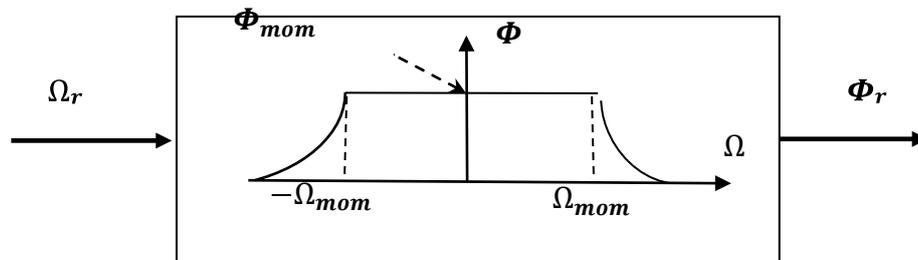


Figure II.7 Bloc dé fluxage

## II.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait une étude complète concernant la machine asynchrone et sa commande. Premièrement, nous avons introduit la modélisation sur la machine asynchrone à cage. Nous avons posé Cette machine dans le repère triphasé en établissant un modèle mathématique dont la complexité a été réduite par l'utilisation de la transformation de Park qui permet de passer du système triphasé vers le système biphasé (d,q).

En plus nous avons étudié la commande vectorielle de la machine à induction en tension avec l'orientation indirecte du flux rotorique. C'est cette commande qui a permis d'imposer à la machine à induction des comportements semblables à ceux de la machine à courant continu dans laquelle le flux n'est pas affecté par les variations du couple électromagnétique.

Dans le prochain chapitre, nous allons présenter les Synthèses des régulateurs PI et PI Fractionnel FOPI.

# **CHAPITRE III**

## **SYNTHÈSES DES RÉGULATEURS PI ET PI FRACTIONNEL FOPI**

### III.1. Introduction

Les régulateurs classiques sont en général dimensionnés dans le domaine temporel ou fréquentiel. Un régulateur doit satisfaire aux objectifs généraux de performances et de robustesse et aux contraintes liées aux perturbations. Dans ce cas le régulateur PI classique est basé sur une structure très simple dont le fonctionnement ne dépend que de deux coefficients, qui sont les gains appliqués sur le signal proportionnel ( $K_p$ ), intégral ( $K_i$ ), donc le régulateur PI manque de degré de liberté supplémentaire.

A cet effet, le régulateur PI fractionnaire est développé dans le domaine temporel et le domaine fréquentiel, dans le but d'améliorer et de concevoir une commande robuste applicable au contrôle de la machine asynchrone.

Dans ce chapitre, premièrement, on va déterminer les fonctions les plus utilisées qui permettront de fournir des solutions aux problèmes de calcul fractionnaire, quelques techniques d'approximation des opérateurs d'ordre fractionnaire et leur domaine d'application. Deuxièmement, nous allons présenter le régulateur PI et le régulateur  $PI^\alpha$  d'ordre fractionnaire. Finalement, nous utilisons la méthode d'optimisation par essaim particulaire (PSO) pour optimiser les régulateurs PI d'ordre classique et  $PI^\alpha$  d'ordre fractionnaire.

### III.2. Définition des opérations d'ordre fractionnel

#### III.2.1. Définition mathématique

Le calcul d'ordre fractionnaire (intégration et différentiation d'ordre "fractionnaire" arbitraire) est un vieux concept qui date de l'époque de Cauchy, Riemann Liouville et Leitnikov au 19ème siècle. Il a été utilisé en mécanique depuis les années 1930 et en électrochimie depuis les années 1960.

En plus le domaine de la commande, des travaux intéressants ont été réalisés en union soviétique, et plus tard plusieurs mathématiciens et physiciens théoriciens ont étudié les opérateurs différentiels et les systèmes d'ordre fractionnaire. [23]

Dans cette partie nous allons donner quelques définitions mathématiques du calcul fractionnaire. Les opérateurs fractionnaires sont une généralisation de l'intégration et de la différentiation des opérateurs d'ordre non entier, avec un seul opérateur fondamental  ${}_a D_t^\alpha$  où  $a$  et  $t$  sont les limites de l'opérateur. L'opérateur intégro-défférentiels continu est défini comme suit :

$${}_a D_t^\alpha = \begin{cases} \frac{d^\alpha}{dt^\alpha} & \alpha > 1 \\ 1 & \alpha = 1 \\ \int_a^t (dt)^{-\alpha} & \alpha < 1 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Où  $\alpha$  est l'ordre de l'opération, généralement ( $\alpha \in \mathbf{R}$ )

Comme il existe plusieurs définitions pour l'intégration et la dérivation d'ordre fractionnaire, données par de nombreux mathématiciens. Ces définitions ne mènent pas toujours à des résultats identiques, mais sont équivalentes pour un large panel de fonctions.

On choisira trois définitions les plus fréquemment utilisées pour la généralisation de la dérivée et l'intégrale fractionnaire qui sont:

- ✓ Définition de Rieman Liouville (R.L).
- ✓ Définition de Granwold-letnikov (G.L)
- ✓ Définition de Caputo

### III.2.2. Evaluation numérique des opérateurs d'ordre fractionnaire

Les processus de commande industrielle sont en général échantillonnés ou discrétisés, donc nous aurons besoin d'approximations numériques pour les formules analytiques des opérateurs d'ordre fractionnaire. Il y a eu beaucoup de travaux sur les solutions numériques des équations différentielles d'ordre fractionnaire ainsi que sur la discrétisation des systèmes et opérateurs d'ordre fractionnaire [24]

- **Diethelm** a proposé récemment une méthode efficace pour la résolution numérique de l'équation différentielle d'ordre fractionnaire, basée sur un correcteur-prédicteur de type Adams.
- **Vinagre Etal** ont développé une nouvelle méthode pour la discrétisation des opérateurs d'ordre fractionnaire en utilisant l'approche de **Tustin**.
- **Ferdi** a récemment présenté une méthode de calcul de la dérivée et l'intégrale d'ordre fractionnaire par le développement en séries de puissances et la modélisation du signal.

### III.2.3. Propriétés des opérateurs d'ordre fractionnaire

Les principales propriétés des dérivées et intégrales d'ordre fractionnaire sont les suivantes

1. si  $f(z)$  est une fonction analytique de  $z$ , alors sa dérivée d'ordre fractionnaire  $D^\alpha f(z)$  est une fonction analytique de  $z$  et  $\alpha$ .

2. pour  $\alpha = n$ , ou  $n$  est un entier, l'opération  $D^\alpha f(z)$  donne le même résultat que la Différentiation classique d'ordre entier  $n$ .

3. pour  $\alpha = 0$  l'opération  $D^\alpha f(z)$  est l'opérateur identité:

$$D^\alpha f(z) = f(z).$$

4. la différentiation et l'intégration d'ordre fractionnaire sont des opérations linéaires :

$$D^\alpha \alpha f(z) + D^\alpha b g(z) = \alpha D^\alpha f(z) + b D^\alpha g(z)$$

5. la loi additive (propriété du semi-groupe)

$$D^\alpha D^\beta f(z) = D^\beta D^\alpha f(z) = D^{\alpha+\beta} f(z)$$

elle est valable sous certaines contraintes sur la fonction  $f(z)$ .

### III.2.4. Approximation des opérateurs d'ordre fractionnaire

D'habitude les simulations sont effectuées avec un logiciel préparé pour traiter seulement les puissances d'ordre entier alors il est très important de trouver des approximations d'ordre entier pour des fonctions de transfert d'ordre fractionnaire. Autrement dit, lorsque les simulations doivent être exécutées ou les correcteurs doivent être implémentés, les fonctions de transfert d'ordre fractionnaire sont remplacées par des fonctions de transfert d'ordre entier, avec un comportement assez identique à celles désirées, mais beaucoup plus facile à manipuler.

Il existe plusieurs méthodes d'approximation analogique des systèmes d'ordre fractionnaire et les plus utilisées sont : [25]

- ✓ Méthode Carlson
- ✓ Méthode de charef
- ✓ Méthode d'Oustaloup
- ✓ Méthode Matsuda

### III.2.5. Applications

Le calcul fractionnaire est un outil très applicable dans ces dernières années pour la modélisations des systèmes dans la science et l'ingénierie ( mécanique du continuum, élasticité, analyse du signal, mécanique quantique, bio-ingénierie, biomédecine, systèmes financiers, systèmes sociaux, contrôle de la pollution, turbulences, croissance démographique et la dispersion, l'évolution du paysage, l'imagerie médicale et les systèmes complexes, et quelques autres branches et les mathématiques appliquées).

### III.3. Synthèse des correcteurs PI et PI fractionnaire

#### III.3.1. Performances d'un système asservi

En fonction du régime du système (transitoire ou permanent), il est possible de définir quatre critères permettant de mesurer les performances d'un système asservi suivant le point de vue de l'utilisateur.

Plusieurs critères de performance peuvent être définis à savoir :

- ✓ Précision en poursuite.
- ✓ Précision en régulation :
  - Temps de montée.
  - Temps de réponse.
  - Dépassement.
  - Stabilité.
  - Rapidité
- ✓ Robustesse vis-à-vis des perturbations (charge, moment d'inertie).
- ✓ Sensibilité à la variation de paramètres.

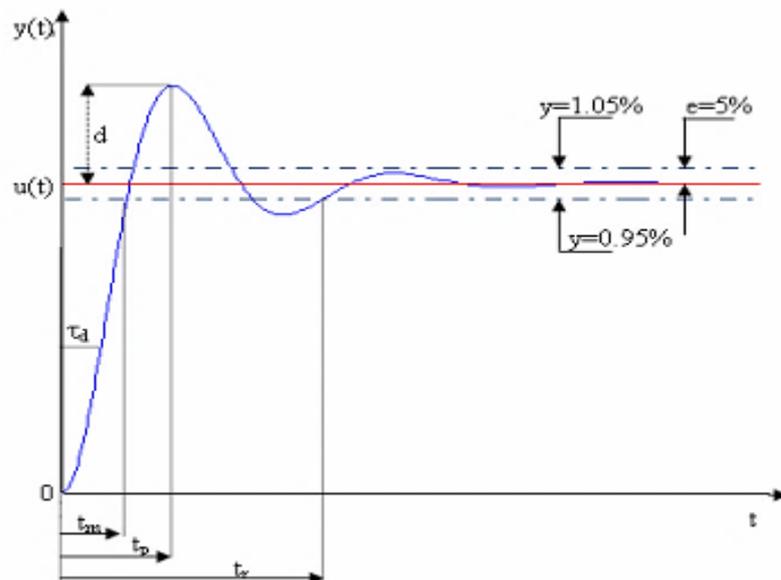


Figure III.1 Caractéristiques de la réponse des systèmes

#### III.3.2. But de la correction

Le concepteur de l'asservissement rencontre deux types de situations, dont il doit faire face

- Assurer une réponse acceptable pour des signaux de consigne définis en fonction du temps (par exemple : cycle de température pour un traitement thermique).
- Fournir des caractéristiques fréquentielles (gain, déphasage) demandées dans une bande

de fréquences (par exemple : asservissement du mouvement d'un haut-parleur dans un système haute-fidélité).

### III.3.3. Structure du régulateur PI

La boucle de régulation PI est dotée d'un régulateur proportionnel intégral classique, présenté sur la figure (III.2). Il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et sa propre consigne. [26]

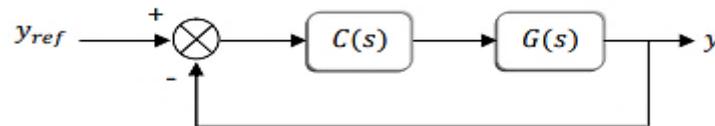


Figure III.2 Schéma de commande utilisant la structure PI

- Soit  $C(s)$  donné par :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \tag{III.2}$$

- Soit  $G(s)$  un système de premier ordre donné par :

$$G(s) = \frac{G_0}{1+\tau s} \tag{III.3}$$

- La fonction de transfert en boucle ouverte est :

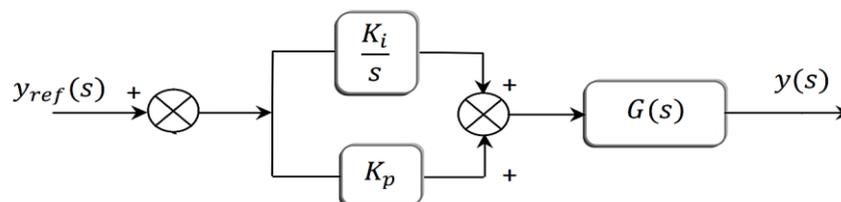


Figure III.3 Schéma de commande utilisant la structure PI en boucle ouverte

$$FTBO(s) = \frac{\left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \cdot G_0}{1+\tau s} \tag{III.4}$$

- La fonction de transfert en boucle fermée est :

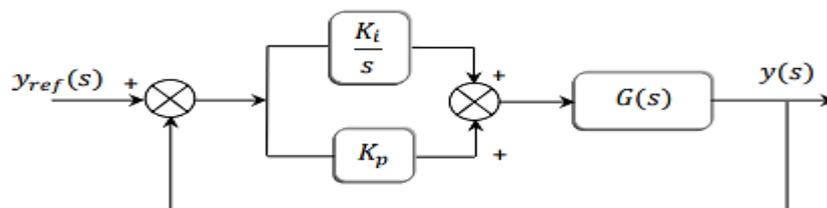


Figure III.4 Schéma de commande utilisant la structure PI en boucle fermée

$$FTBF(s) = \frac{G_0 K_i \left(\frac{K_p}{K_i} s + 1\right)}{(\tau s + 1) \left(s + \left(K_p s + K_i\right) \frac{G_0}{\tau s + 1}\right)} \quad (III.5)$$

L'apport d'un zéro par le régulateur dans la fonction de transfert en boucle fermée peut modifier le régime transitoire du système. Pour remédier à ce problème, la méthode de compensation des pôles et plus adaptée pour le calcul des paramètres  $K_p$  et  $K_i$ . Elle consiste à imposer le zéro du régulateur égal à un pôle de la fonction de transfert du système à commander et une constante du temps  $\tau_{bf}$  répondant aux objectifs fixés, le principe est illustré par les relations de l'équation (III.5) :

$$\begin{cases} \left(\frac{K_p}{K_i} s + 1\right) = (\tau s + 1) \Rightarrow \tau = \frac{K_p}{K_i} \\ FTBF(s) = \frac{G_0 K_i}{s + G_0 K_i} \Rightarrow \tau_{bf} = \frac{1}{G_0 K_i} \end{cases}$$

Les paramètres du régulateurs sont alors donnés par :

$$\begin{cases} K_i = \frac{1}{G_0 \tau_{bf}} \\ K_p = \frac{\tau}{G_0 \tau_{bf}} \end{cases} \quad (III.6)$$

### III.3.4. Principe d'un régulateur fractionnaire

Par comparaison aux correcteurs classiques, les correcteurs d'ordre fractionnaire possèdent en plus deux autres paramètres notés  $\alpha$  et  $\mu$  qui présentent l'ordre d'intégration et de dérivation respectivement. Suivant la variation de ces deux paramètres, on peut distinguer différentes possibilités des correcteurs d'ordre fractionnaire. [27]

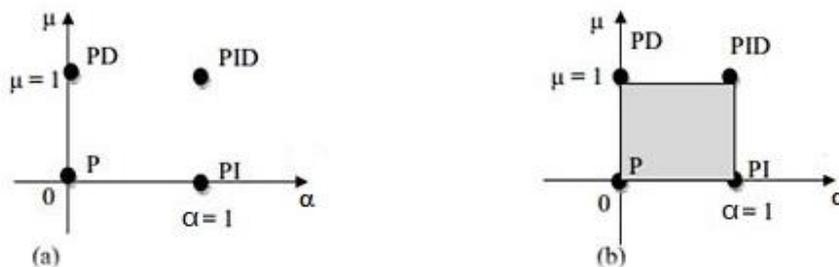


Figure III.5  $PI^\alpha D^\mu$  (a) Ordre entier, (b) Ordre fractionnaire

D'après cette figure, on peut donner les cas suivants :

- ✓ Lorsque  $\alpha = 0$  et  $\mu = 0$ , on a un correcteur **P** classique.

- ✓ Lorsque  $\alpha = 1$  et  $\mu = 0$  , on a un correcteur **PI** classique.
- ✓ Lorsque  $\alpha = 0$  et  $\mu = 1$  , on a un correcteur **PD** classique.
- ✓ Lorsque  $\alpha = 1$  et  $\mu = 1$  , on a un correcteur **PID** classique.
- ✓ Lorsque  $0 < \alpha < 1$  et  $\mu = 0$  , on a un correcteur **PI** fractionnaire.
- ✓ Lorsque  $\alpha = 0$  et  $0 < \mu < 1$  , on a un correcteur **PD** fractionnaire.
- ✓ Lorsque  $0 < \alpha < 1$  et  $0 < \mu < 1$  , on a un correcteur **PID** fractionnaire.

D'après ces résultats, on constate que les correcteurs classiques sont des cas particuliers des correcteurs d'ordre fractionnaires.

### III.3.5. Synthèse de régulateur $PI^\alpha$ fractionnaire

Comme les régulateurs d'ordre entier, les régulateurs d'ordre fractionnaire assurent les mêmes fonctions avec les opérateurs de Laplace élevés à la puissance  $\alpha$ . Ce paramètre constitue un degré de liberté supplémentaire quant aux régulateurs fractionnaires, Lorsqu'on utilise un régulateur  $PI^\alpha$  pour contrôler un système dont le modèle est de premier ordre, la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$G_{BO}(S) = \left( \frac{K_i + K_p s^\alpha}{s^\alpha} \right) \left( \frac{G_0}{1 + \tau s} \right) \quad (\text{III.7})$$

Qui dans le domaine fréquentiel s'écrit :

$$G_{BO}(j\omega) = \left( \frac{K_i + K_p (j\omega)^\alpha}{(j\omega)^\alpha} \right) \left( \frac{G_0}{1 + \tau (j\omega)} \right) \quad (\text{III.8})$$

Cette expression montre que le calcul analytique des paramètres  $K_i$ ,  $K_p$  et  $\alpha$ , et du régulateur est très complexe, voire impossible. C'est ce qui est présenté dans ce qui suit en utilisant la méthode d'optimisation par essaim particulaire (PSO).

Par conséquent, on fait appel à la méthode du PSO pour dimensionner le régulateur  $PI^\alpha$  fractionnaire, dans le but de montrer l'intérêt de l'application de la méthode d'optimisation par essaim particulaire à la résolution des problèmes mathématiques et physiques

## III.4. Optimisation par essaim particulaire (PSO)

### III.4.1. Définition

L'optimisation par essaim de particules (OEP) ou (particle swarm optimization) (PSO) en anglais, est une technique d'optimisation parallèle développée par Kennedy et Eberhart, comme une alternative aux algorithmes génétiques standards. Ces algorithmes sont inspirés des essaims d'insectes ou des bancs de poissons ou des nuées d'oiseaux Figure (III.6) et de leurs

mouvements coordonnés. En effet, tout comme ces animaux se déplacent en groupe pour trouver la source de nourriture ou éviter les prédateurs, les algorithmes à essaim de particules recherchent des solutions pour un problème d'optimisation [28].

Les individus de l'algorithme sont appelés particules et la population est appelée essaim. Dans cet algorithme, une particule décide de son prochain mouvement en fonction de sa propre expérience, qui est dans ce cas la mémoire de la meilleure position qu'elle a rencontrée, et en fonction de son meilleur voisin. Ce voisinage peut être défini spatialement en prenant par exemple la distance euclidienne entre les positions de deux particules ou socio-métriquement (position dans l'essaim de l'individu) [29]. Les nouvelles vitesses et directions de la particule seront définies en fonction de trois tendances : la propension à suivre son propre chemin, sa tendance à revenir vers sa meilleure position atteinte et sa tendance à aller vers son meilleur voisin.



Figure III.6 Groupe de : (a) Oiseaux, (b) Poissons

#### III.4.2. Principe de base de l'algorithme (PSO)

Dans le PSO, chaque individu de la population est dit (particule), tandis que la population est connue sous le nom (swarm). Il faut noter, que la particule peut bénéficier des mouvements des autres particules dans la même population pour ajuster sa position et sa vitesse durant le processus d'optimisation. Chaque individu utilise l'information locale à laquelle il peut accéder sur le déplacement de ses plus proches voisins pour décider de son propre déplacement. Des règles très simples comme “rester proche des autres individus”, “aller dans la même direction”, “aller à la même vitesse” suffisent pour maintenir la cohésion du groupe tout entier.

L'espace de recherche est défini comme «voisinage», différentes topologies sont considérées : Topologie en (étoile, rayon, circulaire, ..), le plus utilisé est le circulaire tel que schématisé sur la figure (III.7) [30].

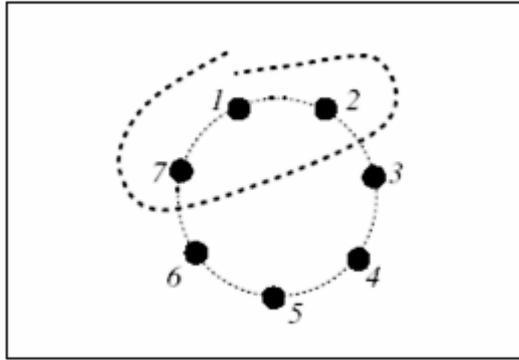


Figure III.7 Le cercle virtuel pour un swarm de sept particules. Le groupe d'information de taille trois de la particule 1 est composé des particules 1, 2 et 7

### III.4.3. Définition de la position et de la vitesse courante associée à une particule

Les particules sont décrites par leurs propriétés ayant deux caractéristiques: position et vitesse. La position de chaque particule représente un point dans l'espace de recherche, qui est une solution possible du problème d'optimisation et la vitesse est employée pour designer la direction vers une nouvelle position. Les propriétés des particules changent à chaque itération. Elles sont mises à jour par les équations (III.9) [31]

$$\begin{cases} v_{ij}^{k+1} = \omega \cdot v_{ij}^k + c_1 \cdot rand_1(p_{best\ ij} - x_{ij}^k) + c_2 \cdot rand_2(g_{best\ j} - x_{ij}^k) \\ x_{ij}^{k+1} = x_{ij}^k + v_{ij}^{k+1} \end{cases} \quad (III.9)$$

$$i = 1, 2 \dots \dots, N_p \quad j = 1, 2 \dots \dots, N_d$$

$k = 1, 2 \dots \dots, iter_{max}$  : désigne le rang de l'itération.

Où:

- $N_p$  : Nombre de particules de l'essaim.
- $N_d$  : Nombre de variables du problème (c-à-d dimension d'une particule).
- $iter_{max}$  : Nombre maximal d'itération.
- $v_{ij}^k$  : La vitesse de la  $j^{ième}$  composante de la  $i^{ième}$  particule de l'essaim, à la  $k^{ième}$  itération.
- $p_{best\ ij}$  : la  $j^{ième}$  composante de la meilleure position occupée par la  $i^{ième}$  particule de l'essaim, enregistrée dans les itérations précédentes (particule best).
- $g_{best\ j}$  : la  $j^{ième}$  composante de la meilleure position occupée par la meilleure particule globale de l'essaim (global best).
- $x_{ij}^k$  : la  $j^{ième}$  coordonnée de la position actuelle de la particule  $i$ , à la  $k^{ième}$  itération.

- $\omega$  : est une pondération qui change à chaque itération. Elle est calculée par l'expression :

$$\omega(ite\text{r}) = \omega_{max} - \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{ite\text{r}_{max}} \cdot ite\text{r}$$

$ite\text{r}$  : Le rang de l'itération actuelle.

$\omega_{max}$  : La valeur initiale de la pondération, on la prend généralement égale à 0.9.

$\omega_{min}$  : Valeur finale de la pondération, elle est comprise entre 0.3 et 0.4.

$c_1$  et  $c_2$  sont les coefficients d'accélération elles caractérisent la capacité de la particule à chercher dans un autre endroit de l'espace de recherche, ou bien à affiner sa recherche à l'endroit où elle se trouve. En général, on choisit  $c_1$  et  $c_2$  tels que  $c_1 + c_2 < 4$ .

$rand_1$  et  $rand_2$  sont deux nombres aléatoires compris entre 0 et 1 [32].

L'analyse de l'équation (III.9), schématisée par la figure (III.8), montre que l'évolution de la vitesse d'une particule est la somme de trois termes et mène aux constatations suivantes:

- ✓ **Le premier terme  $v_{ij}$**  : c'est la direction précédente, elle signifie que la particule continue d'évoluer dans le même sens, sans tenir compte ni de  $P_{best}$  ni de  $g_{best}$  (elle avance en aveugle).
- ✓ **Le deuxième terme  $(P_{best\ ij} - x_{ij}^k)$**  : indique la direction vers la meilleure position déjà occupée par la particule  $x_{ij}^k$  (elle fait confiance à sa propre expérience).
- ✓ **Le troisième terme  $(g_{best\ j} - x_{ij}^k)$**  : indique la direction vers la meilleure position déjà occupée par l'ensemble de l'essaim (elle fait confiance au groupe).

Ensuite chacun de ces trois termes est pondéré par un coefficient qui permet de favoriser l'un ou l'autre de ces trois termes jusqu'à la fin. On fait leur somme. Voir La figure (III.8)

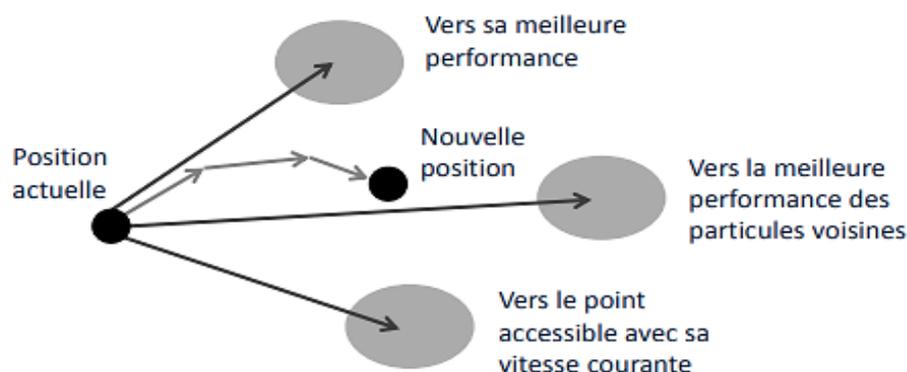


Figure III.8 Schéma de principe du déplacement d'une particule

Pour réaliser son prochain mouvement, chaque particule combine trois tendances : suivre sa vitesse propre, revenir vers sa meilleure performance, aller vers la meilleure performance de ses informatrices.

### III.4.4. L'organigramme et les étapes de la méthode PSO

L'algorithme de d'optimisation par Essaim de Particules PSO peut être décrit comme suit :

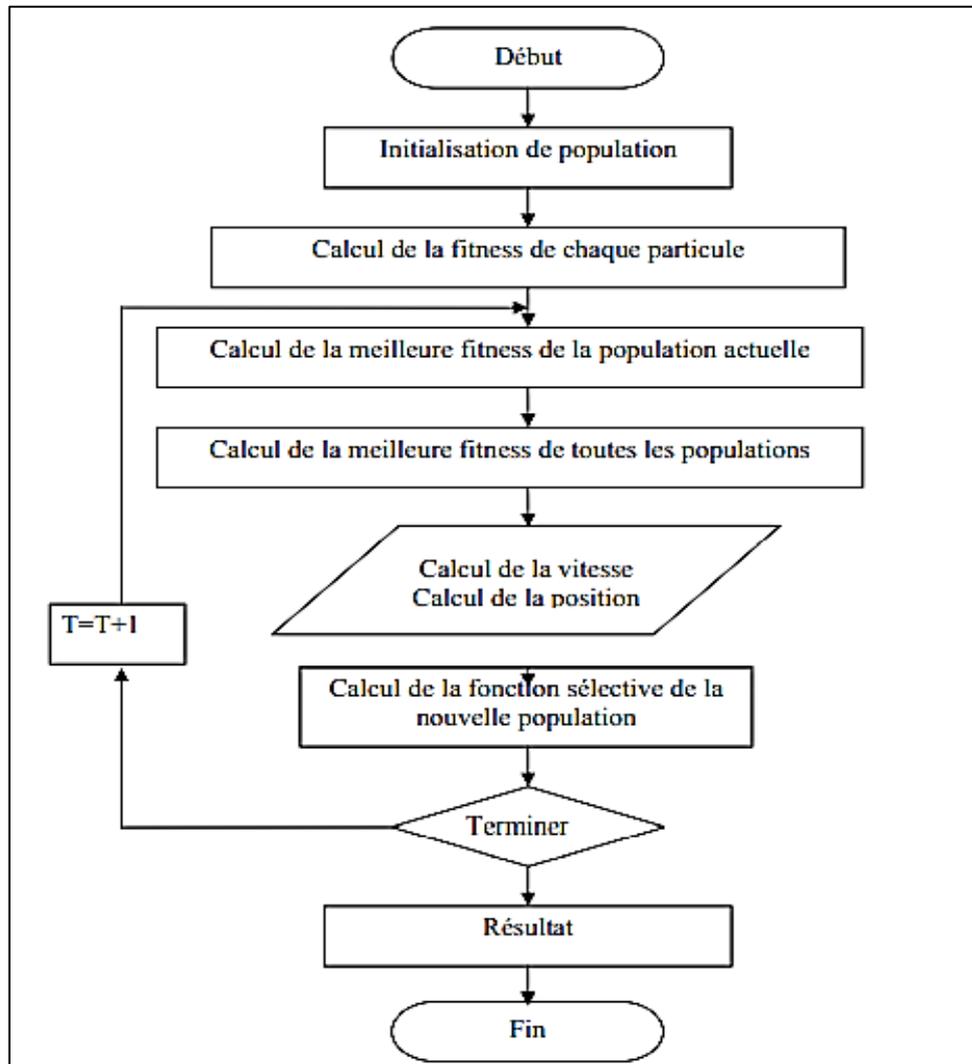


Figure III.9 Organigramme de la méthode PSO

**1<sup>ère</sup> étape :** Initialisation des coefficients  $c_1$  et  $c_2$  , le coefficient d'inertie ( $w$ )

**2<sup>ème</sup> étape :** La création de la population initiale aléatoirement et le calcul de la fitness de chaque particule ( $P_{besti}$ ) : la meilleure position de la particule  $i$  dans la population actuelle ; ( $P_{gbest}$ ) : la meilleure position dans toute les populations (la meilleure des meilleures).

**3<sup>ème</sup> étape :** Le calcul de la nouvelle vitesse et nouvelle position de chaque particule.

**4<sup>ème</sup> étape :** Le calcul de la meilleure fitness de la population initiale et comparer par avec précédente pour trouver la meilleure de toute les populations ( $P_{gbest}$ ).

**5<sup>ème</sup> étape :** incrémentation du nombre d'itération  $t = t+1$ .

**6ème étape** : Si un critère d'arrêt est satisfait alors passer à l'étape suivante. Autrement, aller à la 3ème étape.

**7ème étape** : La position enregistrée dans ( $P_{g_{best}}$ ) est la solution optimale.

### III.4.5 Application de l'algorithme PSO à l'optimisation du régulateur PI pour la commande de la MAS

Dans cette partie, nous allons appliquer l'optimisation par la technique PSO, sur les régulateurs  $PI$  et  $PI^\alpha$  qui sont utilisés dans la commande vectorielle à flux rotorique orienté d'une MAS (voir figure suivante)

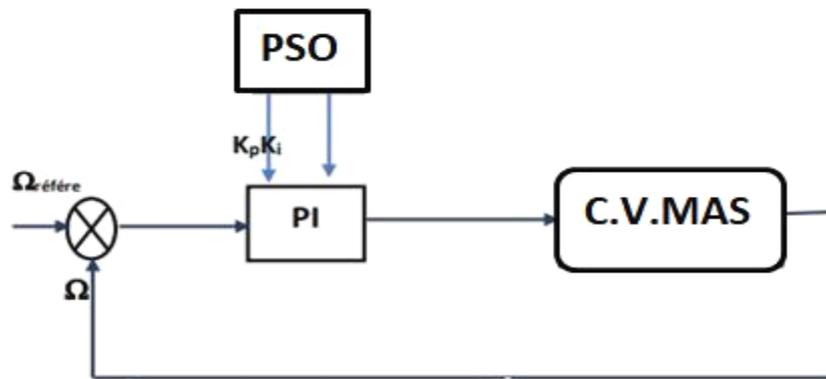


Figure III.10 Bloc diagramme d'implantation des PSO pour l'ajustement du PI

### III.5. conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les définitions de base du calcul fractionnaire avec leurs techniques d'approximation et leurs applications. Puis, nous avons fait un résumé sur le régulateur PI d'ordre entier et le régulateur  $PI^\alpha$  d'ordre fractionnaire.

Enfin, on a constaté que le dimensionnement du régulateur classique se fait sans difficulté avec la méthode analytique, contrairement aux régulateurs fractionnaires. Alors on a proposé d'optimiser ces régulateurs par la méthode du PSO pour démontrer son utilité.

Dans le prochain chapitre, nous allons présenter une étude comparative des résultats de simulations.

# **CHAPITRE IV**

## **ETUDE COMPARATIVE DES RÉSULTATS DE SIMULATIONS**

### IV.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons valider l'étude théorique faite dans les chapitres « II et III » par la simulation de la figure (IV.1) réalisée sous MATLAB/Simulink. Durant cette étude pratique, nous allons évaluer les performances de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MAS avec le régulateur  $PI$  classique et le régulateur  $PI^\alpha$  fractionnaire dans le cas d'une régulation à vide et à charge.

L'objet de commander une machine asynchrone est d'obtenir un système de haute performance, à savoir :

- Précision en régulation (temps de montée, temps de réponse, dépassement et stabilité).
- Robustesse vis-à-vis des perturbations.
- Sensibilité à la variation paramétrique.

A partir de ce point de vue, nous allons effectuer une comparaison des caractéristiques statiques et dynamique pour les deux techniques de commande ( $PI$  classique,  $PI^\alpha$  fractionnaire) dans les mêmes conditions de fonctionnement. Les résultats paramétriques des régulateurs  $PI$  et  $PI^\alpha$  ont été validés par la technique de l'algorithme PSO.

### IV.2. Schéma fonctionnel de la CV indirecte d'une MAS

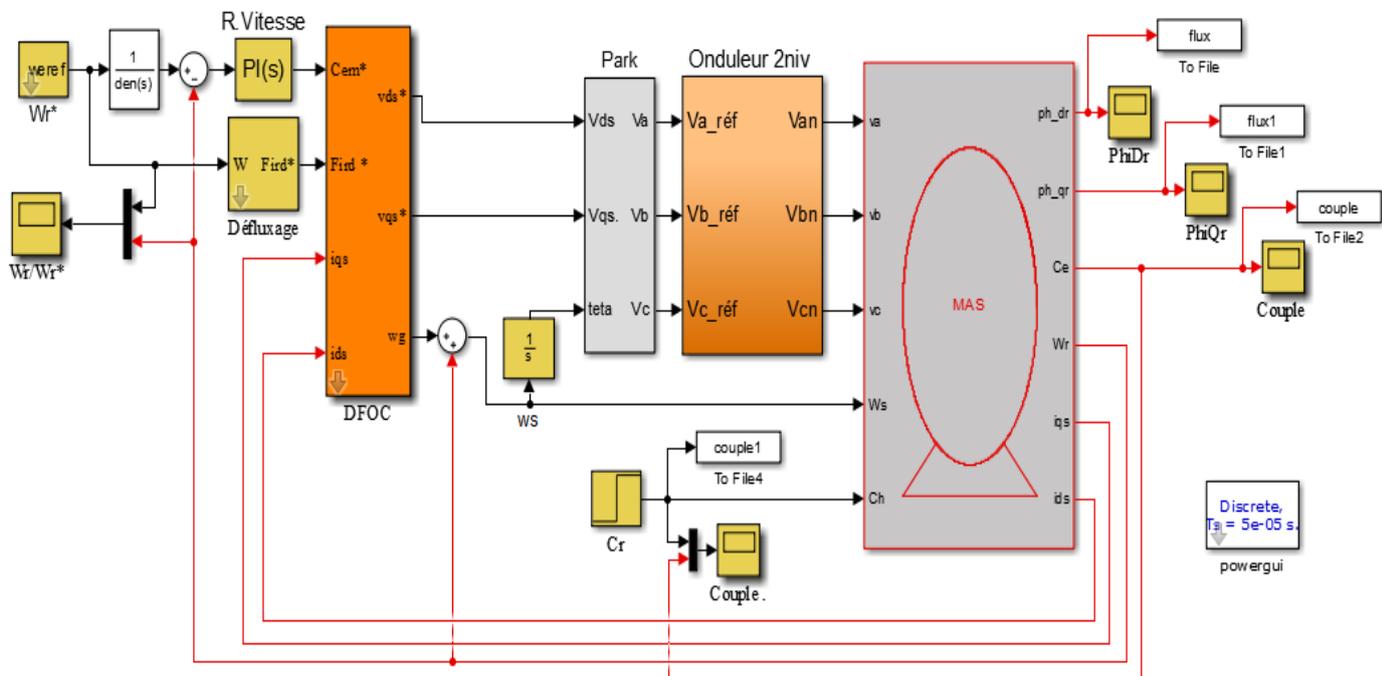


Figure IV.1 Schéma fonctionnel de la CV indirecte d'une MAS

### IV.2.1. Les paramètres des régulateurs

D'après les résultats de la technique d'optimisation PSO (particle swarm optimization), les paramètres des régulateurs de la vitesse utilisée dans la simulation de la figure (IV.1) sont donnés comme suit :

<b>Le régulateur</b>	<b>PI</b>	<b>PI<sup>α</sup></b>
<b>Kp</b>	2.53	1.05
<b>Ki</b>	25	22
<b>α</b>		0.73

Tableau IV.1 les paramètres *PI* et *PI<sup>α</sup>*

### IV.3. Résultat de simulation par application du Régulateurs *PI* classique

Dans cette partie de simulation, nous allons observer le comportement du système PSO pour le résultat du régulateur *PI* classique afin de contrôler la vitesse de rotation de la machine en prenant les mêmes conditions de la commande vectorielle de MAS

Les résultats obtenus lors d'un cycle complet de fonctionnement pour les différents tests de simulation de la vitesse, du couple électromagnétique et des composantes du flux seront représentés respectivement par les figures ci-dessous.

✚ Régulation à vide :

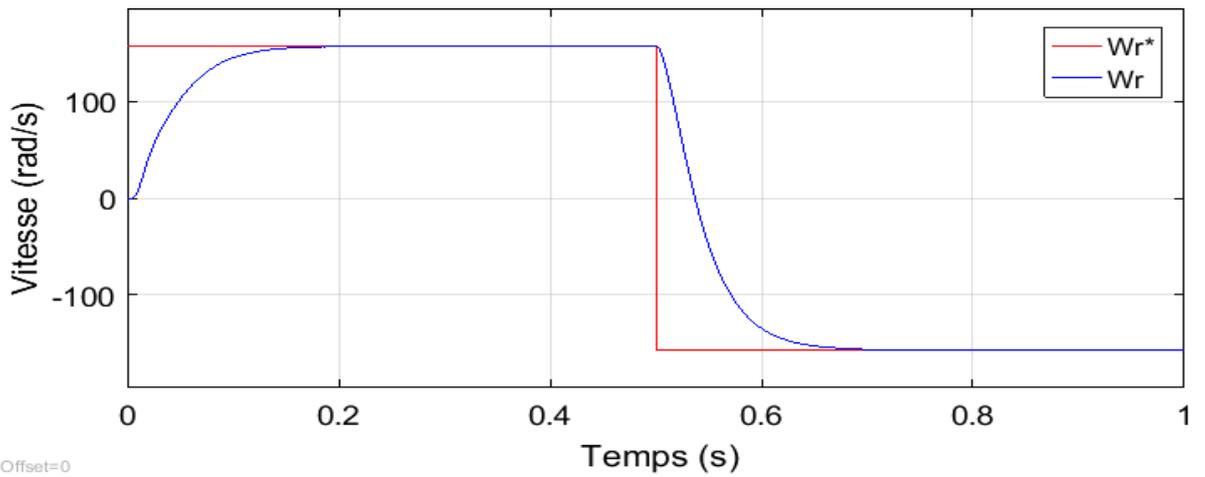


Figure IV.2 La vitesse de rotation (à vide)

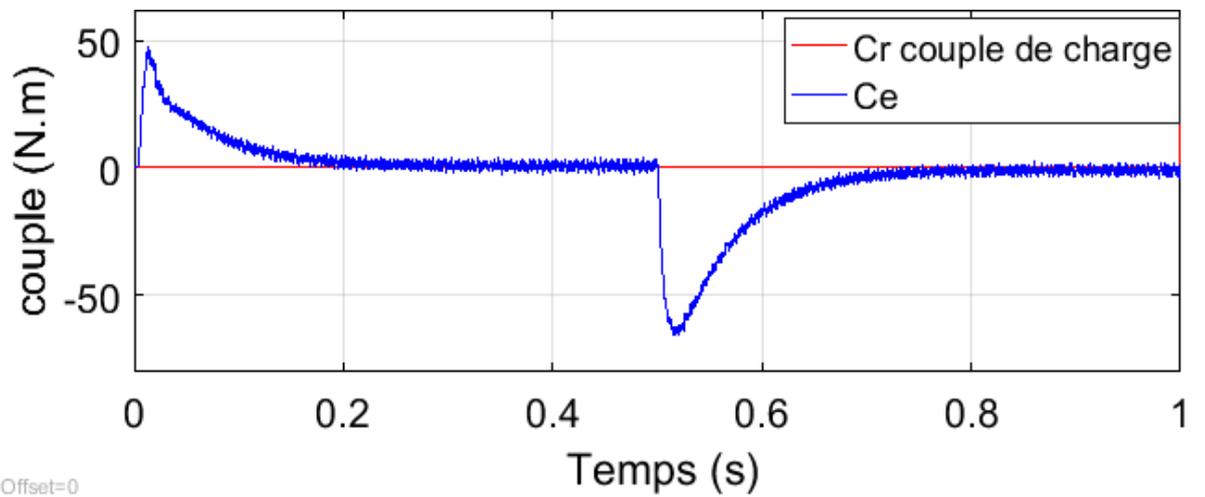


Figure IV.3 Le couple électromagnétique (à vide)

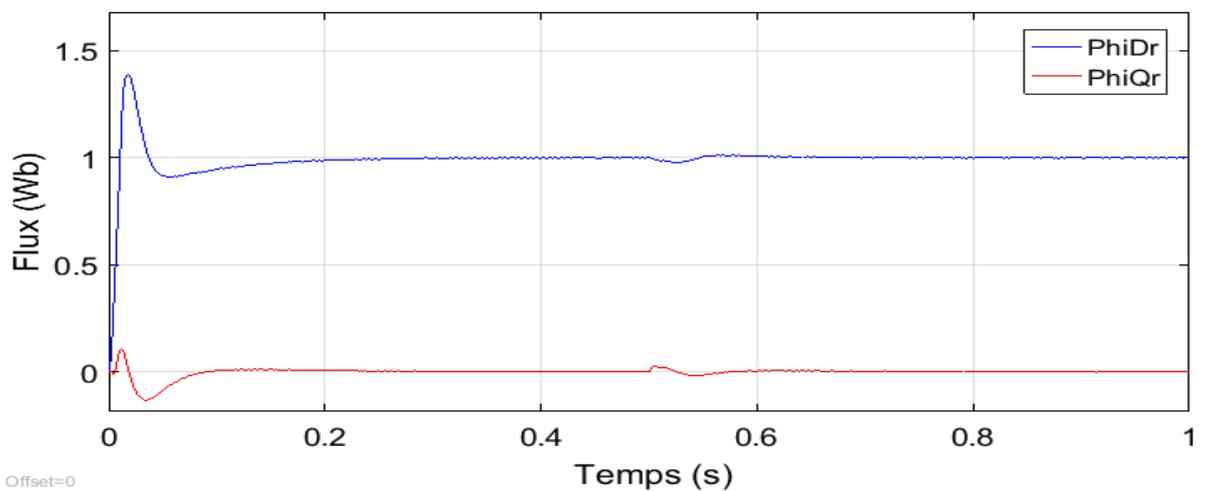
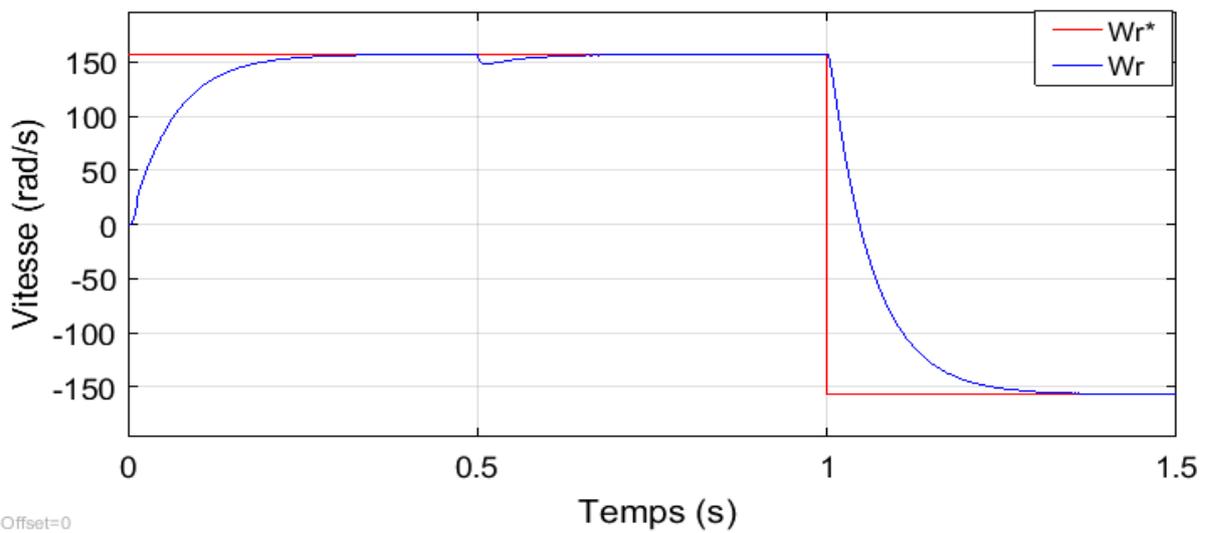


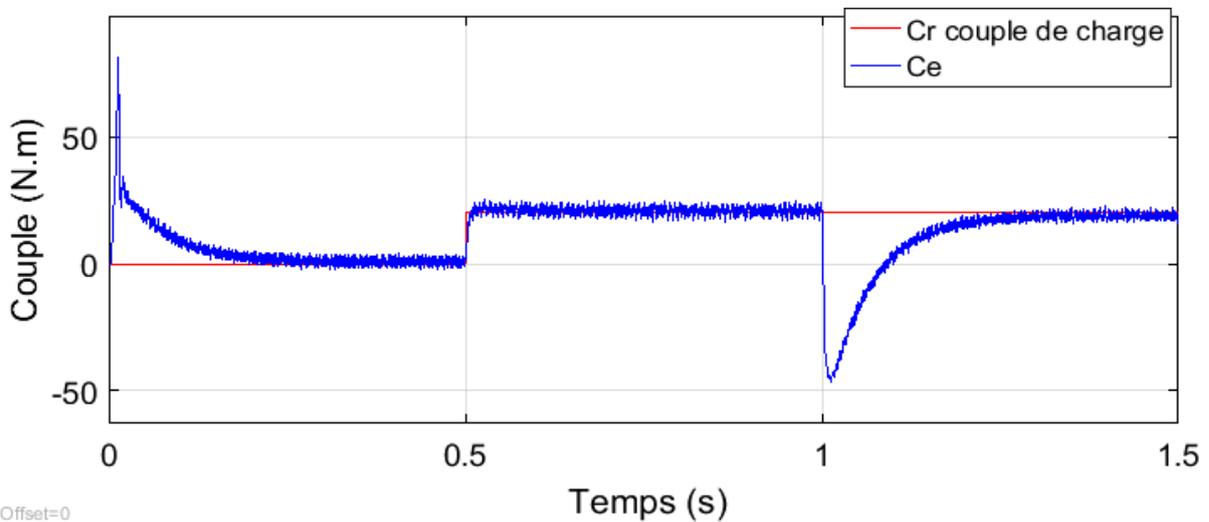
Figure IV.4 Les flux direct et quadrature rotorique (à vide)

✚ Régulation à charge : Couple résistant  $C_r = 20 \text{ N.m}$  à  $t = 0.5\text{s}$  :



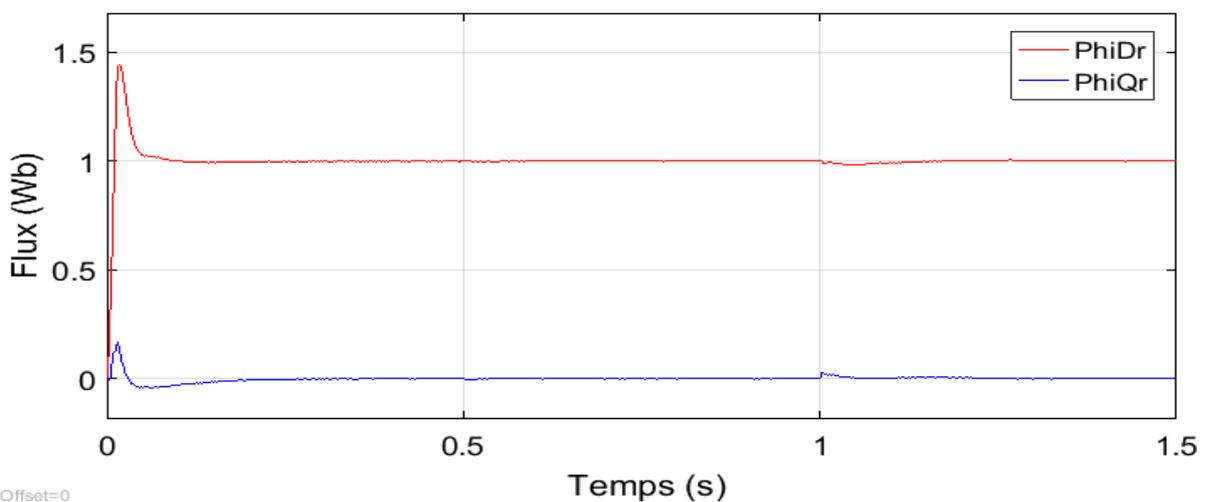
Offset=0

Figure IV.5 La vitesse de rotation (en charge)



Offset=0

Figure IV.6 Le couple électromagnétique (en charge)



Offset=0

Figure IV.7 Les flux direct et quadrature rotorique (en charge)

### IV.3.1. Interprétations des résultats

D'après les figures ci-dessus (IV.2 et IV.3) on remarque que :

- A vide, la vitesse du contrôleur  $PI$  suit sa valeur de référence (157 rad/s) sans dépassement avec un bon temps de réponse presque égale à 0.36s et dans le cas de changement de la vitesse de rotation (poursuit) (157 rad/s ; -157 rad/s) En plus, le régulateur  $PI$  garde ses bonnes performances lors de la variation du signe de la vitesse.
- En charge, on constate que l'introduction de la charge ( $C_r = 20 \text{ N.m}$ ) n'a aucune influence sur l'évolution de la vitesse et aussi le flux.
- Le couple électromagnétique prend une valeur nulle à cause de l'absence d'une charge dans un temps de réponse rapide de 0.24s. Après le couple fait un pic à l'instant de l'inversion du sens de rotation de la machine ( $t = 0.5\text{s}$ ) mais il prend toujours une valeur nulle en régime permanent.
- Le flux rotorique biphasé prend sa condition ( $\Phi_{dr} = 1 \text{ Wb}$  et  $\Phi_{qr} = 0 \text{ Wb}$ ) au bout d'un temps court ( $t = 0.2\text{s}$ ). Les résultats obtenus montrent que le régulateur  $PI$  classique utilisé, donne de bonnes performances, dans tous les cas de profils étudiés. Nous pouvons conclure que le régulateur  $PI$  classique associé à la commande vectorielle se prête bien pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone.

### IV.4. Résultat de simulation par application du régulateur $PI^\alpha$ fractionnaire

Dans cette partie de simulation, nous allons observer le comportement du système PSO pour le résultat du régulateur  $PI^\alpha$  fractionnaire afin de contrôler la vitesse de rotation de la machine en prenant les mêmes conditions de la commande vectorielle de MAS.

Les résultats obtenus lors d'un cycle complet de fonctionnement pour les différents tests de simulation de la vitesse, du couple électromagnétique et des composantes du flux seront représentés respectivement par les figures ci-dessous.

✚ Régulation à vide :

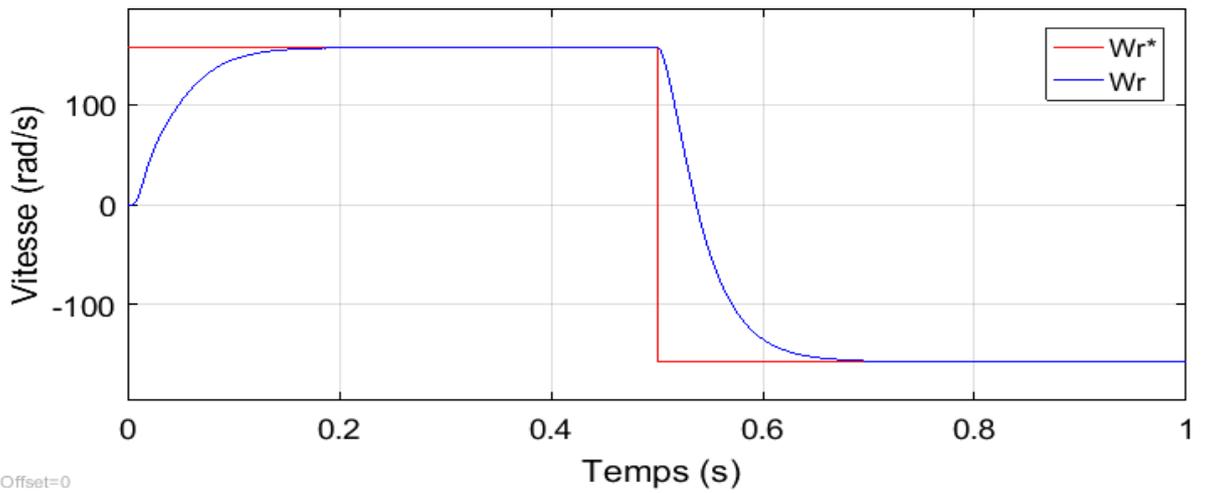


Figure IV.8 La vitesse de rotation (à vide)

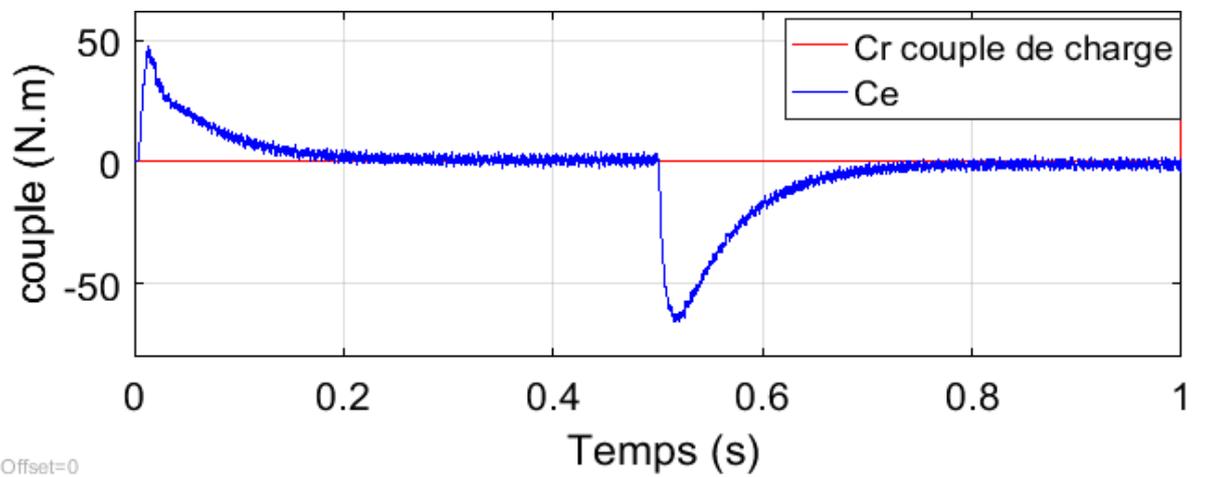


Figure IV.9 Le couple électromagnétique (à vide)

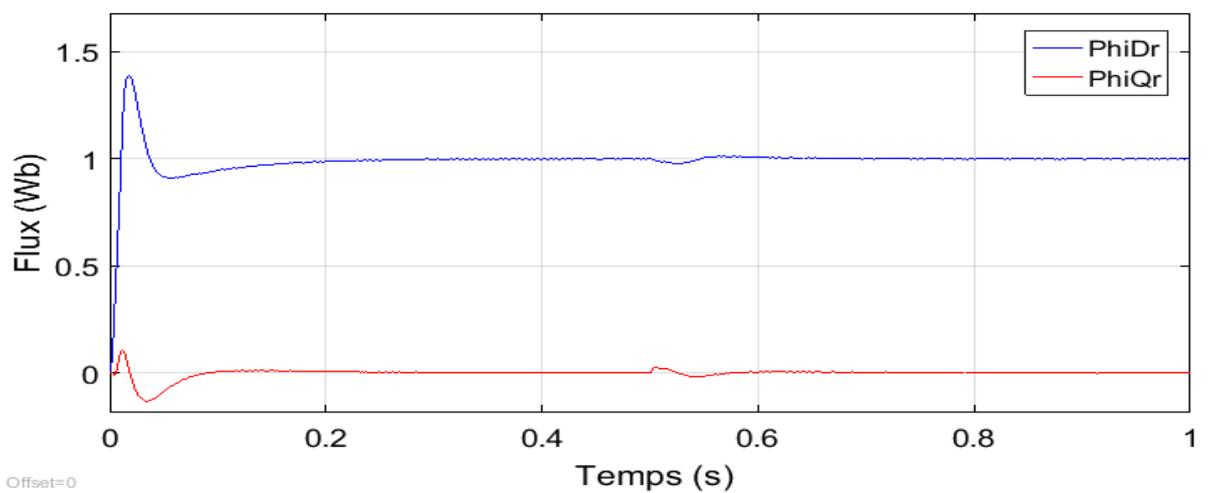


Figure IV.10 Les flux direct et quadrature rotorique (à vide)

✚ Régulation à charge : Couple résistant  $C_r = 20 \text{ N.m}$  à  $t = 0.5 \text{ s}$  :

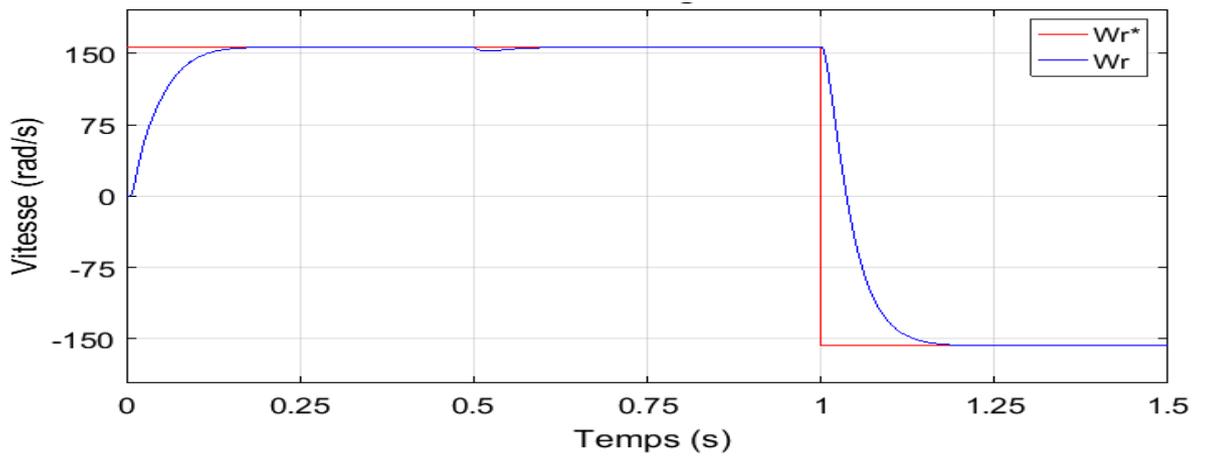


Figure IV.11 La vitesse rotation (en charge)

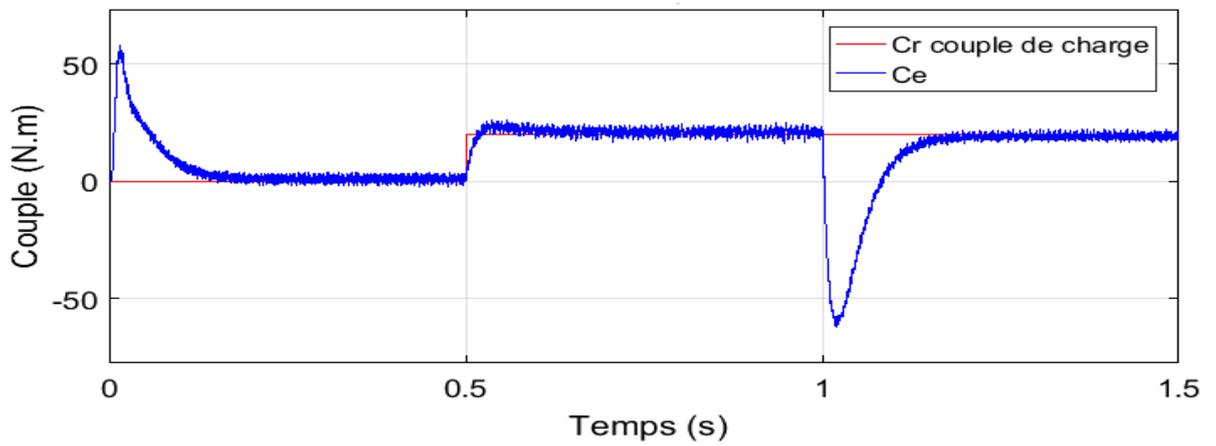


Figure IV.12 Le couple électromagnétique (en charge)

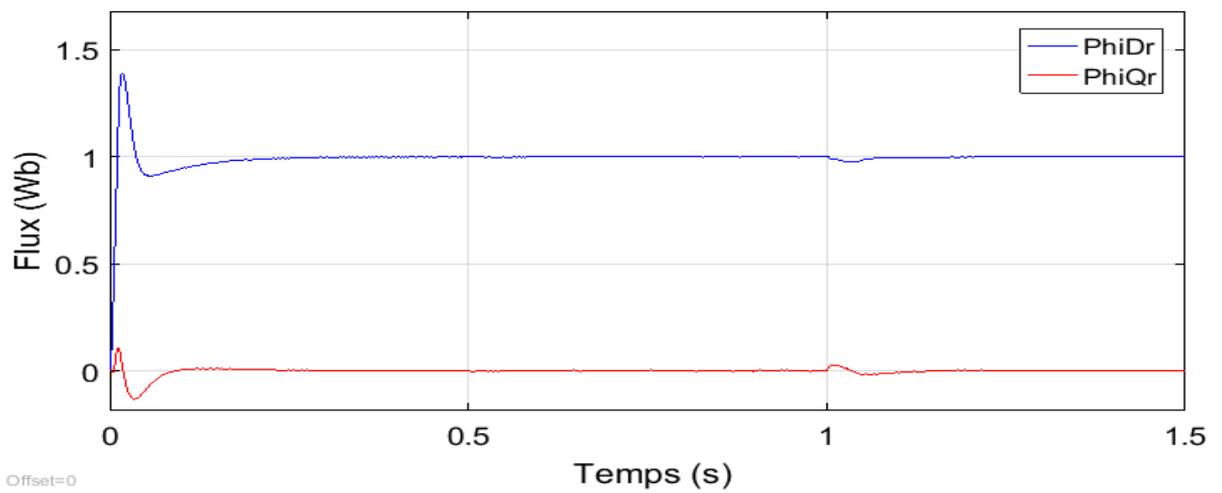


Figure IV.13 Les flux direct et quadrature rotorique (en charge)

#### IV.4.1. Interprétations des résultats :

D'après les figures ci-dessus (IV.4 et IV.5) on remarque que :

- A vide, la vitesse du contrôleur  $PI^\alpha$  suit sa valeur de référence (157 rad/s) sans dépassement avec un très bon temps de réponse presque égal à 0.18s et dans le cas de changement de vitesse de rotation (poursuit) (157 rad/s ; -157 rad/s) En plus, le régulateur  $PI^\alpha$  garde ses bonnes performances lors de la variation du signe de la vitesse.
- En charge, on constate que l'introduction de la charge ( $C_r = 20$  N.m) n'a aucune influence sur l'évolution de la vitesse et aussi du flux.
- Le couple électromagnétique prend une valeur nulle à cause de l'absence d'une charge dans un temps de réponse très rapide de 0.19s. puis le couple fait un pic à l'instant de l'inversion du sens de rotation de la machine ( $t = 0.5s$ ) mais il prend toujours une valeur nulle en régime permanent.
- Le flux rotorique biphasé prend sa condition ( $\Phi_{dr} = 1$  Wb et  $\Phi_{qr} = 0$  Wb) au bout d'un temps court ( $t = 0.2s$ ). Les résultats obtenus montrent que le régulateur  $PI^\alpha$  fractionnaire utilisé, donne de très bonnes performances, dans tous les cas de profils étudiés. Nous pouvons que conclure le régulateur  $PI^\alpha$  fractionnaire associé à la commande vectorielle se prête très bien pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone.

#### IV.5. Etude comparative

Dans cette partie, nous allons effectuer une comparaison des caractéristiques statiques et dynamiques par deux techniques de commande (la commande vectorielle avec  $PI$  classique et la commande vectorielle avec  $PI^\alpha$  fractionnaire), à partir des résultats obtenus par simulation numérique, et ce dans les mêmes conditions de fonctionnement.

Donc, nous allons observer le comportement du système (MAS + commande vectorielle) avec les régulateurs de vitesse  $PI$  et  $PI^\alpha$ . Les résultats de simulation sont présentés dans les figures ci-dessous où les zones les plus intéressantes (régime transitoire) seront zoomé et analysées par la suite et en détails.

✚ Régulation à vide :

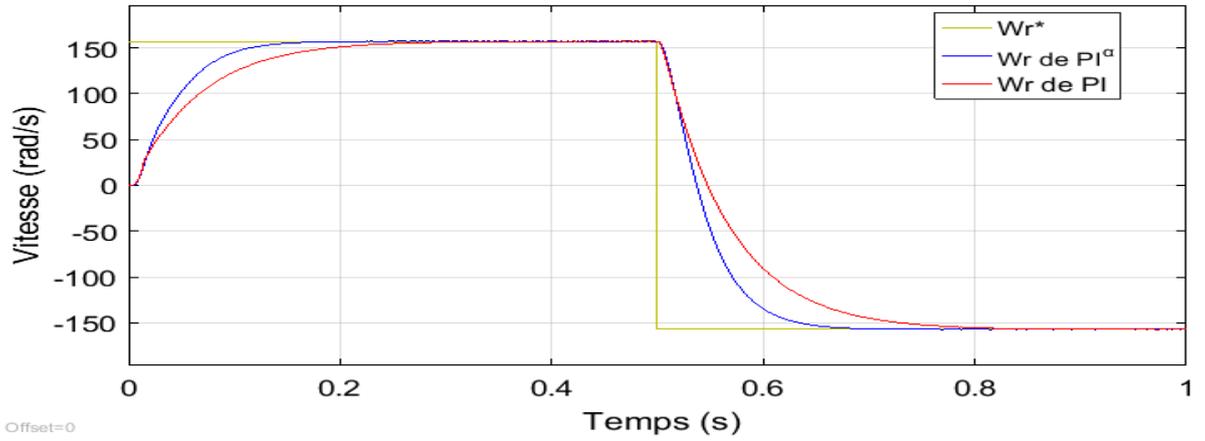


Figure IV.14 La vitesse de rotation (à vide)

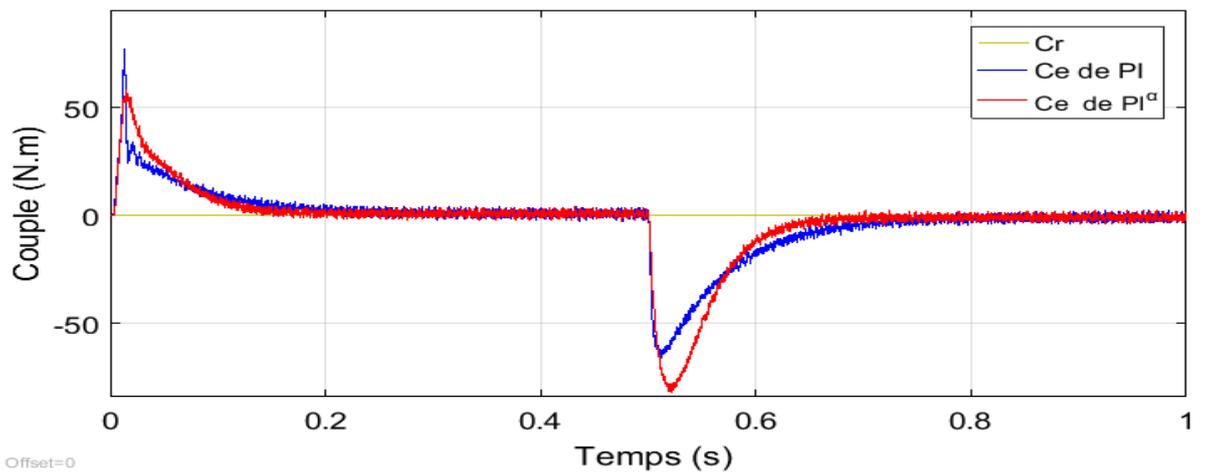


Figure IV.15 Le couple électromagnétique (à vide)

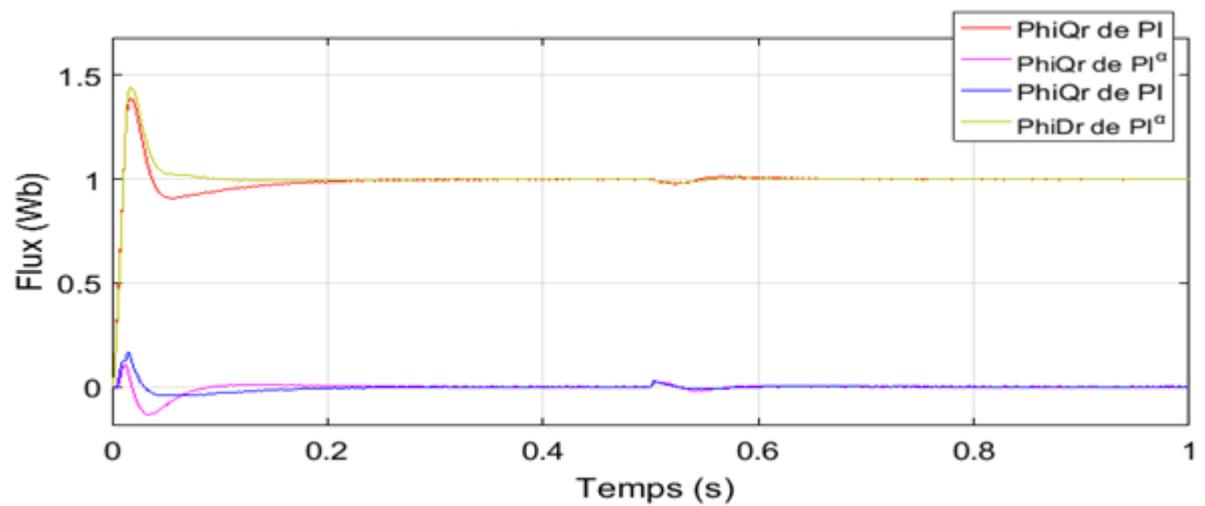


Figure IV.16 Les flux direct et quadrature rotorique (à vide)

✚ **Régulation à charge** : On applique un couple résistant  $C_r = 20 \text{ N.m}$  à  $t = 0.5\text{s}$

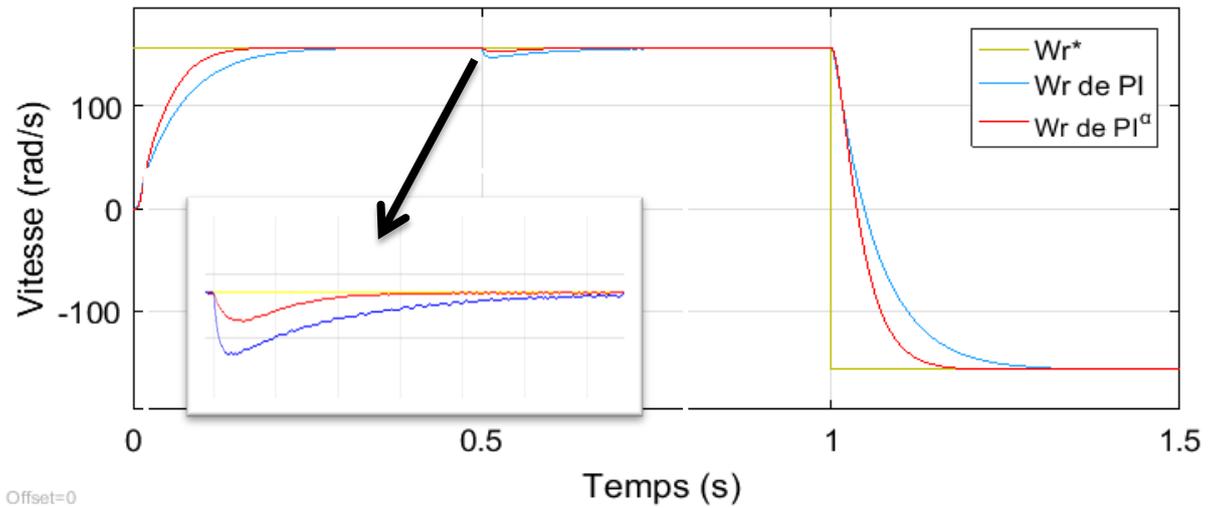


Figure IV.17 La vitesse de rotation (en charge)

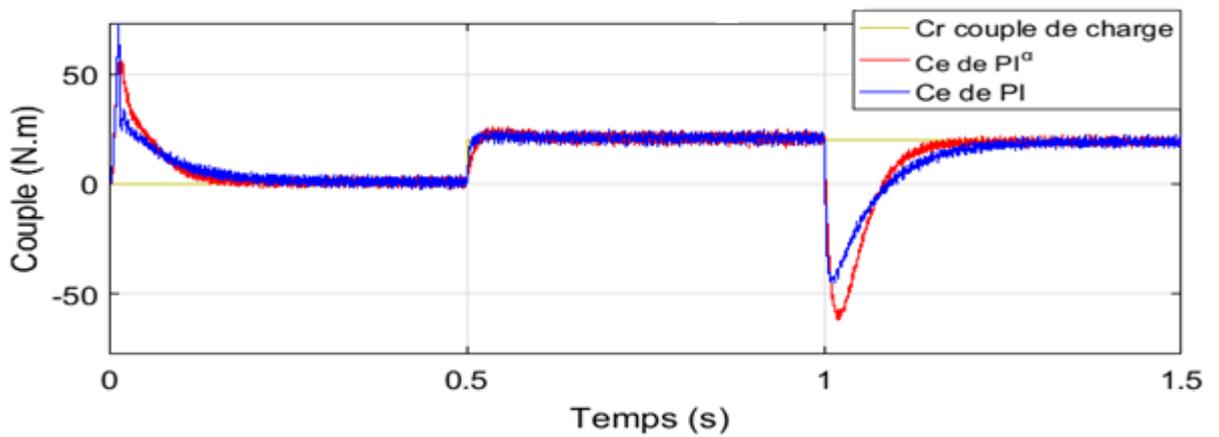


Figure IV.18 Le couple électromagnétique (en charge)

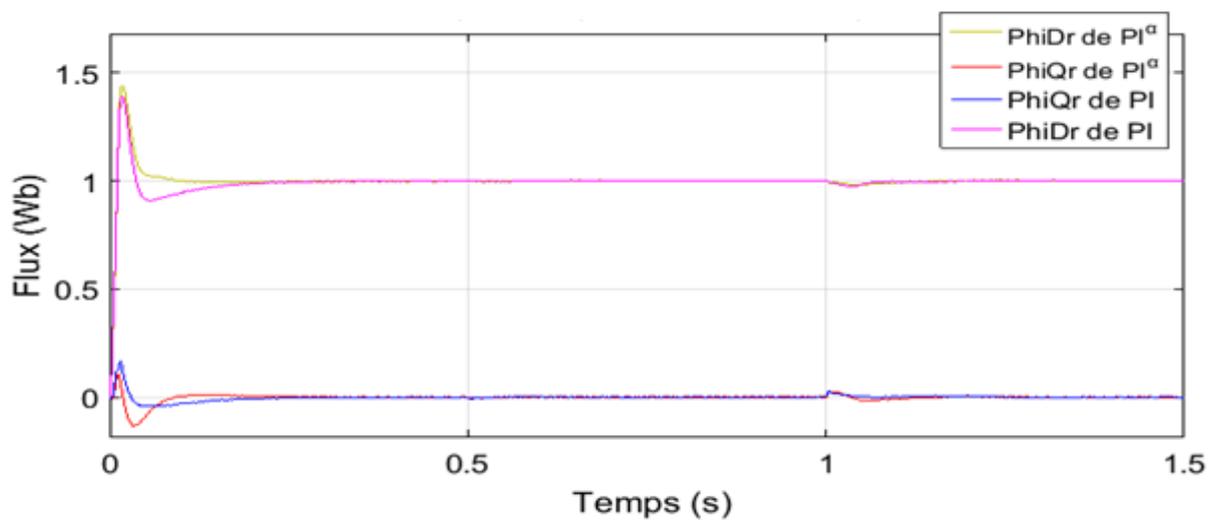


Figure IV.19 Les flux direct et quadrature rotorique (en charge)

### IV.5.1. Analyse des résultats et comparaison

Dans le tableau suivant, nous allons regrouper les performances dynamiques des différents types de régulateurs :

Tableau IV.2 Tableau des performances pour les deux régulateurs

Performances	Types de régulateurs	
	Régulateur classique PI	Régulateur fractionnaire $PI^\alpha$
Dépassement	D% = 0.0307 %	D% = 0.0350 %
Temps de réponse	Trep = 0.36 s	Trep = 0.1850 s
Temps de montée	Tm = 0.0995 s	Tm = 0.0655 s

- La vitesse de rotation avec le régulateur PI suit bien son profil de référence en régulation avec un temps de montée de  $T_m = 0.0995s$  et un dépassement de 0.030 % mais après un temps très court elle rejoint sa consigne avec  $T_{rep} = 0.36 s$ , et garde cette valeur en régime permanent jusqu'à l'introduction du couple à l'instant  $t = 0.5s$  qui génère une diminution importante de la vitesse de rotation.
- La réponse de la vitesse par le régulateur  $PI^\alpha$  présente des meilleures performances du changement vitesse de la trajectoire désirée et rejette la perturbation de charge très rapidement dans la vitesse sans dépassement et avec un temps de montée  $T_m = 0.0655s$  et temps de réponse de  $T_{rep} = 0.1850 s$
- Nous observons aussi, une excellente orientation du flux rotorique sur les deux axes. A l'instant de démarrage de la machine, nous trouvons que le découplage n'est pas parfait, car la réponse du flux rotorique n'est pas constante. Après le démarrage de la machine et à l'instant d'insertion du couple de charge, nous constatons que le flux au rotor suivant l'axe d ' $\varphi_{rd}$ ' reste constant et égal à sa valeur de consigne et le flux rotorique suivant l'axe q ' $\varphi_{rq}$ ' reste pratiquement égal à zéro (la condition imposée par l'orientation du flux rotorique) avec une légère perturbation durant l'application du couple de charge ou l'inversion de la vitesse suivant les deux axes. Donc le principe de découplage est parfait avec les deux régulateurs.

## IV.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats de simulation de la commande vectorielle par régulateur  $PI$  et le régulateur  $PI^\alpha$ , ensuite nous avons procédé à une étude comparative entre les performances des deux régulateurs pour le contrôle de vitesse d'une machine asynchrone. D'après les résultats paramétriques de la technique d'optimisation (PSO), nous pouvons noter que les paramètres de régulateur  $PI^\alpha$  fractionnaire associés à la commande vectorielle montrent leur succès en apportant une nette amélioration des performances dynamiques de la vitesse par rapport à la commande par le régulateur  $PI$  classique.

# CONCLUSION GÉNÉRALE

## Conclusion général

Ce travail présenté dans ce mémoire, apporte une contribution dans le domaine de la commande de machines à induction, via plusieurs types et structures de commande.

Premièrement, nous avons rappelé quelques généralités sur la machine à Induction et ses techniques de commande.

Deuxièmement nous avons présenté la modélisation et la représentation mathématique de la machine étudiée. Cette modélisation nous a permis de simuler le comportement en moteur de la machine dont la complexité a été réduite en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Cette modélisation s'est effectuée dans le repère triphasé et biphasé par l'application de transformation de Park.

Ensuite, nous avons donné une introduction de la commande vectorielle à flux rotorique orienté après avoir détaillé les équations nécessaires pour le calcul des tensions de commande par découplage par compensation et son principe de fonctionnement Cette commande on la transformée sous forme d'un modèle ou un schéma bloc pour pouvoir la valider par le logiciel Matlab/Simulink.

Troisièmement nous avons présenté les définitions de base du calcul fractionnaire avec leurs propriétés, ses techniques Approximation et leur domaine Applications. Puis, nous avons fait un résumé sur la commande  $PI$  d'ordre entier et  $PI^\alpha$  d'ordre fractionnaire. Ensuite un bref rappel sur les techniques d'optimisation par essaim particulaire (PSO) et la définition de la position et vitesse courante associée à une particule. En plus nous avons présenté le logigramme des étapes et Les domaines d'application du technique PSO.

Finalement dans le dernier chapitre, nous avons étudié la commande vectorielle de la MAS basée sur l'algorithme d'optimisation PSO. Ensuite, nous avons développé et simulé un algorithme de contrôle de la vitesse par régulateur  $PI$  et  $PI^\alpha$  optimisé par particule d'essaim (PSO). L'implantation de la technique PSO, dans le but d'optimiser les gains de régulateurs pour avoir une commande performante de la MAS commandée par orientation du flux rotorique, a été faite toujours dans l'environnement Simulink/Matlab. Nous avons réalisé ce travail par une étude comparative des performances entre les deux régulateurs. D'après les résultats obtenus nous constatons que les régulateurs fractionnaires donnent les meilleures performances (rapidité, dépassement minimal et robustesse) par rapport au cas entier.

**RÉFÉRENCES**

**BIBLIOGRAPHIQUE**

- [1] REZGUI Salah Eddine, « Techniques De Commande Avancées De La Machine Asynchrone : Étude Comparative Et Applications », thèse de doctorat, université des frères mentouri Constantine, 08 / 06 / 2015.
- [2] R.ACHOURI M,HIDOUCHE, « Commande vectorielle de la machine asynchrone » mémoire d'ingénieur, Ecole nationale polytechnique 2007.
- [3] Melle Boukhalifa Hadja et Melle Sid Radja. Commande direct du couple d'un moteur asynchrone. Thèse de master en machines électrique et électronique de puissance de l'université Kasdi Merbah-Ouargla 2015.
- [4]. Berrezzek Farid. Modélisation non linéaire des machines électriques pour la commande et le diagnostic. Thèse de doctorat en sciences de l'université Badji Mokhtar-Annaba 2016.
- [5] J.P Caron, J.P Hautier, "Modélisation et commande de la machine asynchrone ", Volume7, Editions TECHNIP, Paris, 1995.
- [6]Souad Chaouche, « Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse», Thèse de doctorat, Université de Batna, 2005.
- [7] Nourddine Benbaha, "Commande Robuste Tolérante aux Défauts :Application à la Machine à Courant Alternatif", Mémoire de magister , Université de Batna, 2009.
- [8] Khelifa Benmansour, « Réalisation d'un banc d'essai pour la Commande et l'Observation des Convertisseurs Multicellulaires Série : Approche Hybride », Thèse de doctorat, Université de Cergy Pontoise (Spécialité Automatique) 29 /06/ 2009
- [9] Benjamin Ayache, Benjamin Bradu, Alexandre Moraux, « Commande d'une MAS par méthode DTC », cours, 2006.
- [10] Nabti Khalil, "Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone", Thèse de doctorat, Université Mentouri, Constantine, 2010
- [11] F.Chevrie et F.Guely, "cahier technique n=° 191 : la logique floue", groupe Schneider, 1998
- [12] B. Kosko, Neural Network and Fwzy Systems: A Dynamical System Approach tc Machine Intelligence, Prentice-Haü, Englewood Cliffs, N J., 1991.
- [13] C. MINH "commande numérique de machines asynchrones par logique floue" Université Laval.
- [14] M. LAMINE, A. TRAORE, « Modélisation et simulation d'une machine Asynchrone à cage à l'aide du logiciel Matlab / Simulink », pp. 38-45, 2004.
- [15] Amel RAMDANE, « Commande par EMCS d'une machine à induction alimentée par un convertisseur de fréquence », Thèse De Magistère, Université de Batna, 2004.
- [16] B. K. Bose, "Modern Power Electronics and AC Drives", Chapitre 8, Prentice Hall, New Jersey, 2001.

- [17] : HOUSSAM AID et Wafa AIVA « Synthèse de loi de commande non-linéaire pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanent », université de Tlemcen, 2013
- [18] Y. D. LANDAU, "Adaptive Control ". The Model Reference Approach. Inc., New York, 1979.
- [19] B. TARK "Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST" Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2003.
- [20] Choubar Khoutir modélisation de la machine asynchrone Mémoire d'ingénieur l'université de m'sila 2006.
- [21] P. Krishnamurthy, F. Khorrani, "Adaptive Partial-State Feedback Control for Induction Motors, American control conference, Denver, Colorado, June 4-6, 2003.
- [22] M. Hamata omar et m. Louchen nourdine « Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone
- [23] I.A. Brin. On the stability of certain systems with distributed and lumped parameters. Automat. Remote Control, 23 :798–807
- [24] S. Momani and K. Al-Khaled. Numerical solutions for systems of fractional differential equations by the decomposition method. Applied Mathematics and Computation, 162 :1351–1365, 2005.
- [25]. Mr Mohamed Chare Commande d'ordre fractionnaire basée sur la "fractionalisation" des correcteurs classiques PID 2014
- [26] S Bazi « Contribution à la Commande Robuste d'une Machine Asynchrone par la Technique PSO' Particle Swarm Optimization' » mémoire de Magister en Electrotechnique l'Université de Batna 2009.
- [27] Podlubny I. ,,,,"Fractional Order Systems and PID  $\mu$  Controllers,"" IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 44, No. 1, pp. 208-214, 1999.
- [28] Slimani Linda. Contribution à l'application de l'optimisation par des méthodes métaheuristiques à l'écoulement de puissance optimal dans un environnement de l'électricité déréglé. Thèse de doctorat de l'université de Batna faculté de science de l'ingénieur département d'électrotechnique , 2009.
- [29] Ioan Cristian TRELEA, "L'essaim de particule vu comme un système dynamique : convergence et choix des paramètres", conf, L'OEP essaim de particules, Paris, 2003.
- [30] Maurice Clerc, L'optimisation par essaim particulaire, Tutorial pour PSO 2003-[http://www.particleswarm.net/oep\\_2003](http://www.particleswarm.net/oep_2003)

[31] R Qi, B Hu, P.H Cournede « PSOTS: A Particle Swarm Optimization Toolbox in Scilab » 978- 1-4244-4453-3 / 09 / 2009 IEEE.

[32] R Mansouri « contribution a l'analyse et la synthèse des systèmes d'ordre fractionnaire par la représentation d'état » thèse de Doctorat en Electrotechnique UMMTO 2008.

# ANNEXES

# Annexe A

## 1. Les paramètres de la machine utilisés dans la simulation sont les suivants :

$P$	Nombre de paires de pôles	2
$L_r$	Inductance cyclique totale rotorique	0.274 H
$L_s$	Inductance cyclique totale statorique	0.274 H
$M$	Inductance mutuelle stator/rotor	0.258 H
$R_r$	Résistance rotorique	3.81 $\Omega$
$R_s$	Résistance statorique	4.85 $\Omega$
$V_{dc}$	Tension	400 V
$\Phi_r$	Le flux rotorique	1
$f$	Fréquence de réseau	50 Hz
$C_r$	Le couple de charge	20 $N.M$

## 2. Constantes mécaniques de la MAS:

$J$	Moment d'inertie	0.031 kgm
$F$	Coefficient de frottement	0.0114 SI

### 3. Paramètres du PSO :

Paramètres de PSO	Symbole	PI	PI <sup>α</sup>
Les coefficients d'accélération	$C_1$	0.01	0.01
	$C_2$	0.01	0.01
Le nombre de variables du problème	$N_d$	2	3
Le nombre de particules de l'essaim	$N_p$	50	50
Le nombre maximal d'itération	$iter_{max}$	5	5
La valeur initiale de la pondération	$\omega_{max}$	0.9	0.9
Valeur finale de la pondération	$\omega_{min}$	0.3	0.3

Avec :

$\omega(iter) = \omega_{max} - \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{iter_{max}} \cdot iter$  Est une pondération qui change à chaque itération Avec :

$\omega_{max} = 0.9$  et  $\omega_{min} = 0.3$

### 4. Paramètres des régulateurs

Les paramètres des régulateurs de vitesse et des courants rotoriques utilisés dans la simulation sont

Le régulateur	PI	PI <sup>α</sup>
Kp	2.53	1.05
Ki	25	22
$\alpha$		0.73
Temps de repense	36 ms	18 ms

# Annexe B

## Modélisation de l'alimentation de la MAS

### ✚ Paramètres l'onduleur et sa stratégie de commande par MLI triangulaire sinusoïdale (MLI) :

Dans ce travail, nous avons étudié la liaison de la MAS avec une source d'alimentation triphasée au niveau du stator, mais doit être relié à travers un convertisseur de fréquence. Ce convertisseur contient un redresseur, un filtre et un onduleur à MLI.

- **Stratégie de commande par MLI de l'onduleur:**

- ✓ Les tensions sinusoïdales de référence :

$$\begin{cases} V_{ra} = V_r \sin(2\pi f_r t) \\ V_{ra} = V_r \sin(2\pi f_r t - 2\pi/3) \\ V_{ra} = V_r \sin(2\pi f_r t + 2\pi/3) \end{cases}$$

- ✓ Les états  $S_a, S_b$  et  $S_c$  des interrupteurs de l'onduleur :

$$S_{abc} = \begin{cases} 1 \text{ si } (V_{abc} - X(t)) \geq 0 \\ 0 \text{ si } (V_{abc} - X(t)) < 0 \end{cases}$$

- ✓ Les paramètres de cette commande sont :

$f_p$ : Fréquence de la porteuse,  $f_r$ : Fréquence de la référence,  $m$ : L'indice de la modulation  $m = f_p/f_r$ ,  $V_p$ : La valeur crête de la porteuse,  $r$ : Le taux de modulation

$r = V_r/V_p$  et  $V_r$ : L'amplitude de la modulante,

- **Description de l'onduleur à deux niveaux**

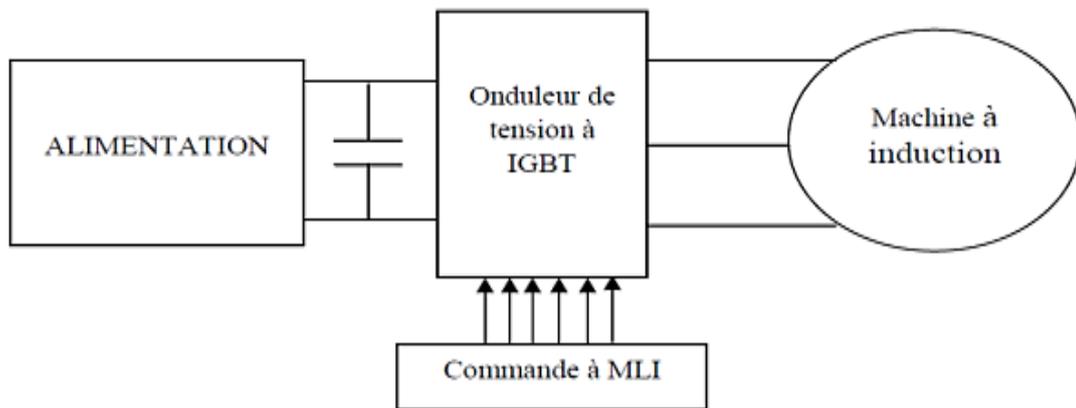
Pour exprimer les tensions de lignes en fonction de la tension dans l'étage continu et de l'état des commutateurs, les variables  $S_a, S_b$  et  $S_c$ , se doivent d'être définies en fonction de l'état des commutations dans les trois branches. Les tensions composées à la sortie du convertisseur s'expriment alors par :

$$\begin{aligned} U_{ab} &= V_{dc}(S_a - S_b) \\ U_{bc} &= V_{dc}(S_b - S_c) \\ U_{ca} &= V_{dc}(S_c - S_a) \end{aligned}$$

Or, si on considère que les tensions sont équilibrées on peut déduire les expressions des tensions en lignes par rapport aux tensions composées

$$\begin{cases} V_a = 1/3 (U_{ab} - U_{ca}) \\ V_b = 1/3 (U_{bc} - U_{cb}) \\ V_c = 1/3 (U_{ab} - U_{bc}) \end{cases}$$

La figure suivante représente l'association l'onduleur de tension –Machine (MAS), où les tensions d'alimentation sinusoïdales  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$ .



Association MAS onduleur de tension à MLI