



REPUBLIQUE ALGERIENNE  
DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT  
SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE LARBI TEBESSI - TEBESSA  
FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

## MEMOIRE

DE FIN D'ETUDES POUR L'OBTENTION DU DIPLOME DE MASTER  
ACADEMIQUE

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Electrotechnique Industrielle

## THEME

*Commande vectorielle d'une Machine Asynchrone Double  
Alimentation (MADA) basée sur les régulateurs PI et la méthode  
essaim de particules (PSO)*

Présenté par les étudiants :

- BENKADI Oussama
- HATTABI Mohammed Elhadi

Devant le jury :

Dr. BOUCHEMHA AMEL	MCA	Encadreur
Dr. DJEBBAR MOHAMED SALAH	MCB	Président
Dr. BOUGUERNE ABLA	MCB	Examineur

*Année Universitaire 2019 / 2020*

# Remerciements

*Premièrement et dernièrement, tout le remerciement à Allah qui nous a donné la Patience, le courage et la force pour réaliser ce travail.*

*Nous remercions Dr. Bouchemha Amel notre encadreur de mémoire qui nous a permis de réaliser ce travail dans les meilleures conditions. Merci aussi pour nous avoir fait partager votre expérience et votre culture scientifique et pour Votre confiance. Travailler sous votre direction a été un plaisir et un honneur.*

*Nous remercions très sincèrement Dr DJEBBAR MOHAMED SALAH et Dr. BOUGUERNE ABLA d'avoir accepté de juger ce travail*

*Nos sincères remerciements à l'ensemble des enseignants,  
A tout le personnel du département de Génie Electrique  
Merci à tous les personnes qui nous ont aidés à arriver à cette  
fin*

## RESUME

L'objectif principal de ce manuscrit est le contrôle de la vitesse de rotation de la machine à induction à double alimentation (DFIM) en utilisant deux techniques différentes, la première en optimisant les gains  $K_p$  et  $K_i$  du régulateur PI classique et la seconde en utilisant la méthode méthereustique basé sur l'algorithme d'optimisation PSO (PSO: Particle Swarm Optimization). Dans le cadre de ce travail, nous cherchons à déterminer les coefficients des régulateurs (PI) utilisés pour le contrôle vectoriel de flux rotor orienté de la machine asynchrone à double alimentation sans recourir aux méthodes analytiques classiques pour calculer les gains des régulateurs. Pour atteindre cet objectif, nous avons utilisé une méthode méthereustique basée sur l'algorithme PSO en minimisant l'erreur dans le système entre le signal d'entrée et le signal de sortie. 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 seul convertisseur relié au rotor.

**Mots Clés :** Machine asynchrone à double alimentation (MADA), Commande vectorielle à flux rotorique orienté, Régulateur PI classique, optimisation par essaim de particules (PSO).

## Abstract

The main objective of this manuscript is the control of the rotation speed of the double-fed induction machine (DFIM) using two different techniques, the first by optimizing the  $K_p$  and  $K_i$  gains of the classical PI regulator and the second by using the methareustic method based on the PSO optimization algorithm (PSO: Particle Swarm Optimization). Within the framework of this work, we seek to determine the coefficients of the regulators (PI) used for the oriented rotor flux vector control of the double-fed asynchronous machine without the recourse to classical analytical methods to calculate the regulators gains. To achieve this goal, we used a methareustic method based on the PSO algorithm by minimizing the error in the system between the input signal and the output signal. After having given the mathematical formulas necessary for the application of the oriented rotor flux vector control, we developed the block diagrams using the Matlab / Simulink software to simulate this control using a single converter connected to the rotor.

**Keywords:** Doubly fed induction machine (DFIM), Oriented rotor flux vector control, Classic PI regulator, Particle Swarm Optimization (PSO).

## ملخص

الهدف الرئيسي من هذه المذكرة هو التحكم في سرعة دوران آلة الحث ذات التغذية المزدوجة (DFIM) باستخدام تقنيتين مختلفتين ، الأولى عن طريق تحسين مكاسب  $K_p$  و  $K_i$  لمنظم PI الكلاسيكي والثانية باستخدام طريقة methareustic بناءً على خوارزمية تحسين PSO (PSO: Particle Swarm Optimization). في إطار هذا العمل ، نسعى لتحديد معاملات المنظمين (PI) المستخدمة للتحكم في ناقل تدفق الدوار الموجه للآلة غير المتزامنة ذات التغذية المزدوجة دون اللجوء إلى الأساليب التحليلية الكلاسيكية لحساب مكاسب المنظمين. لتحقيق هذا الهدف استخدمنا طريقة methareustic تعتمد على استعمال خوارزمية المعتمدة على سرب الجزيئات PSO عن طريق تقليل الخطأ في النظام بين إشارة الإدخال وإشارة الخرج.

بعد إعطاء الصيغ الرياضية اللازمة لتطبيق التحكم في متجه تدفق الدوار الموجه، قمنا بتطوير مخططات الكتلة باستخدام برنامج / Matlab Simulink لمحاكاة هذا التحكم باستخدام محول واحد متصل بالدوار.

**الكلمات المفتاحية:** آلة التغذية المزدوجة غير المتزامنة (DFIM) ، التحكم في ناقل الدوار الموجه ، منظم PI الكلاسيكي ، تحسين سرب الجسيمات (PSO) ،

## LISTE DES FIGURES

Figure (1.1)	Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA	4
Figure (1.2)	Les quatre modes de fonctionnement de la MADA.	5
Figure (1.3)	Représentation de la MADA simple.	6
Figure (1.4)	MADA commandée par deux onduleurs alimentés à travers deux redresseurs.	6
Figure (1.5)	MADA alimentée par deux onduleurs avec un redresseur commun.	7
Figure (1.6)	Représentation électrique de l'enroulement triphasé de la MADA	8
Figure (1.7)	Transformation de Park.	11
Figure (1.8)	Schéma bloc de simulation de la MADA alimentée par le réseau triphasé équilibré et un convertisseur.	15
Figure (1.9)	(a) La vitesse de rotation et (b) Le couple électromagnétique.	15
Figure (1.10)	Flux rotorique et statorique direct et quadratique de la MADA	16
Figure (1.11)	Les courants rotorique et statorique direct et quadratique de la MADA	16
Figure (1.12)	La vitesse et Le couple électromagnétique de MADA avec application d'un couple de charge appliqué à $t=2s$ .	17
Figure (1.13)	Flux rotorique et statorique direct et quadratique de MADA à charge.	17
Figure (1.14)	les courants rotorique et statorique direct et quadratique de la MADA	17
Figure (3.1)	Volée d'Anser en formation en V	39
Figure (3.2)	Différents types de topologie pour un essaim de particules	39
Figure (3.3)	(a) schéma de principe du déplacement d'une particule, (b) schéma vectorielle du déplacement	42
Figure (3.4)	Organigramme générale de l'algorithme PSO	43
Figure (3.5)	Bloc diagramme d'implantation des PSO pour l'ajustement du PI	43
Figure (3.6)	Variation de la vitesse par la technique (PSO)(test N°01)	45
Figure (3.7)	Variation de la vitesse par la technique (PSO)(test N°02)	46
Figure (3.8)	Variation de la vitesse par la technique (PSO)(test N°03)	46
Figure (3.9)	Variation de la vitesse par la technique (PSO) pour la MADA à charge (test N°01)	47
Figure (3.10)	Variation de la vitesse par la technique (PSO) de la MADA à charge (test N°02)	47
Figure (3.11)	Variation de la vitesse par la technique (PSO) de la MADA à charge (test N°03)	48

**LISTE DES TABLEAUX**

Tableau (3.1)	Les paramètre de régulateur vitesse avec le technique (P.S.O)	45
---------------	---	----

Tableau (3.2)	Les paramètre de régulateur vitesse avec le technique (P.S.O)	47
---------------	---	----

## Notation de Symbole

$C_{em}$ :	Couple électromagnétique de la machine.
$C_r$ :	Couple résistant.
$f_r$ :	Coefficient de frottement visqueux.
$I_a$ :	Courant d'induit.
$I_s$ et $I_r$ :	Courant statorique et rotorique.
$i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}$ et $i_{qr}$ :	Courants statoriques et rotoriques dans le repère (d,q).
$I_{qr\_réf}$ :	Courant rotorique quadratique de référence
$I_{dr\_réf}$ :	Courant rotorique direct de référence
$J$ :	L'inertie des parties tournantes
$L_{ss}$ :	Matrice d'inductances statorique
$L_{rr}$ :	Matrice d'inductances rotorique
$M_{sr}$ :	Matrice des inductances mutuelles
$p$ :	Nombre de pair de pole de la MADA
$P(\theta)$ :	Matrice de transformation de Park
$R_s$ :	Résistance d'une phase statorique.
$R_r$ :	Résistance d'une phase rotorique.
$U_s$ :	Tension appliquée au stator.
$U_r$ :	Tension appliquée au rotor.
$U_{dr}, U_{qr}$ :	Tensions rotoriques directs et en quadrature du système diphasé.
$U_{ds}, U_{qs}$ :	Tensions statoriques directs et en quadrature du système diphasé.
$U_{qr\_réf}$ :	Tension rotorique quadratique de référence
$U_{dr\_réf}$ :	Tension rotorique direct de référence
$U_{qr-comp}$ :	Tension de compensation quadratique
$U_{dr-comp}$ :	Tension de compensation directe
$I_{dr\_réf}$ :	Courant rotorique direct de référence.
$I_{qr\_réf}$ :	Courant rotorique quadratique de référence.
$\Phi_{dr\_réf}$ :	Flux rotorique direct de référence.
$C_{em\_réf}$ :	Couple électromagnétique de référence.
$\omega_s$ et $\omega_r$ :	Pulsations statorique, rotorique.
$\theta_s$ :	L'angle électrique entre l'axe $a_s$ et l'axe d.
$\theta_r$ :	L'angle électrique entre l'axe $a_r$ et l'axe d.

$\theta$ :	La position angulaire du rotor par rapport au stator.
$x_{abc}$ :	Axes triphasés réels
$x_{dqo}$ :	Axes diphasés
$\Omega$ :	Vitesse de rotation de l'axe de la MADA
$\Omega_{réf}$ :	Vitesse de référence
$\varphi_s, \varphi_r$ :	Flux statorique et rotorique
$\varphi_{dr}$ et $\varphi_{qr}$ :	Composantes du flux rotorique dans le repère (d,q)
$\varphi_{ds}$ , $\varphi_{qs}$ :	Composantes du flux statorique dans le repère (d,q)
$\xi$ :	Coefficient d'amortissement
$w_n$	Pulsation propre
$K_{pv}$ et $K_{iv}$	Les coefficients de régulateur de vitesse.
$K_{pi}$ et $K_{ii}$	Les coefficients de régulateur de courant.
$e$ :	l'erreur de la vitesse.
$de$ :	La variation de l'erreur de vitesse.
$dC_{em}$ :	La variation du couple électromagnétique.
$K_e, K_{de}$ et $K_{du}$ :	Les facteurs d'échelle ou de normalisation.

## Abréviations

<b>MADA:</b>	Machine Asynchrone à Double Alimentation.
<b>MCC :</b>	Machine à Courant Continu.
<b>FOC :</b>	Commande à flux orienté.
<b>MLI :</b>	Modulation de Largeur d'Impulsions.
<b>PI:</b>	Régulateur Proportionnel Intégrale.

## SOMMAIRE

Remerciement	I	
Résumé	II	
Liste des figures	III	
Liste des tableaux	IV	
Notation de Symbole	V	
Abréviations	VI	
Sommaire	VII	
Introduction générale	1	
<b>CHAPITRE I</b>		
<b>Etude et Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation</b>		
1.1	Introduction	4
1.2	Description et fonctionnement de la MADA	4
1.2.1	Description de la MADA	4
1.2.2	Modes de fonctionnement de la MADA	4
1.2.3	Différentes stratégies d'alimentation de la MADA	5
1.2.3.1	Commande de la MADA par un seul convertisseur	5
1.2.3.2	Commande de la MADA par deux convertisseurs	6
1.3	Avantages et inconvénients de la MADA	7
1.3.1	Avantages de la MADA	7
1.3.2	Inconvénients de la MADA	7
1.4	Modélisation de la MADA	8
1.4.1	Modèle mathématique de la MADA	9
1.4.1.1	Hypothèses de simplification	9
1.4.1.2	Equations électriques	9
1.4.1.3	Les équations magnétiques de la MADA	9
1.4.1.4	Equation mécanique	10
1.4.2	Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère de PARK	11
1.4.2.1	Transformation de Park	11
1.4.2.2	Modèle de la MADA dans le référentiel de Park	11
1.4.2.3	Modèle de la MADA dans le repère de Park sous forme d'équation d'état	13
1.5	Résultats de simulation et interprétation	15
1.6	Conclusion	18
<b>CHAPITRE II</b>		
<b>Commande Vectorielle de Machine Asynchrone à Double Alimentation</b>		
2.1	Introduction	20
2.2.	Généralité sur la commande vectorielle	20
2.2.1	But et principe de la commande vectorielle	20
2.2.2.	Les différentes techniques de la commande vectorielle	21
2.2.2.1	Commande vectorielle directe	22
2.2.2.2	Commande vectorielle indirecte	22
2.2.3	Avantages et inconvénients de la commande vectorielle	23



2.2.3.1	Les avantages	23
2.2.3.2	Les inconvénients	23
2.3	Application de la commande vectorielle à la MADA	23
2.3.1	Procède d'orientation du flux	24
2.3.2	Les différents choix de repères de référence	24
2.3.3	Commande vectorielle de la MADA par orientation du flux rotorique	25
2.3.4	Découplage par compensation	28
2.3.3.1	Dimensionnement des régulateurs	29
2.4	Résultats et Interprétation	31
2.4.1	Démarrage à vide	31
2.4.2	Démarrage à charge avec changement de consigne et inversion de sens de rotation	34
2.5	Conclusion	36
<b>CHAPITRE III</b>		
<b>Commande Vectorielle de la MADA basé sur L'algorithme PSO</b>		<b>37</b>
3.1	Introduction	38
3.2	Principe de fonctionnement de l'optimisation d'Essaim de Particules (Particle Swarm Optimization : PSO).	38
3.2.1	Définition de l'optimisation et de la fonction objective.	38
3.2.2	Motivation de l'utilisation de l'algorithme P.S.O	38
3.2.3	Les éléments de l'algorithme P.S.O	39
3.2.4	Définition de la position et de la vitesse courante associée à une particule	40
3.3	Conception et déroulement de l'algorithme	42
3.3.1	Application de l'algorithme PSO à l'optimisation du régulateur PI pour la commande de la MADA	43
3.3.2	Déroulement de l'algorithme	44
3.4	Résultats et Interprétation	44
3.4.1	Résultats de simulation de la technique (P.S.O) pour commande vectorielle de la MADA à vide.	45
3.4.2	Résultats de simulation de la technique (P.S.O) pour commande vectorielle de la MADA à charge	46
3.5	Conclusion	48
Conclusion générale		49
Annexe		50
Bibliographie		53

### Introduction générale

La machine asynchrone à double alimentation MADA en anglais « *Double Field Induction Machine DFIM* » connue depuis 1899, est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures : le stator et le rotor. Elle a été d'abord étudiée pour être utilisée en tant que moteur à grande vitesse. Le schéma de raccordement de cette machine consiste à connecter le stator directement au réseau (génératrice non autonome), ou avec des batteries de condensateurs (fonctionnement dit autonome), alors que le rotor est alimenté à travers le convertisseur de puissance contrôlé. Cette solution est plus attractive pour toutes les applications où les variations de vitesse sont limitées autour de celle de synchronisme. [8]. La machine asynchrone à cage ou à double alimentation est essentiellement non linéaire, dû au couplage entre le flux et le couple électromagnétique. Le contrôle vectoriel par orientation du flux selon un axe privilégié permet d'assurer un découplage entre le flux et le couple.

Le premier objectif de notre travail est la modélisation de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique permettant ainsi de découpler la MADA afin de rendre son fonctionnement similaire à celui d'une machine à courant continu, cela grâce au découplage réalisé entre le flux et le couple électromagnétique. Pour l'alimentation de la machine, nous avons étudié l'association de la MADA avec un système d'alimentation à fréquence variable au stator et au rotor. La machine est alors alimentée par un onduleur de tension MLI (***MLI, Modulation de Largeurs d'Impulsion ou PWM, Pulse Width Modulation***)[1-18]. Les coefficients des régulateurs (PI) utilisés au sein de la commande vectorielle, où ils sont directement calculés à partir des paramètres de la machine.

Plus récemment, une autre méthode d'optimisation nommée « optimisation par particule d'essaim », soit en anglais « ParticleSwarmOptimization » (PSO), inspirée de l'intelligence d'essaim a attiré les chercheurs et faite exploiter dans différents domaines d'optimisation. La variation des paramètres électriques et mécaniques dégradent les performances des commandes et peuvent amener, dans certains cas, à des fonctionnements instables. La technique de réglage par l'algorithme PSO, permet à la commande d'être insensible à de telles variations, ainsi la vitesse est peu affectée par les perturbations et suit sa consigne [1-17]. Donc, le second objectif de ce présent travail s'oriente principalement vers la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone doublement alimentée en utilisant l'algorithme PSO pour le calcul des paramètres du régulateur PI tout en visualisant la fonction objective qui consiste à minimiser l'erreur dans un système asservi entre le signal d'entrée et le signal de sortie. Cette commande est réalisée en contrôlant la vitesse de rotation de la machine par des régulateurs PI et des régulateur PI associé au PSO.

#### Organisation du mémoire :

Ce mémoire est organisé de la manière suivante:

- Le premier chapitre est consacré à l'étude théorique de la MADA en mettant l'accent sur son principe de fonctionnement, les différentes stratégies de commande, ses inconvénients et ses avantages. La modélisation détaillée de cette machine avec son système d'alimentation a été aussi présentée. Les résultats du comportement de la MADA à vide et en charge seront aussi présent dans ce chapitre.
- Le deuxième chapitre est consacré à l'étude d'une structure du contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique de la MADA munie d'un réglage de vitesse par un PI classique. Les performances de cette commande vectorielle seront démontrées par des résultats de simulation.
- Le troisième chapitre décrit le principe de l'optimisation par l'essaim de particules (PSO). Au début nous allons exposer une étude générale sur la méthode d'optimisation d'essaim de particules (PSO) dans le but d'optimiser les gains du régulateur PI. Les résultats obtenus de d'implantation de la technique PSO, dans le but d'optimiser les gains du régulateur PI feront aussi l'objet de ce chapitre
- Enfin, Nous terminons ce présent travail par une conclusion générale.

# **Chapitre 1**

## **Etude et Modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)**

## 1.1.Introduction

La Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) a fait l'objet de nombreuses recherches principalement dans son fonctionnement en génératrice pour des applications d'énergie renouvelable ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime [5]. Dans ce chapitre, il sera question de modélisation de la machine asynchrone à double alimentation. Nous donnerons de manière détaillée le modèle mathématique équivalent. Ensuite, nous présenterons d'une façon succincte l'alimentation de cette machine par un onduleur de tension commandés par une MLI.

## 1.2.Description et fonctionnement de la MADA

### 1.2.1.Description de la MADA

La première apparition de cette machine date de l'année 1899, il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation. La machine asynchrone à double alimentation à rotor bobiné est composée, comme toute machine à courant alternatif, d'un stator et d'un rotor. Le stator est identique à celui des machines triphasées classiques constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles vient s'insérer les enroulements. Le rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles mais il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne voir figure (1.1) [1].

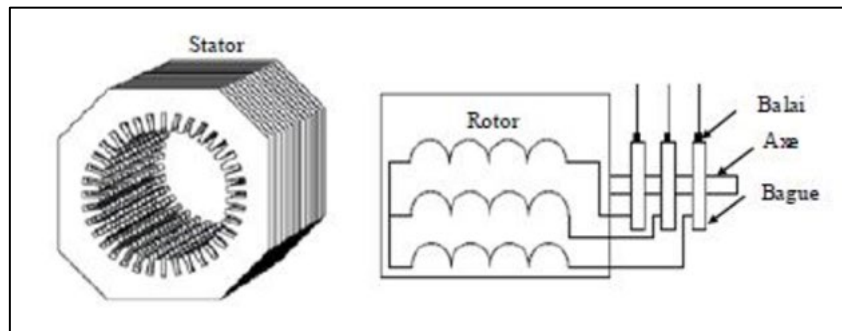
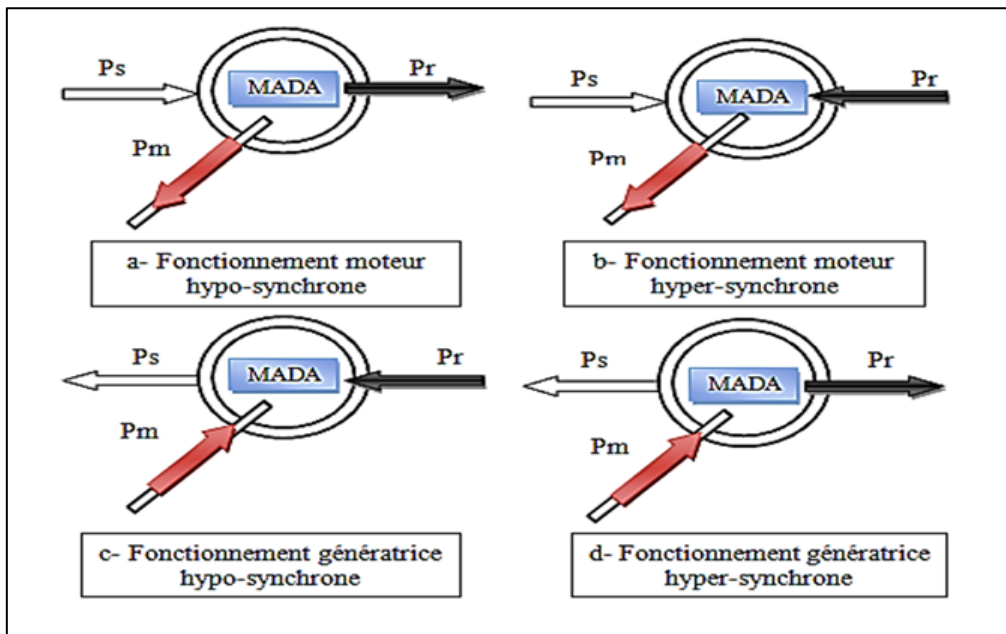


Figure (1.1) : Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA

### 1.2.2.Modes de fonctionnement de la MADA

La Machine asynchrone double alimentation a deux fonctionnements fondamentaux, elle fonctionne en moteur ou en génératrice. La MADA est excitée simultanément au stator et au rotor respectivement, avec deux fréquences imposées par deux sources d'alimentations. Une certaine synchronisation entre les deux champs est exigée pour garantir une certaine stabilité de la machine [2]. En effet, une machine à cage peut tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au-dessus pour être en générateur. Ici, c'est

la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper ou hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur [2]. Comme la MADA est parfaitement commandable si en toutefois le flux des puissances sont complètement bien contrôlés dans les enroulements du rotor. Puisque la MADA peut fonctionner en moteur comme générateur aux vitesses hypo-synchrones et hyper-synchrones, on distingue quatre modes opérationnels caractéristiques de la machine (voir figure suivante).



Figure(1.2):Les quatre modes de fonctionnement de la MADA.

La combinaison linéaire dite relation d'autopilotage liant les pulsations statorique  $\omega_s$  et rotorique  $\omega_r$  à la vitesse électrique  $\omega$  du rotor, telle, telle que :

$$\omega = P.\Omega = \omega_s \pm \omega_r \tag{1.1}$$

(-) pour fonctionnement hyper-synchrone et (+) pour fonctionnement hypo-synchrone.

Offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper-synchronisme ou hypo-synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur [2]

### 1.2.3. Différentes stratégies d'alimentation de la MADA

Selon le mode de fonctionnement, le domaine d'application et la commande de la MADA, il existe plusieurs stratégies d'alimentation. Dans cette partie, nous allons présenter trois configurations concernant la stratégie de commande de la MADA par des convertisseurs électriques.

#### 1.2.3.1. Commande de la MADA par un seul convertisseur

Dans ce type de fonctionnement, le stator est relié directement au réseau équilibré à fréquence et tension constantes, tandis que le rotor est relié à son propre convertisseur composé d'un redresseur, d'un filtre et d'un onduleur. Cette structure appelée aussi la

**cascade hyposynchrone** ; la plus simple permet de contrôler la puissance active et réactive statorique à la fois en régime permanent et transitoire. La machine dans ce cas peut fonctionner en moteur ou générateur, mais l'application la plus courante est l'utilisation dans les systèmes de production d'énergie électrique notamment les systèmes éoliens et hydrauliques, [3].

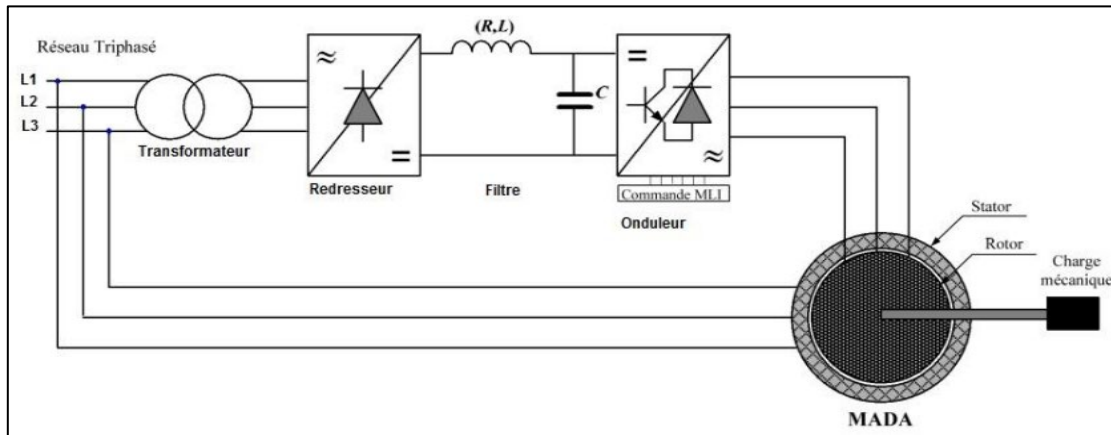


Figure (1. 3) : Représentation de la MADA simple.

**1.2.3.2. Commande de la MADA par deux convertisseurs.**

Ce type d'alimentation peut prendre deux formes, [4] :

- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs conformément à la figure (1.4);
- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun;

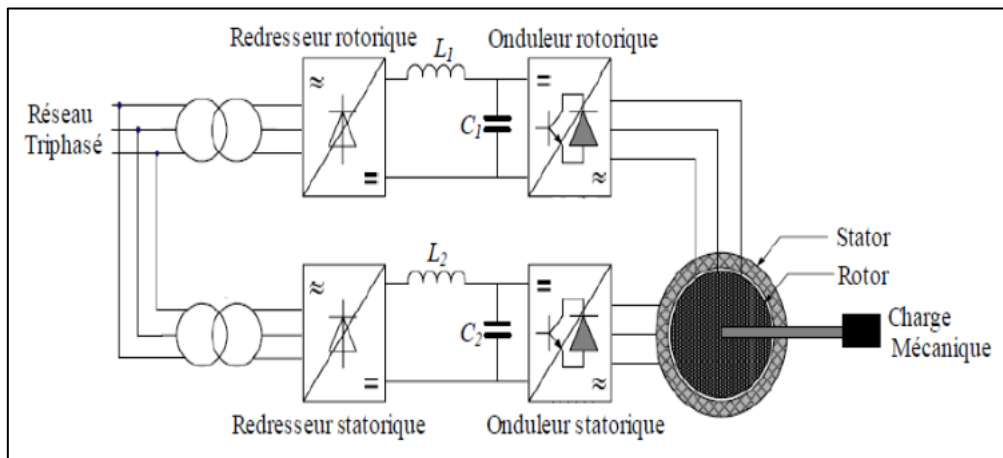


Figure (1.4) : MADA commandée par deux onduleurs alimentés à travers deux redresseurs.

Cette structure est évidemment la structure la plus générale du système. Les deux redresseurs ont une source d'alimentation commune qui est le réseau triphasé [3]. La deuxième structure est semblable à la précédente, sauf que les onduleurs sont alimentés par un seul redresseur. Cette structure est représentée par la figure suivante [6] :

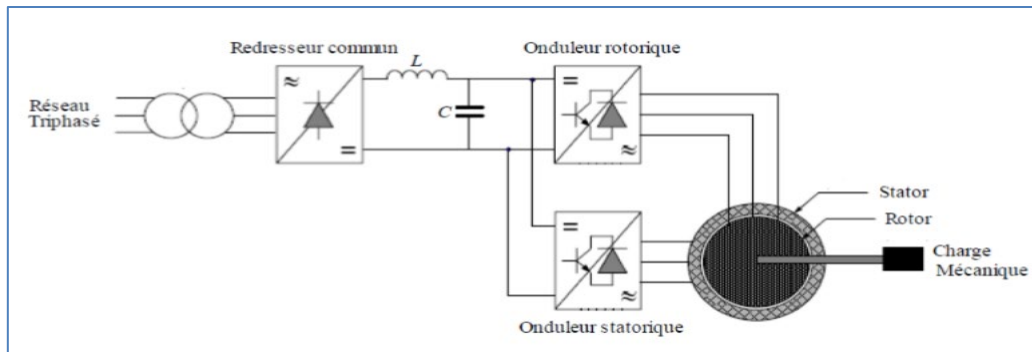


Figure (1.5) : MADA alimentée par deux onduleurs avec un redresseur commun.

Ces deux dernières structures de commande sont utilisées généralement dans le fonctionnement en moteur, pour les applications de traction électrique [3].

### 1.3. Avantages et inconvénients de la MADA [7]

Comme tout système dynamique, la MADA présente des avantages et des inconvénients lors de son fonctionnement à vitesse variable. On peut mettre l'accent surtout en ce qui concerne la gamme de la vitesse opérationnelle et de la puissance d'entraînement ou bien la puissance générée par cette dernière en mode génératrice. La MADA a aussi un comportement souple à la commande. Dans ce qui suit, on donnera quelques une.

#### 1.3.1. Avantages de la MADA

La MADA présente plusieurs avantages à savoir:

- Le courant de démarrage est moins élevé que le moteur à cage.
- Le couple de démarrage est supérieur que le moteur à cage.
- La vitesse peut être réglée par un convertisseur de fréquence et La capacité de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse autour de la vitesse de synchronisme.
- L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance avec toutes les possibilités de récupération ou l'injection d'énergie dans les enroulements de la machine.
- L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille des convertisseurs d'environ 70% en faisant varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques.
- La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse nominale.

#### 1.3.2. Inconvénients de la MADA [8]

- Un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus important que celui de la machine à cage (un redresseur et un onduleur).



- Elle est plus volumineuse qu'une machine asynchrone à cage de puissance équivalente. L'aspect multi-convertisseurs, augmente le nombre de convertisseurs et par conséquent le prix.
- Le coût total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage.

### 1.4.Modélisation de la MADA

Pour réaliser une commande efficace d'un système dynamique dans les différents régimes de fonctionnement, on doit disposer le modèle mathématique qui représente le comportement réel du système. Afin d'établir la modélisation de la MADA, nous allons déterminer le modèle d'une machine asynchrone à rotor bobiné. Ce modèle sera établi de la même manière que le modèle de la machine à cage avec comme différence l'existence de tensions rotoriques non nulles [2]. La figure suivante représente l'enroulement triphasé de la MADA.

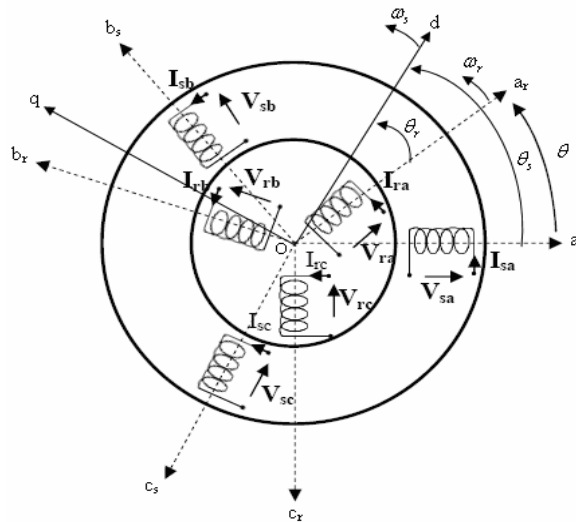


Figure (1.6) : Représentation électrique de l'enroulement triphasé de la MADA

Telle que :

as, bs, cs : correspondent aux trois phases du stator.

ar, br, cr : correspondent aux trois phases du rotor.

Les deux axes Od et Oq, sont perpendiculaires et serviront à transformer les équations de la machine. Leurs positions peuvent être quelconques vue l'isotropie du stator et du rotor.

$$Oas, Od = \theta_s; Oar, Od = \theta_r \text{ et } Oas, Oar = \theta_s - \theta_r = \theta$$

L'angle  $\theta$  caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator, d'où la vitesse angulaire :

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \tag{1.2}$$

Avec :  $\omega = P\Omega$  où  $\Omega$  est la vitesse de rotation angulaire mécanique, et P est le nombre de paires de pôles.

### 1.4.1. Modèle mathématique de la MADA

#### 1.4.1.1. Hypothèses de simplification

On adopte les hypothèses simplificatrices qui tout en permettant de simplifier notablement les calculs, conduisent à des résultats suffisamment précis pour la plus part des applications ; ces hypothèses sont les suivantes:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.
- Circuit magnétique non saturé et perméabilité constante.
- La saturation du circuit magnétique, le phénomène l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les relations entre les flux et les courants sont d'ordre linéaire.
- Le bobinage statorique ( $S_a, S_b, S_c$ ) est décalé entre eux par un angle de  $(2\pi/3)$ .
- Le bobinage rotorique ( $R_a, R_b, R_c$ ) est identique de répartition et similaire à celles du stator .

#### 1.4.1.2. Equations électriques

A partir de la loi de Faraday qui donne la relation entre la tension  $V$  aux bornes d'une bobine de résistance  $R$  d'inductance  $L$ , le courant  $i$  ; la variation du flux est donnée par :

$$\frac{d\phi}{dt} = V - R \cdot i \quad (1.3)$$

Les équations des tensions statoriques et les tensions rotoriques sont alors par :

$$\begin{cases} [U_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \\ [U_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r] \end{cases} \quad (1.4)$$

$$\text{Où : } [U_s] = \begin{bmatrix} U_{as} \\ U_{bs} \\ U_{cs} \end{bmatrix} ; [I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \text{ et } [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$$[U_r] = \begin{bmatrix} U_{ar} \\ U_{br} \\ U_{cr} \end{bmatrix} ; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \text{ et } [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Où:  $[R_s]$ : Matrice des résistance statorique,  $[R_r]$ : Matrice des résistance rotorique,  $[U_s]$  : vecteur de tension stator,  $[U_r]$ : vecteur de tension rotor et  $[I_s]$ ,  $[I_r]$ : vecteur des courants de stator et rotor.

#### 1.4.1.3. Les équations magnétiques de la MADA

D'après la notion de flux l'induction propre et mutuelle nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\varphi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (1.5)$$

$$\text{Tel que : } [L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}, \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

D'autre part :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Avec:  $M_0$  : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et la phase correspondante du rotor (leurs axes magnétiques sont, alors, alignés).  $[M_{sr}]$  l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique et  $[M_{rs}]^T$  matrice des inductance mutuelle.

En remplaçant les flux par leurs expressions dans (1.5), on obtient :

$$\begin{cases} [U_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [U_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (1.6)$$

#### 1.4.1.4. Equation mécanique

L'étude des régimes transitoires fait intervenir, en plus des grandeurs électriques, les grandeurs mécaniques. Ainsi, pour compléter le modèle, nous devons ajouter l'équation mécanique déduite à partir du théorème des moments, est donnée comme suit :

$$C_{em} = C_r + f_r \Omega + J \frac{d\Omega}{dt} \quad (1.7)$$

Avec respectivement :  $J$ : le moment d'inertie du moteur ;  $f_r$ : le coefficient de frottement visqueux ;  $C_{em}$ : le couple électromagnétique délivré par le moteur et  $C_r$ : le couple résistant, ou de charge.

Le couple électromagnétique peut être dérivé aussi de l'expression de la co-énergie ou obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. Il en résulte plusieurs expressions toutes égales :

$$C_{em} = P [I_s]^t \frac{d}{dt} [[M_{sr}][I_r]] \quad (1.8)$$

Avec P le nombre de paire de pôle de la MADA

On utilise les transformations mathématiques pour décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles.

**1.4.2.Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère de PARK**

**1.4.2.1.Transformation de Park.**

La MADA est une machine fortement couplée, sa représentation dans le système triphasé est par conséquent particulièrement complexe. Pour mieux représenter le comportement de la machine, il est nécessaire de faire appel à un modèle précis et suffisamment simple.La transformation de Park permet de transformer les grandeurs statoriques et rotoriques triphasées en grandeurs équivalentes représentées dans un repère orthogonal. Donc, le passage du repère triphasée (a, b, c) au repère biphasée (α, β) suivie d'une rotation au repère (d,q). Le modèle diphasé (d,q) donné par la transformation de Park  $P(\theta)$  définie par :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{1.9}$$

Ainsi, toute grandeur triphasée de la MADA peut s'écrire en utilisant :  $[x_{dq0}] = [P(\theta)][x_{abc}]$ .

La matrice de transformation inverse est définie comme suit :

$$P(\theta)^{-1} = P_{32}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \tag{1.10}$$

Le passage des enroulements de la MADA triphasée en des enroulements biphasé orthogonaux équivalents selon les axes (d-q) lié au champ tournant est illustré sur la figure suivante.

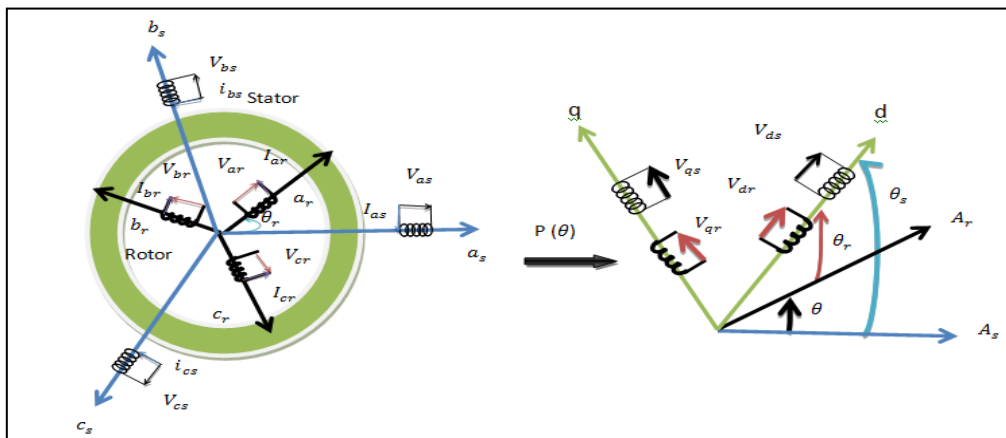


Figure (1.7) : Transformation de Park

**1.4.2.2.Modèle de la MADA dans le référentiel de Park**

❖ Les équations des tensions

En appliquant la transformation de Park, L'expression électrique devient alors :

$$\begin{bmatrix} U_{ds} \\ U_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

On peut écrire :

$$U_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \varphi_{qs} \quad (1.12)$$

$$U_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \varphi_{ds}$$

De manière similaire, et en suivant les mêmes étapes, nous obtenons pour le rotor l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} U_{dr} \\ U_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

On peut écrire :

$$U_{dr} = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \cdot \varphi_{qr} \quad (1.14)$$

$$U_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \cdot \varphi_{dr}$$

$$\text{Avec : } \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = 2\pi \cdot f_s \quad , \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega \quad \text{et} \quad \theta_s = \theta + \theta_r \quad (1.15)$$

❖ Les équations des flux

En appliquant la transformation de Park à l'expression magnétique:

$$[\Phi_{sdq}] = [P(\theta_s)] \cdot [L_{ss}] \cdot [P^{-1}(\theta_s)] \cdot [I_{sdq}] + [P(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P^{-1}(\theta_r)] \cdot [I_{rdq}] \quad (1.16)$$

$$L_s = l_s - M_s$$

Et en introduisant les inductances cycliques :

$$M = \frac{3}{2} \cdot M_{sr}$$

L'expression des flux statorique devient alors :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

On peut écrire alors :

$$\begin{aligned}\varphi_{ds} &= L_s \cdot I_{ds} + M \cdot I_{dr} \\ \varphi_{qs} &= L_s \cdot I_{qs} + M \cdot I_{qr}\end{aligned}\quad (1.18)$$

De la même manière, en appliquant la transformation de Park à l'équation du flux rotorique, et en introduisant l'inductance cyclique :  $L_r = l_r - M_r$  ; on aura :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix}\quad (1.19)$$

On peut écrire :

$$\begin{aligned}\varphi_{dr} &= L_r \cdot I_{dr} + M \cdot I_{ds} \\ \varphi_{qr} &= L_r \cdot I_{qr} + M \cdot I_{qs}\end{aligned}\quad (1.20)$$

### ❖ Couple électromagnétique

Grâce à la méthode du bilan des puissances instantanées, nous pouvons avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales :

$$\begin{cases} C_e = P \cdot (\Phi_{qr} \cdot I_{dr} - \Phi_{dr} \cdot I_{qr}) \\ C_e = P \cdot (\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds}) \\ C_e = P \cdot M \cdot (I_{dr} \cdot I_{qs} - I_{ds} \cdot I_{qr}) \\ C_e = P \cdot \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} \cdot I_{qs} - \Phi_{qr} \cdot I_{ds}) \end{cases}\quad (1.21)$$

### ❖ Puissance active et réactive

Les puissances actives et réactives statoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} P = U_{ds} I_{ds} + U_{qs} I_{qs} \\ Q = U_{qs} I_{ds} - U_{ds} I_{qs} \end{cases}\quad (1.22)$$

#### 1.4.2.3. Modèle de la MADA dans le repère de Park sous forme d'équation d'état

Pour la machine asynchrone à double alimentation les variables de contrôle sont les tensions statoriques et rotoriques. En considérant les courants statoriques et rotoriques comme des vecteurs d'état, alors le modèle de la MADA est décrit par l'équation d'état suivante [7] :

$$\frac{dx}{dt} = A \cdot x + BU \quad (1.23)$$

Avec :

$x$  : Vecteur d'état ;  $A$  : Matrice d'évolution d'état du système ;  $B$  : Matrice de la commande et  $U$  : Vecteur du système de commande.

A partir de l'équation ( 1.5),(1.12) et (1.14) on obtient les équations:

$$\begin{aligned}
U_{ds} &= \frac{M}{L_r} U_{dr} + R_s I_{ds} + \delta \frac{dI_{ds}}{dt} - \frac{MR_r}{L_r} I_{dr} + \frac{M\omega_r}{L_r} (L_r I_{qr} + MI_{qs}) - \omega_s (L_s I_{qs} + MI_{qr}) \\
U_{qs} &= \frac{M}{L_r} U_{qr} + R_s I_{qs} + \delta \frac{dI_{qs}}{dt} - \frac{MR_r}{L_r} I_{qr} - \frac{M\omega_r}{L_r} (L_r I_{dr} + MI_{ds}) + \omega_s (L_s I_{ds} + MI_{dr}) \\
U_{dr} &= \frac{1}{L_s} U_{ds} + R_r I_{dr} + \alpha \frac{dI_{dr}}{dt} - \frac{R_s}{L_s} I_{ds} + \frac{\omega_s}{L_s} (L_s I_{qs} + MI_{qr}) - \omega_r (L_r I_{qr} + MI_{qs}) \\
U_{qr} &= \frac{1}{L_s} U_{qs} + R_r I_{qr} + \alpha \frac{dI_{qr}}{dt} - \frac{R_s}{L_s} I_{qs} - \frac{\omega_s}{L_s} (L_s I_{ds} + MI_{dr}) + \omega_r (L_r I_{dr} + MI_{ds})
\end{aligned} \tag{1.24}$$

En posant  $\delta_1 = (L_s - \frac{M^2}{L_r})$  et  $\alpha = (L_r - \frac{M}{L_s})$ , après la simplification, on obtient:

$$\begin{aligned}
\frac{dI_{ds}}{dt} &= \frac{1}{\delta_1} U_{ds} - \frac{M}{\delta_1 L_r} U_{dr} - \frac{R_s}{\delta_1} I_{ds} + \frac{MR_r}{\delta_1 L_r} I_{dr} + I_{qr} \left( \frac{M\omega_s}{\delta_1} - \frac{M\omega_r}{\delta_1} \right) + I_{qs} \left( \frac{L_s \omega_s}{\delta_1} - \frac{\omega_r M^2}{\delta_1 L_r} \right) \\
\frac{dI_{qs}}{dt} &= \frac{1}{\delta_1} U_{qs} - \frac{M}{\delta_1 L_r} U_{qr} - \frac{R_s}{\delta_1} I_{qs} + \frac{MR_r}{\delta_1 L_r} I_{qr} + I_{dr} \left( \frac{M\omega_r}{\delta_1} - \frac{M\omega_s}{\delta_1} \right) + I_{ds} \left( -\frac{L_s \omega_s}{\delta_1} + \frac{\omega_r M^2}{\delta_1 L_r} \right) \\
\frac{dI_{dr}}{dt} &= \frac{1}{\alpha} U_{dr} - \frac{1}{\alpha L_s} U_{ds} - \frac{R_r}{\alpha} I_{dr} + \frac{R_s}{\alpha L_s} I_{ds} + I_{qs} \left( \frac{M\omega_r}{\alpha} - \frac{\omega_s}{\alpha} \right) + I_{qr} \left( \frac{M\omega_s}{\alpha L_s} + \frac{L_r \omega_r}{\alpha} \right) \\
\frac{dI_{qr}}{dt} &= \frac{1}{\alpha} U_{qr} - \frac{1}{\alpha L_s} U_{qs} - \frac{R_r}{\alpha} I_{qr} + \frac{R_s}{\alpha L_s} I_{qs} + I_{ds} \left( \frac{\omega_s}{\alpha} - \frac{M\omega_r}{\alpha} \right) + I_{dr} \left( \frac{M\omega_s}{\alpha L_s} - \frac{L_r \omega_r}{\alpha} \right)
\end{aligned} \tag{1.25}$$

En choisissant :  $x = [I_{ds}, I_{qs}, I_{dr}, I_{qr}]$  et  $U = [U_{ds}, U_{qs}, U_{dr}, U_{qr}]^T$ ; alors :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\delta_1} & \frac{L_s \omega_s}{\delta_1} - \frac{\omega_r M^2}{\delta_1 L_r} & \frac{MR_r}{\delta_1 L_r} & \frac{M\omega_s}{\delta_1} - \frac{M\omega_r}{\delta_1} \\ -\frac{L_s \omega_s}{\delta_1} + \frac{\omega_r M^2}{\delta_1 L_r} & -\frac{R_s}{\delta_1} & \frac{M\omega_r}{\delta_1} - \frac{M\omega_s}{\delta_1} & \frac{MR_r}{\delta_1 L_r} \\ \frac{R_s}{\alpha L_s} & \frac{M\omega_r}{\alpha} - \frac{\omega_s}{\alpha} & -\frac{R_r}{\alpha} & \frac{M\omega_s}{\alpha L_s} - \frac{L_r \omega_r}{\alpha} \\ \frac{\omega_s}{\alpha} - \frac{M\omega_r}{\alpha} & \frac{R_s}{\alpha L_s} & \frac{M\omega_s}{\alpha L_s} - \frac{L_r \omega_r}{\alpha} & -\frac{R_r}{\alpha} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\delta_1} & 0 & -\frac{M}{\delta_1 L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\delta_1} & 0 & -\frac{M}{\delta_1 L_r} \\ -\frac{1}{\alpha L_s} & 0 & \frac{1}{\alpha} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\alpha L_s} & 0 & \frac{1}{\alpha} \end{bmatrix}$$

## 1.5. Résultats de simulation et interprétation

Dans notre travail, le stator de la MADA est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à travers à travers un convertisseur de fréquence. Ce convertisseur contient un redresseur double alternance, un filtre et un onduleur. La tension de ce dernier est contrôlée par une technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion) sinus-triangle, qui permet le réglage simultané de la fréquence et de la tension de sortie de l'onduleur. Le modèle de comportement donné à la figure suivante est utilisé pour la modélisation et la simulation de la MADA en utilisant MATLAB-Simulink ; Ainsi, nous pouvons déterminer et analyser les différentes caractéristiques du couple, de la vitesse, du flux et des courants pour étudier le comportement de la MADA à vide, puis à charge avec un couple résistant.

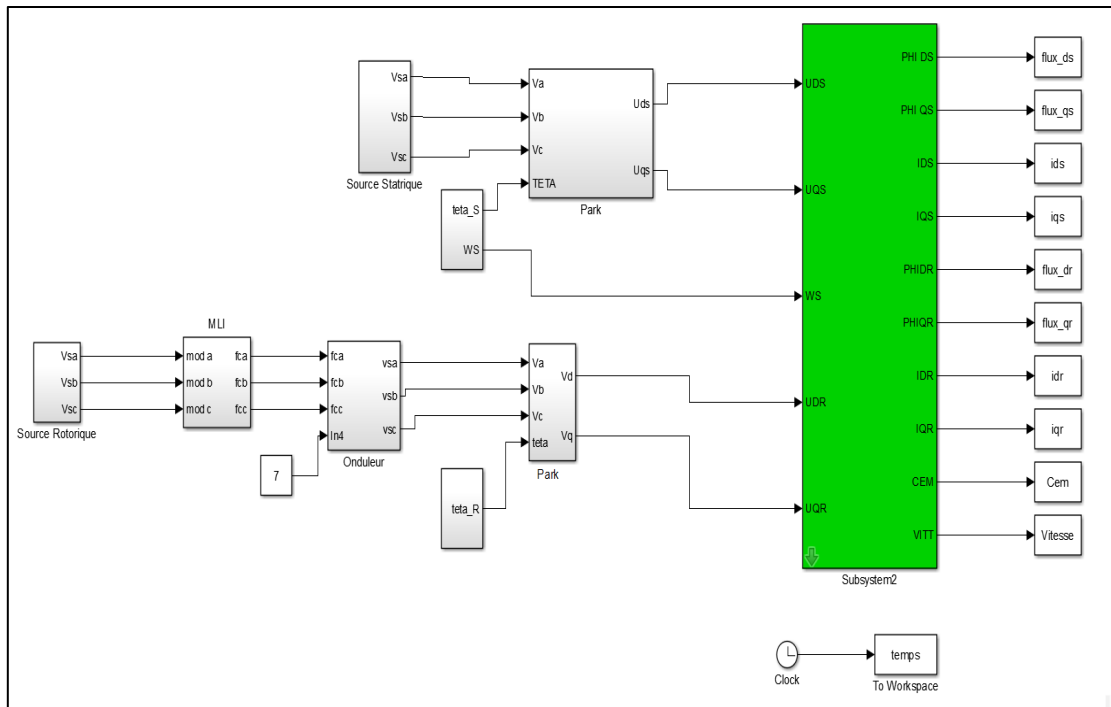


Figure (1.8) : Schéma bloc de simulation de la MADA alimentée par le réseau triphasé équilibré et un convertisseur

Les paramètres de la machine asynchrone à double alimentation utilisé dans la simulation seront donnés dans l'annexe.

● **Fonctionnement à vide**

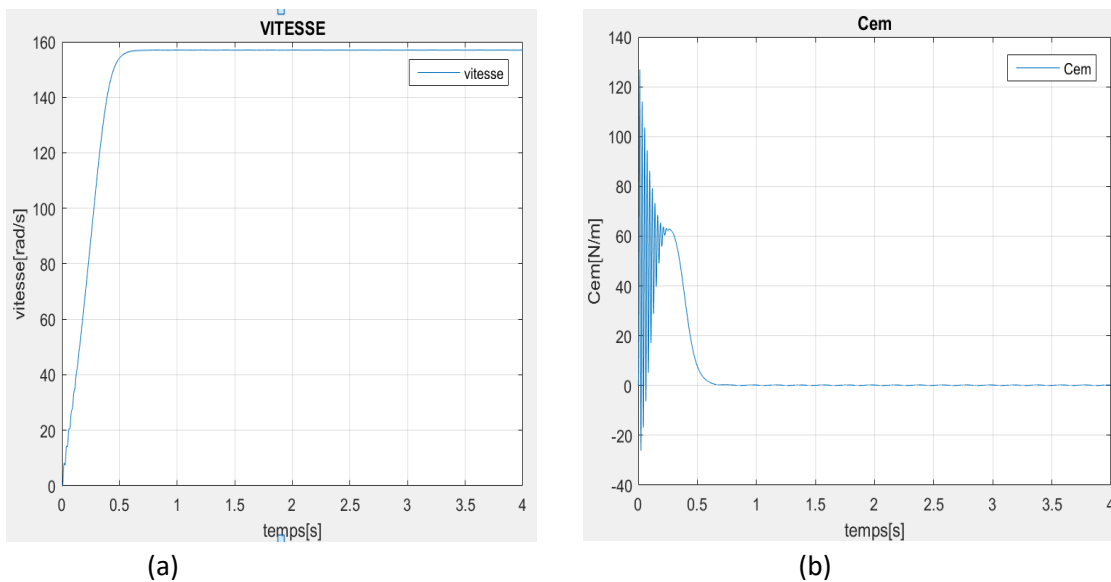


Figure (1.9): (a) La vitesse de rotation et (b) Le couple électromagnétique



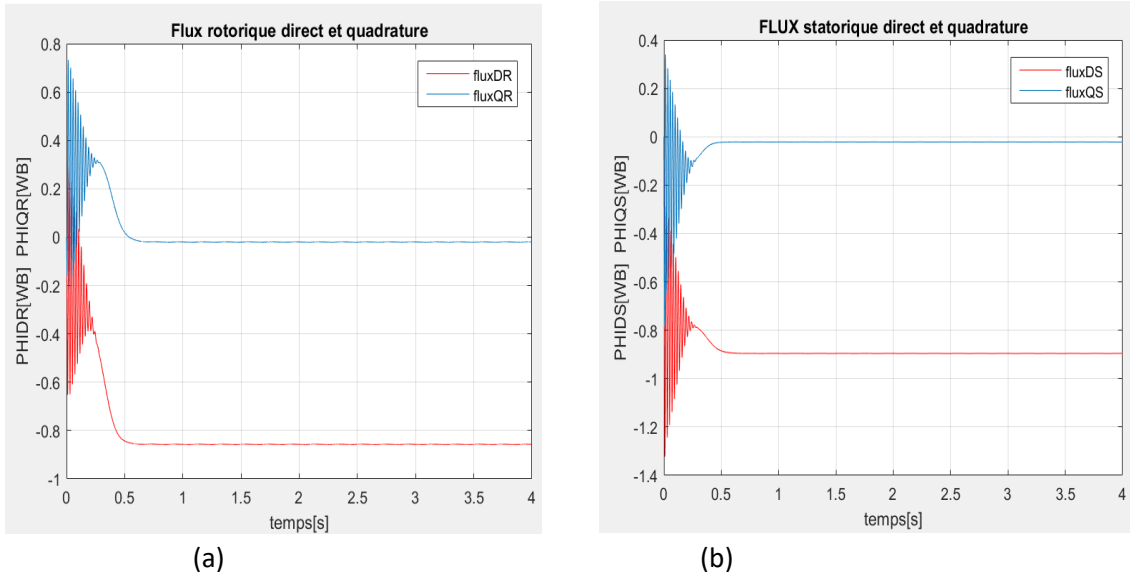


Figure (1.10) : Flux rotorique et statorique direct et quadratique de la MADA

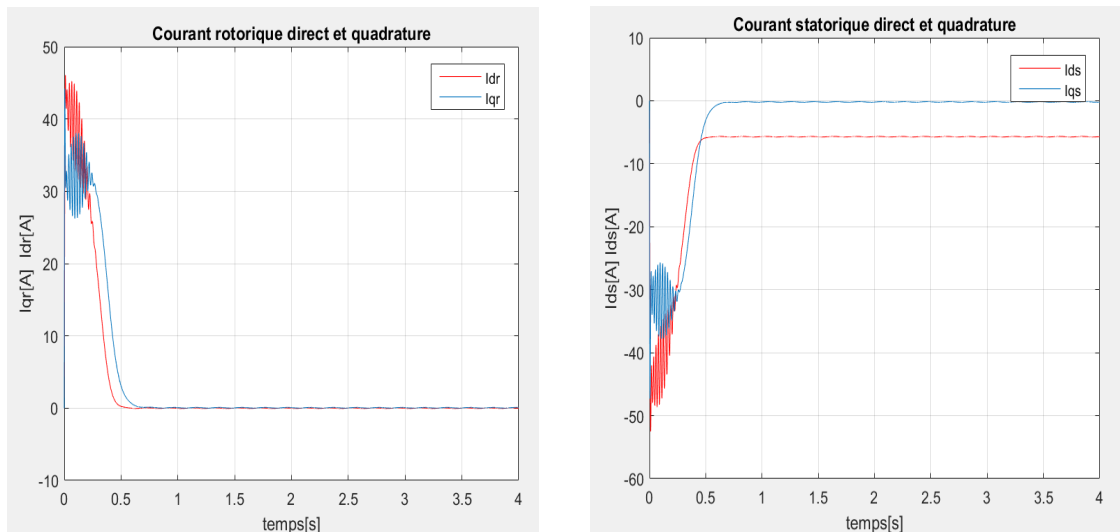


Figure (1.11) : Les courants rotorique et statorique direct et quadratique de la MADA

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse Figure(1.9) augmente d'une manière presque linéaire jusqu'à ce qu'elle prenne la valeur 157(rad/s) à  $t = 1$  s début du régime permanent. Le couple électromagnétique est très important au démarrage. Il atteint sa valeur maximale 130 (N.m) et présente des oscillations qui disparaissent à  $t=0.04$  s où il prend la valeur 65(N.m); puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise  $t= 0.6$ s à une faible valeur 0.3 (N.m), qui correspond à la compensation des pertes par frottement. Les flux rotoriques Figure (1.10) passent aussi par un régime transitoire oscillatoire, et puis se stabilisent .Le flux selon l'axe (d) se stabilise à la valeur de  $-0.9$  Wb; par contre, le flux selon l'axe (q) tend vers une valeur nulle. Les courants statoriques Figure (1.11) présentent des dépassements induisant de forts appels de courant, pour permettre au couple électromagnétique de vaincre l'inertie de la machine, mais ils disparaissent au régime permanent.

● **Fonctionnement à charge**

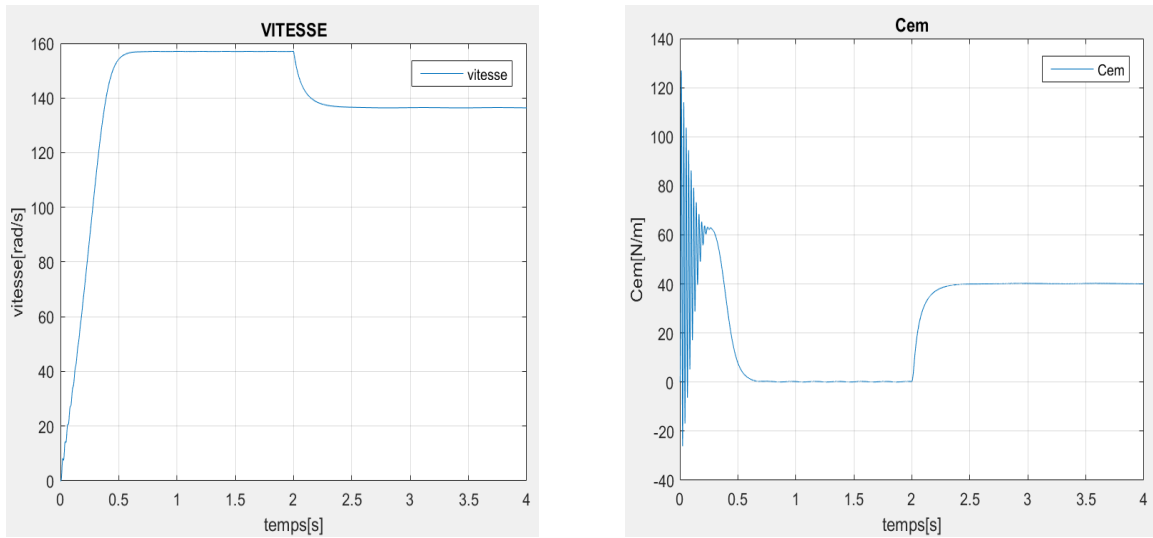


Figure (1.12): La vitesse et Le couple électromagnétique de MADA avec application d'un couple de charge appliqué à t=2s

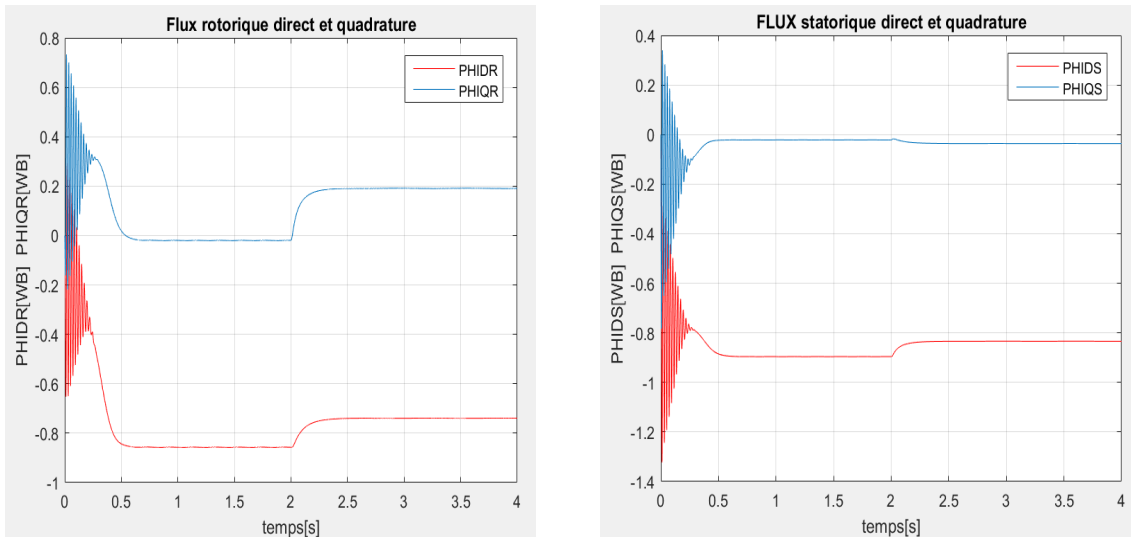


Figure (1.13): Flux rotorique et statorique direct et quadratique de MADA à charge

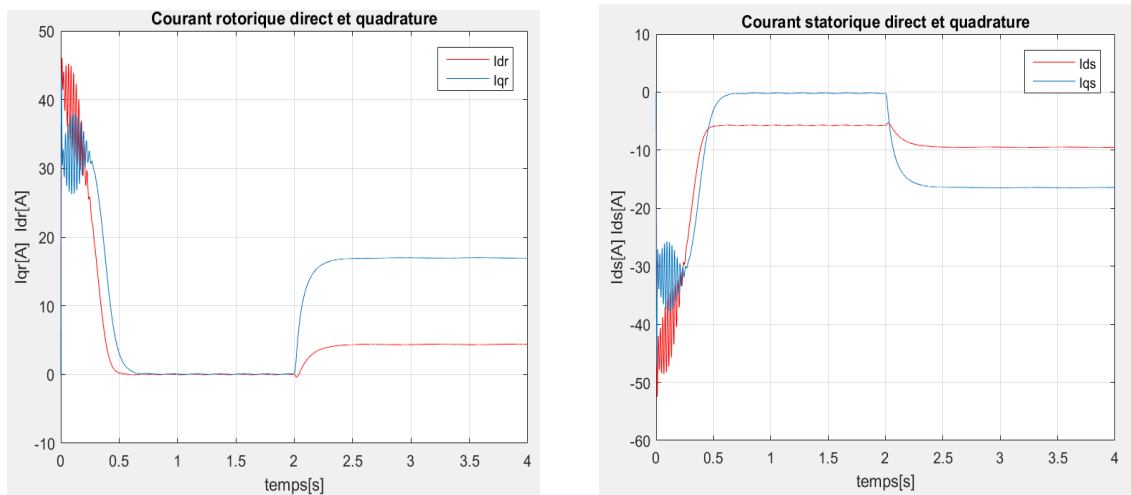


Figure (1.14) : les courants rotorique et statorique direct et quadratique de la MADA

En appliquant la charge  $C_r = 20\text{N.m}$  (machine en fonctionnement moteur) à l'instant  $t = 2\text{s}$ , on constate que la vitesse et les courants statoriques selon (d,q) diminuent et se stabilisent respectivement à une vitesse de  $1500\text{tr/min}$ ,  $I_{ds} = -9.48\text{ A}$ ,  $I_{qs} = -16.44\text{A}$ . Par contre, on remarque que le couple électromagnétique, les courants statoriques et les flux rotoriques selon (d, q) augmentent, puis se stabilisent respectivement à  $C_e = 39.9\text{N.m}$  (supérieur au couple de charge),  $\varphi_{dr} = -0.74\text{Wb}$  et  $\varphi_{qr} = 0.19\text{Wb}$ .

## 1.6.CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté le modèle de la MADA auquel on a appliqué la transformation de Park pour le rendre linéaire et plus adapté à la commande. Cette modélisation utilisée a été faite dans le repère de Park lié au champ tournant sous quelques hypothèses simplificatrices. On a utilisé la transformation de Park pour réduire considérablement la complexité du modèle qui permet de passer d'un repère triphasé à un repère orthogonale. Ce modèle de comportement de la MADA, comporte un redresseur, un filtre et un onduleur ; pour ce dernier, nous avons appliqué une technique de commande MLI (triangule-sinus). Pour une meilleure performance de la MADA, nous avons opté d'alimenter le stator à partir du réseau avec une tension complexe de  $380\text{V}$  à  $400\text{ V}$  et de fréquence  $f_s = 50\text{ Hz}$ , alors que le rotor sera alimenté à partir d'un onduleur avec une tension ne dépasse pas  $5\text{V}$  à  $12\text{V}$ . Pour améliorer le comportement dynamique de la machine lorsqu'elle est soumise a des perturbations. La modélisation de la MADA et son système d'alimentation a pour but de faciliter la mise en œuvre de la commande vectorielle. Cette dernière est le sujet chapitre suivant.

## **Chapitre II**

# **Commande Vectorielle de Machine Asynchrone à Double Alimentation**

## 2.1. Introduction

La commande vectorielle de la MADA en utilisant le régulateur classique PI présente des bonnes performances à cette machine qui lui rend similaire à une machine à courant continu à excitation séparée. Dans une machine asynchrone, l'angle entre le champ tournant statorique et le champ tournant rotorique varie en fonction de la charge et de la vitesse de glissement, ce qui provoque des interactions complexes et des réponses oscillatoires [9-10]. Blaschke et Hasse ont proposé une méthode dite : La **commande vectorielle**, aussi appelée **commande à flux orienté** (*field-oriented control* en anglais ou FOC) permettant de transformer les coordonnées de champs, où les courants statoriques triphasés d'un moteur électrique à courants alternatifs en deux composantes orthogonales. La première composante permet le réglage du flux magnétique du moteur, tandis que la seconde règle le couple. Ils sont alors découplés et le fonctionnement devient alors similaire à celui d'un moteur à courant continu [6]. De nombreuses variantes de ce principe de commande ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer [2] :

- ✓ Méthode directe développée par Blaschke (DFOC : Direct *Field-Oriented Control*) ;
- ✓ Méthode indirecte développée par Hasse. (IFOC: Indirect *Field-Oriented Control*);

Dans ce chapitre, nous allons présenter une étude détaillée de la commande vectorielle appliquée à la MADA et précisément la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté.

## 2.2. Généralité sur la commande vectorielle

### 2.2.1. But et principe de la commande vectorielle

Cette technique repose l'orientation du flux dans la machine asynchrone à double alimentation (MADA), soit au stator, soit au rotor ou dans l'entrefer dans le repère de Park ( $d, q$ ) suivant l'un des axes ( $d$ ) ou ( $q$ ). Le but de cette commande est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit). Donc le contrôle des courants suivant l'axe  $d$  va déterminer l'état magnétique de la machine, alors que le contrôle des courants suivant l'axe  $q$  nous assure le couple nécessaire [11]. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple, une grande plage de commande de vitesse et une haute efficacité pour une grande plage de charge en régime permanent [4]. Pour cela, il faut orienter l'un des flux (statorique, rotorique ou magnétisation) de la MADA  $\varphi_s$ ,  $\varphi_r$  ou  $\varphi_m$  au choix, afin d'obtenir un découplage flux-courant et couple-courant ce qui nous permet de faire un contrôle du

couple indépendamment du flux [13] et d'obtenir une réponse très rapide du couple. Le comportement de la MADA devient similaire à celui de la machine à courant continu comme le montre la Figure (2.1).

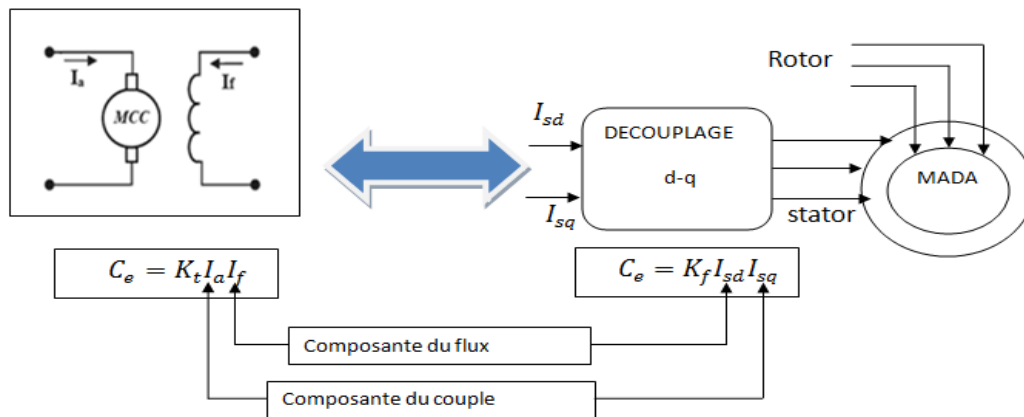


Figure (2.1) Schéma de principe du découplage pour le MADA par analogie avec la machine à courant continu

Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Afin d'obtenir un contrôle analogue à celui de la machine à courant continu à excitation séparée  $I_{sd}$ , est analogue au courant d'excitation, tandis que le courant est analogue au courant d'induit  $I_{sq}$ . Par conséquent, les deux composantes et sont mutuellement découplées [6]. Pour simplifier la commande il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel.

### 2.2.2. Les différentes techniques de la commande vectorielle

De nombreuses variantes de la technique de commande des machines alternatives ont été présentées dans la littérature. Tous les travaux de recherches effectués sur la commande vectorielle à flux orienté se classent en deux méthodes principales [8]:

- Méthode directe (Feedback control) développée par Blaschke.
- Méthode indirecte développée par Hasse.

En général il y a plusieurs classifications des méthodes de commande vectorielle [20]:

#### a- Suivant la source d'énergie :

- Commande en tension ;
- Commande en courant) ;

#### b- Suivant l'orientation du repère (d,q)

- Orientation du flux rotorique avec les conditions  $\varphi_{rd} = \varphi_r$  et  $\varphi_{rq} = 0$ ;
- Orientation du flux statorique avec les conditions  $\varphi_{sd} = \varphi_s$  et  $\varphi_{sq} = 0$ ;
- Orientation du flux de l'entrefer avec les conditions  $\varphi_{dg} = \varphi_g$  et  $\varphi_{dq} = 0$ ;

#### c- Suivant la détermination de la position du flux :

- ✚ Directe par mesure ou observation de vecteur flux (module, phase)
- ✚ Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

Les méthodes de commande vectorielle, directe et indirecte, se différencient principalement par la méthode de détermination de l'angle de Park qui représente la phase du flux orientée dans le repère.

### 2.2.2.1. Commande vectorielle directe

Cette méthode a été proposée par Blaschke et rendue publique vers 1970, (Feedback control), elle se base sur la connaissance exacte du flux (statorique dans notre cas) et de sa position. [12-15] Il faut donc procéder à une série de mesures aux bornes du variateur. Une première possibilité est de placer des capteurs dans le bobinage statorique et de mesurer directement les composantes du flux de manière à en déduire l'amplitude et la phase. Les capteurs mécaniquement fragiles sont soumis à des contraintes sévères dues aux vibrations et à l'échauffement. En outre, ce mode nécessite l'utilisation d'un moteur équipé de capteurs de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa construction. Par conséquent, dans la grande majorité de cas, on fait appel à des estimateurs ou des observateurs à partir des mesures effectuées sur le variateur. La méthode directe a l'avantage de prendre beaucoup moins les variations de paramètres de la machine [10].

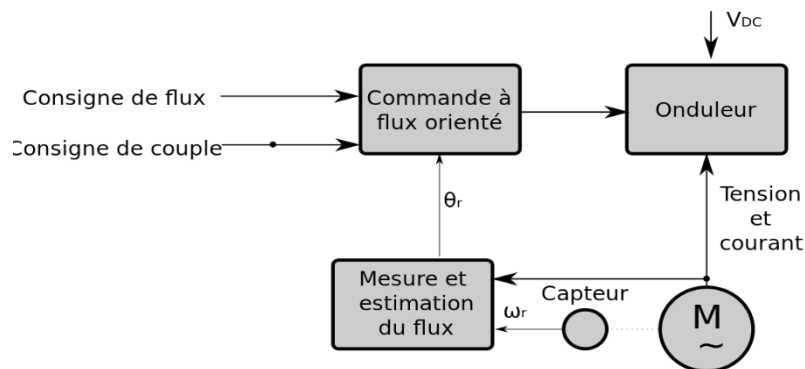


Figure (2.2) Schéma de principe de la commande à flux orienté directe

### 2.2.2.2. Commande vectorielle indirecte

La méthode indirecte a été introduite par K. Hasse. Le principe de cette méthode consiste à ne pas mesurer (ou estimer) l'amplitude de flux mais seulement sa position. Elle consiste à estimer la position du vecteur de flux, et régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire. Cette méthode a été favorisée par le développement des microprocesseurs, elle est très sensible aux variations paramétriques de la machine. Il est important de souligner que la méthode indirecte est la plus simple à

réaliser et la plus utilisée que la méthode directe, mais le choix entre les deux méthodes varie d'une application à l'autre [10].

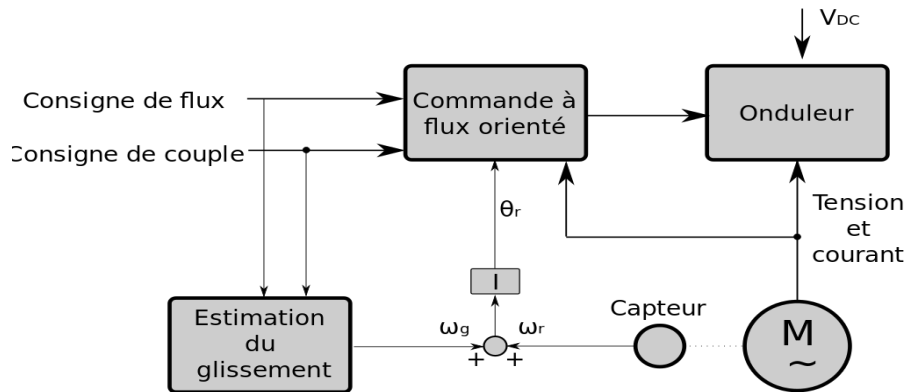


Figure (2.3) Schéma de principe de la commande à flux orienté indirecte.

### 2.2.3. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle

#### 2.2.3.1. Les avantages

La commande vectorielle a les avantages suivants [2]

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

#### 2.2.3.2. Les inconvénients

Elle a également certains inconvénients [2]

- ⇒ Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- ⇒ De mauvais paramètres entraînent une erreur sur le couple.
- ⇒ Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle  $\theta_s$  estimé.
- ⇒ La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande.
- ⇒ Très chère et coûteuse.

### 2.3. Application de la commande vectorielle à la MADA

L'application de la commande vectorielle à la MADA consiste à réaliser un découplage entre les grandeurs générant le couple et le flux. Pour cela, on peut régler le flux par une composante du courant statorique ou rotorique  $i_{ds}$  ou  $i_{dr}$  et le couple par l'autre composante  $i_{qs}$  ou  $i_{qr}$ . Ainsi, la dynamique de la MADA sera ramenée à celle d'une machine



à courant continu [11]. L'expression du couple électromagnétique d'une machine à courant continu compensée à excitation séparée, en absence de la saturation est donnée par :

$$C_e = K_a \cdot I_a \cdot \varphi(I_f) \quad (2.1)$$

Où  $I_a$ : Le courant d'induit,  $I_f$ : Le courant d'excitation et  $\varphi(I_f)$ : est le flux imposé par le courant d'excitation.

Selon l'expression (2.1), le flux dépend du courant d'excitation. Alors, si le flux est constant le contrôle du couple se fait uniquement par le courant. Donc la production du couple et la création du flux sont indépendantes [11].

### 2.3.1. Procède d'orientation du flux

Plusieurs choix peuvent être faits, nous décidons d'orienter notre repère suivant un vecteur flux : la variable essentielle de notre contrôle. Il reste donc à déterminer le flux que nous allons retenir pour orienter notre repère (d-q) :

- Le flux statorique
- Le flux rotorique
- Le flux d'entrefer

L'orientation de l'axe d suivant la direction du flux rotorique sera la méthode choisie dans notre travail.

### 2.3.2. Les différents choix de repères de référence

La commande vectorielle est basée sur le choix d'un repère de référence. Dans la commande vectorielle, le flux est orienté selon l'axe d de façon à ce que sa composante selon l'axe q soit nulle. Nous pouvons donc, orienter l'un des trois flux afin d'obtenir un couple maximal

- **Orientation du flux statorique** avec les conditions :  $\varphi_{sd} = \Phi_s$  et  $\varphi_{sq} = 0$

Le principe de ce type d'orientation de flux est illustré par la figure suivante :

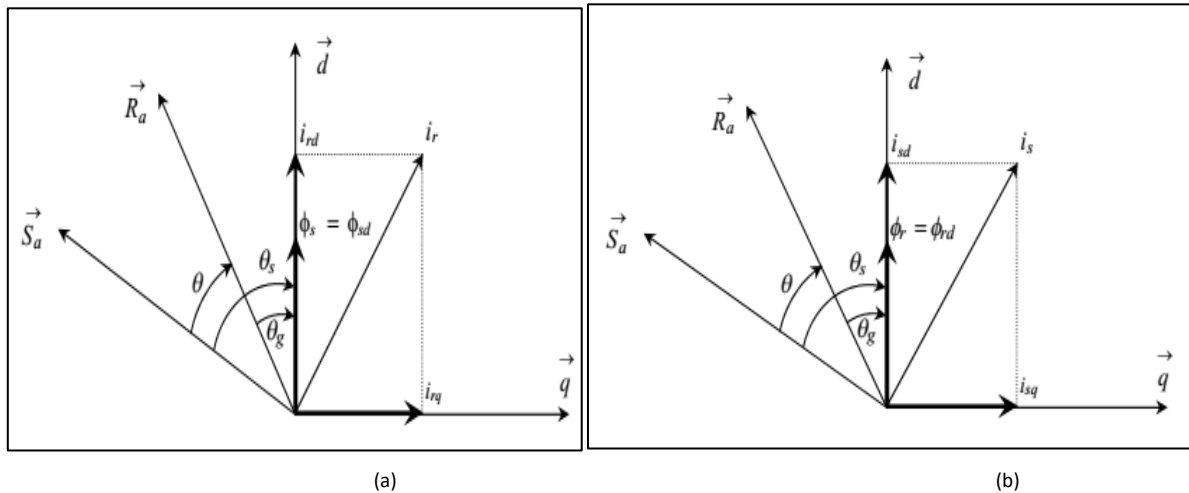


Figure (2.4) (a) : Orientation du flux statorique ; (b) : Orientation du flux rotorique

- **Orientation du flux rotorique** avec les conditions :  $\varphi_{rd} = \Phi_r$  et  $\varphi_{rq} = 0$

Le principe de ce type d'orientation de flux est illustré par la figure (2.3 (b))

- **Orientation du flux d'entrefer** avec les conditions :  $\Phi_{md} = \Phi_m$  et  $\Phi_{mq} = 0$

Dans le cas d'une alimentation en courant, le schéma d'orientation du flux rotorique est le plus simple à implanter [2] tout en assurant la meilleure performance dynamique et le meilleur comportement couple en fonction du glissement en régime permanent. En alimentation en tension, le schéma d'orientation du flux rotorique nécessite l'utilisation d'éléments dérivateurs, ce qui n'est pas souhaitable en comparaison avec l'orientation de flux statorique qui reste une méthode simple et efficace [13]. Il existe cependant une solution permettant l'utilisation des régulateurs à orientation du flux rotorique développés pour une alimentation en courant, destinés à l'implantation dans les entraînements alimentés en tension [11]. Cette technique est basée sur l'utilisation des régulateurs rapides de type PI.

### 2.3.3. Commande vectorielle de la MADA par orientation du flux rotorique

Dans notre étude, notre choix s'est porté sur la commande vectorielle à orientation du flux rotorique suivant l'axe (od) de Park. Pour cela, on se place dans un référentiel ( $d-q$ ) lié au champ tournant avec une orientation du flux rotorique (l'axe  $d$  aligné avec la direction du flux rotorique) comme le montre la Figure (2.4(b)). En se basant sur l'orientation du flux rotorique et en imposant un facteur de puissance unitaire au rotor, on obtient : On obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = \varphi_r \\ \varphi_{dr} = 0 \\ I_{dr} = 0 \end{cases} \quad (2.2)$$

Dans le premier chapitre, nous avons obtenu les relations de Park liant les différents grandeurs principales de la MADA.

Les équations de tensions de la MADA sont :

$$\begin{cases} U_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ U_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ U_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} \\ U_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad (2.3)$$

Les équations liant les flux

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (2.4)$$

$$\text{Donc:} \begin{cases} \frac{d\varphi_{ds}}{dt} = L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + M \frac{dI_{dr}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{qs}}{dt} = L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + M \frac{dI_{qr}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = L_r \frac{dI_{dr}}{dt} + M \frac{dI_{ds}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = L_r \frac{dI_{qr}}{dt} + M \frac{dI_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (2.5)$$

- L'équation de couple électromagnétique est:

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\varphi_{qs} I_{dr} - \varphi_{ds} I_{qr}) \quad (2.6)$$

En appliquant les conditions sur l'orientation du flux rotorique à la modélisation de la MADA, nous avons:

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s I_{qs} \\ \varphi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \varphi_{dr} = M I_{ds} \\ 0 = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (2.7)$$

et

$$C_{em} = -pM I_{ds} I_{qr} = -p\varphi_{dr} I_{qr} \quad (2.8)$$

Les différentes références des courants à réguler sont:

$$\begin{cases} I_{dr-réf} = 0 \\ I_{qr-réf} = -\frac{1}{p\varphi_{dr-réf}} C_{em-réf} \end{cases} \quad (2.9)$$

On remplace dans l'équation de tension rotorique direct  $U_{dr}$  les conditions de la commande du flux rotorique orienté et on trouve:

$$U_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \quad (2.10)$$

Et on remplace l'équation de flux rotorique direct  $\varphi_{dr}$  (2.5) dans l'équation (2.10), on trouve:

$$U_{dr} = R_r I_{dr} + L_r \frac{dI_{dr}}{dt} + M \frac{dI_{ds}}{dt} \quad (2.11)$$

A partir de l'équation de flux statorique direct  $\varphi_{ds}$ , on obtient:

$$\frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{L_s} \left( \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - M \frac{dI_{dr}}{dt} \right) \quad (2.12)$$

On remplace ce dernier dans l'équation (2.11), on obtient:

$$U_{dr} = R_r I_{dr} + L_r \frac{dI_{dr}}{dt} + \frac{M}{L_s} \left( \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - M \frac{dI_{dr}}{dt} \right) \quad (2.13)$$

Après la substitution on trouve:

$$U_{dr} = R_r I_{dr} + L_r \frac{dI_{dr}}{dt} + \frac{M}{L_s} \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \frac{M^2}{L_s} \frac{dI_{dr}}{dt} \quad (2.14)$$

On a:  $\frac{d\varphi_{ds}}{dt} = U_{ds} - R_s I_{ds} + \omega_s \varphi_{qs}$

On remplace dans l'équation (2.14), on trouve:

$$U_{dr} = R_r I_{dr} + L_r \frac{dI_{dr}}{dt} + \frac{M}{L_s} (U_{ds} - R_s I_{ds} + \omega_s \varphi_{qs}) - \frac{M^2}{L_s} \frac{dI_{dr}}{dt} \quad (2.15)$$

On peut réécrire cette équation sous la forme:  $U_{dr} = U_{dr\_réf} + U_{dr\_comp}$

Avec: 
$$\begin{cases} U_{dr\_réf} = R_r I_{dr} + \frac{dI_{dr}}{dt} \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \\ U_{dr\_comp} = \frac{M}{L_s} (U_{ds} - R_s I_{ds} + \omega_s \varphi_{qs}) \end{cases} \quad (2.16)$$

Après transformation de Laplace, on obtient :

$$U_{dr\_réf} = (R_r + L_r \delta s) I_{dr\_réf} \quad (2.17)$$

De la même manière pour la tension rotorique quadratique, on a:

$$U_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - \omega \varphi_{dr} \quad \text{et} \quad \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = L_r \frac{dI_{qr}}{dt} + M \frac{dI_{qs}}{dt}$$

Donc:

$$U_{qr} = R_r I_{qr} + L_r \frac{dI_{qr}}{dt} + M \frac{dI_{qs}}{dt} - \omega \varphi_{dr} \quad (2.18)$$

On a aussi :  $\frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{L_s} \left( \frac{d\varphi_{qs}}{dt} - M \frac{dI_{qr}}{dt} \right)$ , en remplaçant dans l'équation (2.18), on obtient :

$$U_{qr} = R_r I_{qr} + \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{dI_{qr}}{dt} + \frac{M}{L_s} \frac{d\varphi_{qs}}{dt} - \omega \varphi_{dr} \quad (2.19)$$

En remplaçant le terme suivant  $\frac{d\varphi_{qs}}{dt} = U_{qs} - R_s I_{qs} + \omega_s \varphi_{ds}$  dans l'équation (2.19), on obtient

$$U_{qr} = R_r I_{qr} + (L_r \delta) \frac{dI_{qr}}{dt} + \frac{M}{L_s} (U_{qs} - R_s I_{qs} + \omega_s \varphi_{ds}) - \omega \varphi_{dr} \quad (2.20)$$

On peut réécrire cette équation aussi sous la forme:

$$U_{qr} = U_{qr\_réf} + U_{qr\_comp}$$

$$\text{Avec:} \begin{cases} U_{qr\_réf} = R_r I_{qr} + (L_r \delta) \frac{dI_{qr}}{dt} \\ U_{qr\_comp} = \frac{M}{L_s} (U_{qs} - R_s I_{qs} + \omega_s \varphi_{ds}) - \omega \varphi_{dr} \end{cases} \quad (2.21)$$

Après transformation de Laplace, on obtient :

$$U_{qr\_réf} = (R_r + L_r \delta s) I_{qr\_réf} \quad (2.22)$$

### 2.3.4. Découplage par compensation

L'objectif de ce découplage est de permettre de modéliser les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et facilite ainsi que le calcul des coefficients des régulateurs de courant [2]. Notons ici que les termes de découplage ne tiennent pas compte des perturbations dues à la dynamique du flux, ainsi les performances dynamique de l'asservissement du couple et par la suite de vitesse dépendent de la robustesse du régulateur choisi. Nous présentons ici un système de découplage, en utilisant les termes de compensation à partir les équations des tensions suivantes :

$$\begin{cases} U_{dr} = (R_r - L_r \delta s) I_{dr} + U_{dr\_comp} = U_{dr\_réf} + U_{dr\_comp} \\ U_{qr} = (R_r + L_r \delta s) I_{qr} + U_{qr\_comp} = U_{qr\_réf} + U_{qr\_comp} \end{cases} \quad (2.23)$$

Avec les termes de découplage par compensation sont donnés par :

$$\begin{cases} U_{qr-comp} = \frac{M}{L_s}(U_{qs} - R_s I_{qs} + \omega_s \varphi_{ds}) - \omega \varphi_{dr} \\ U_{dr-comp} = \frac{M}{L_s}(U_{ds} - R_s I_{ds} + \omega_s \varphi_{qs}) \end{cases} \quad (2.24)$$

Pour une orientation du flux rotorique et un fonctionnement à facteur de puissance unitaire au rotor ; les courants de référence à réguler sont :  $\begin{cases} I_{dr-réf} = 0 \\ I_{qr-réf} = -\frac{1}{p\varphi_{dr-réf}} C_{em-réf} \end{cases}$

### 2.3.3.1. Dimensionnement des régulateurs

L'objectif de la commande, en général, est d'avoir un système de hautes performances. Plusieurs critères de performance peuvent être définis ; à savoir: Précision en poursuite et en régulation la stabilité, la Robustesse vis-à-vis des perturbations et la sensibilité à la variation de paramètres. Afin d'atteindre ces buts différentes techniques de commandes sont utilisées que ce soit classique ou avancée. L'une des techniques classiques consiste à utiliser les régulateurs type proportionnel et intégral PI dont les coefficients sont calculés à partir des paramètres de la machine à commander. Dans notre étude on a utilisé des régulateurs PI, ce genre des régulateurs assurent la rapidité de la réponse dynamique et éliminent l'erreur statique en régime permanent. On a utilisé deux régulateurs de courants et un pour la vitesse.

#### 1) Régulateur de courant

La fonction de transfert du courant rotorique est obtenue à partir de :

$$G_{BO}(s) = \left( K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s} \right) \left( \frac{\frac{1}{R_r}}{1 + \delta T_r \cdot s} \right) = \left( \frac{K_{pi} \cdot s + K_{ii}}{s} \right) \left( \frac{\frac{1}{R_r}}{1 + \delta T_r \cdot s} \right) = \frac{\frac{K_{pi}}{R_r} \cdot s + \frac{K_{ii}}{R_r}}{\delta T_r \cdot s^2 + s} = \frac{K_{pi} \cdot s + K_{ii}}{\delta L_r \cdot s^2 + R_r \cdot s}$$

$$G_{BF}(s) = \frac{K_{pi} \cdot s + K_{ii}}{\delta L_r \cdot s^2 + (R_r + K_{pi}) \cdot s + K_{ii}} = \frac{\frac{K_{pi}}{K_{ii}} \cdot s + 1}{\frac{\delta L_r}{K_{ii}} \cdot s^2 + \frac{K_{pi} + R_r}{K_{ii}} \cdot s + 1}$$

En identifiant l'équation caractéristique de l'expression à forme canonique :

$$\left( \frac{1}{w_n^2} \right) \cdot s^2 + \left( \frac{2\xi}{w_n} \right) \cdot s + 1$$

On obtient :

$$\begin{cases} \frac{\delta L_r}{K_{ii}} = \frac{1}{w_n^2} \rightarrow K_{ii} = w_n^2 \delta L_r \\ \frac{K_{pi} + R_r}{K_{ii}} = \frac{2\xi}{w_n} \rightarrow K_{pi} = 2\xi \delta w_n L_r - R_r \end{cases} \quad (2.25)$$

La figure ci-dessous présente schéma bloc de boucle de régulation de courant :

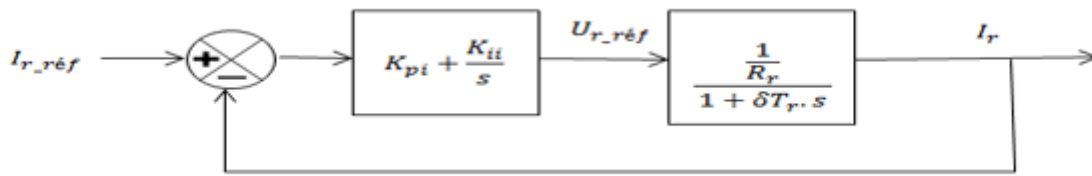


Figure (2.5) : Boucle de régulation de courant rotorique

**2) Régulation de vitesse**

La boucle de régulation de la vitesse avec l'utilisation d'un régulateur de type PI est schématisée par la figure suivante :



Figure (2.6) : Boucle de régulation de la vitesse.

L'équation mécanique de la MADA est de la forme :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_{em} - C_r$$

Avec :  $J$  : Moment d'inertie de la MADA ;  $f_r$  : Coefficient de frottement visqueux de la MADA à vide ;  $C_r$  : Couple de charge et  $C_{em}$  : Couple électromagnétique.

La boucle de régulation de la vitesse est :

$$F(s) = \frac{\Omega(s)}{C_{em}(s) - C_r(s)} = \frac{1}{f_r + J \cdot s}$$

$$F_{BO}(s) = \left( K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right) \left( \frac{1}{f_r + J \cdot s} \right) = \left( \frac{K_{pv} \cdot s + K_{iv}}{s} \right) \left( \frac{1}{f_r + J \cdot s} \right) = \frac{K_{pv} \cdot s + K_{iv}}{J \cdot s^2 + f_r \cdot s}$$

$$F_{BF}(s) = \frac{K_{pv} \cdot s + K_{iv}}{J \cdot s^2 + (K_{pv} + f_r) \cdot s + K_{iv}} = \frac{\frac{K_{pv}}{K_{iv}} \cdot s + 1}{\frac{J}{K_{iv}} \cdot s^2 + \frac{K_{pv} + f_r}{K_{iv}} \cdot s + 1}$$

En identifiant l'équation caractéristique de l'expression à forme canonique

$$\left( \frac{1}{w_n^2} \right) \cdot s^2 + \left( \frac{2\xi}{w_n} \right) \cdot s + 1$$

On obtient :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{iv}} = \frac{1}{\omega_n^2} \rightarrow K_{iv} = J \cdot \omega_n^2 \\ \frac{K_{pv} + f_r}{K_{i111v}} = \frac{2\xi}{\omega_n} \rightarrow K_{pv} = 2J\omega_n \cdot \xi - f_r \end{cases} \quad (2.26)$$

### 2.4. Résultats et Interprétation

La figure suivante illustre le schéma global de simulation de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MADA détaillé. Les grandeurs mesurables sont respectivement les courants du stator, du rotor, et la vitesse mécanique de la machine. Nous avons alimenté le stator directement par une alimentation triphasée de  $V_s=230\text{ V}$  et de fréquence  $f_s=50\text{ Hz}$  mais le rotor a été alimenté par les tensions de référence rotoriques trouvées à partir de l'application de la commande vectorielle.

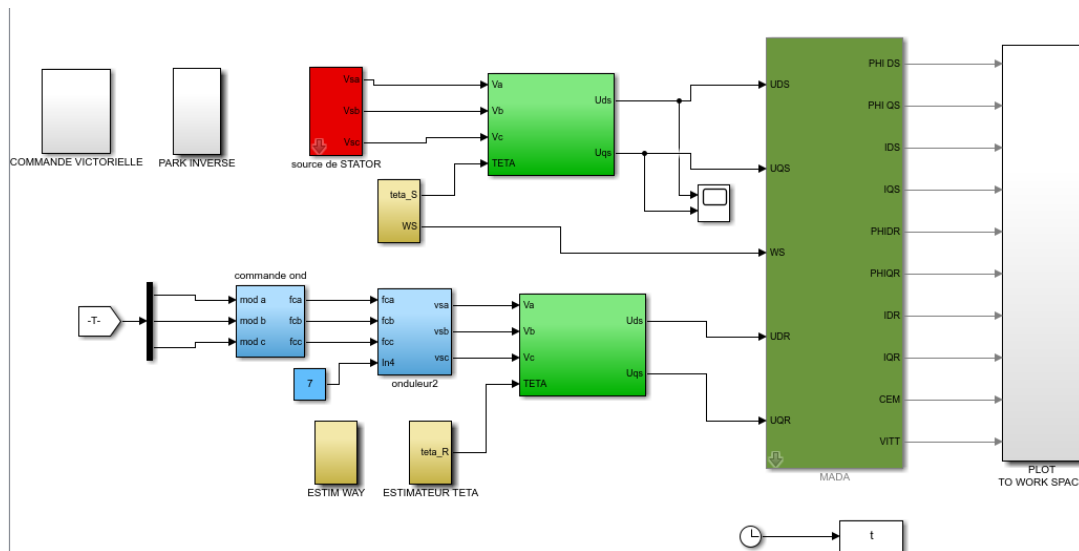


Figure (2.7) Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MADA sous MATLAB/SIMULINK

#### 2.4.1. Démarrage à vide

Dans cette section, nous présentons les résultats obtenus de la simulation à vide  $C_r=0\text{ N.m}$  ; dans le cas d'une poursuite avec :

$$\text{vitesse de référence} = \begin{cases} 157\text{ rad/s pour } 0 \leq t \leq 2\text{ s} \\ -157\text{ rad/s pour } 2\text{ s} \leq t \leq 3\text{ s} \\ 50\text{ rad/s pour } 3\text{ s} \leq t \leq 4\text{ s} \end{cases}$$

#### a) Evolution de la vitesse et du couple électromagnétique



La vitesse suit la référence demandée, dans toutes les zones de fonctionnement. Nous remarquons que dans les deux cas, il y a un petit dépassement mais la vitesse atteint le régime permanent en un temps optimal. Pour le couple électromagnétique au démarrage fait un pic puis s'annule car il n'y a pas de charge.

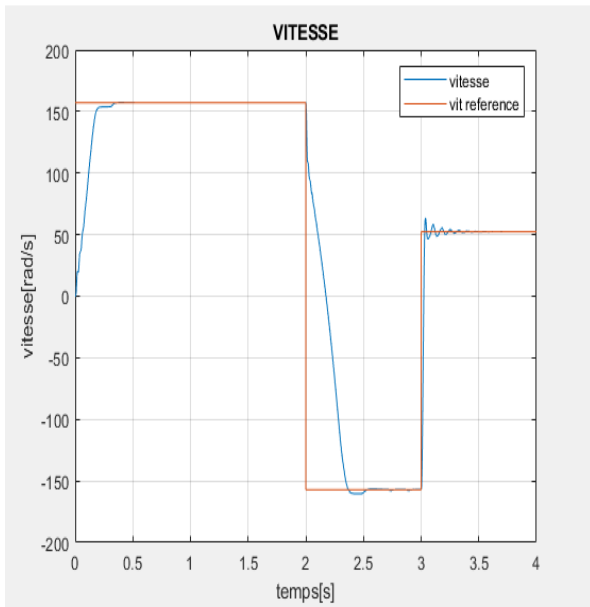


Figure (2.8) : La vitesse de rotation

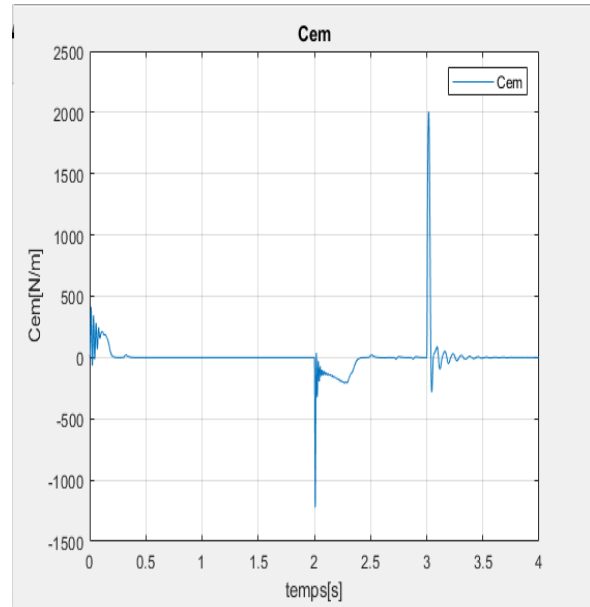
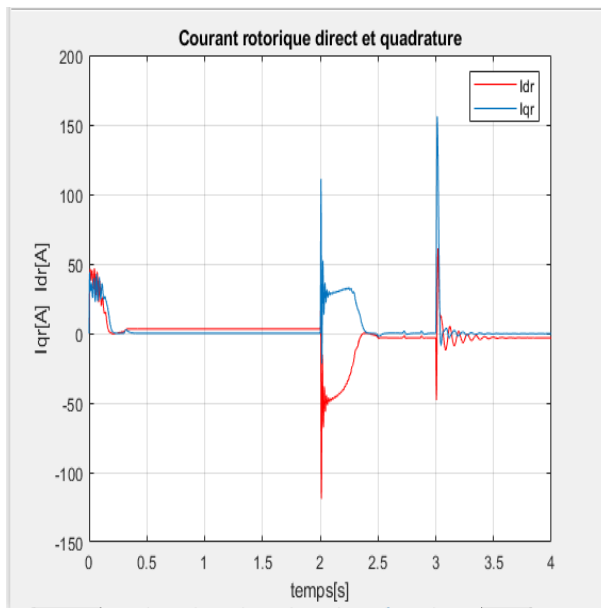
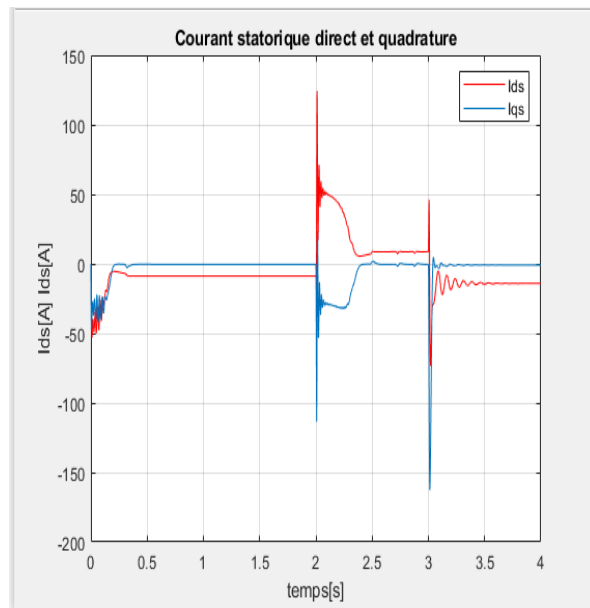


Figure (2.9) : Le couple électromagnétique

b) ***Evolution de courant statorique et rotorique*** (si  $\Omega_{ref}$  est poursuivie)



a)



b)

Figure (2.10) a) : Le courant rotorique direct et quadratique ; b) : Les courants statorique direct et quadratique

D'après les résultats obtenus, nous remarquons que les composantes des courants statoriques et rotoriques suivant l'axe (d) sont quasiment constantes, alors que les composantes suivant l'axe (q) suivent la forme du couple imposé.

c) **Evolution des flux statoriques et rotoriques**(si  $\Omega_{ref}$  est poursuite)

Ces résultats montrent que la composante directe du flux rotorique suit presque sa valeur de référence qui est de (1Wb) et la composante en quadrature prend quasiment sa valeur nulle imposée par la condition d'orientation du flux rotorique. On remarque dans la figure que le flux direct rotorique poursuit la valeur de référence. Ce qui conforme que l'approche de la commande vectorielle a pu réaliser un découplage entre le flux et le couple

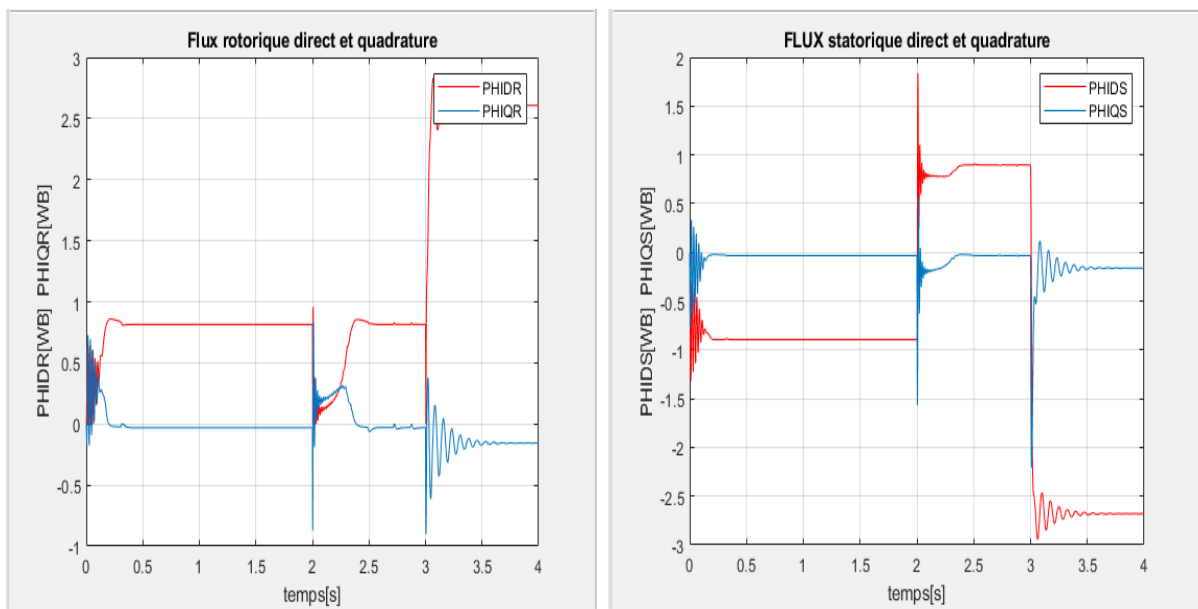


Figure (2.11) : les Flux rotorique direct et quadratique Figure (2.12) : Les Flux statorique direct et quadratique

D'après les figures ci-dessus, on remarque que :

⇒ La vitesse commence presque linéairement et atteint la valeur 157(rad/s) à  $t=0.3s$ , pour se stabiliser à cette valeur jusqu'au moment  $t= 2s$ , où elle commence à diminuer progressivement presque linéairement jusqu'à ce qu'elle revienne à la valeur-157(rad/s), pour y rester constante jusqu'au moment  $t= 3s$  , où elle revient à monter en quelque sorte Linéaire jusqu'à ce qu'il atteigne la valeur 57(rad/s) puis il commence à diminuer progressivement jusqu'à ce qu'il soit fixé sur la valeur 52(rad/s) Pour un fonctionnement à basse vitesse, on note une erreur statique d'environ 20% entre la vitesse observée et celle de référence.

⇒ Le couple électromagnétique est très important au démarrage. Il atteint la valeur 130(N.m) et présente des oscillations qui disparaissent à  $t=0.04 s$  où il prend la valeur

450(N.m);suite, il diminue de façon presque linéaire jusqu'à ce qu'il nulle d'exister pour le moment  $t=0.06s$ , Rester constant à cette valeur jusqu'au moment  $t=2 s$  où il diminue linéairement pour atteindre la valeur- 1029(N.m); alors il continue de monter et de descendre jusqu'à atteindre sa valeur maximale 2003(N.m) pour le moment  $t=3 s$ , puis il diminue linéairement et continue de fluctuer jusqu'à ce qu'il se stabilise.

⇒ Le courant rotorique direct prend une valeur nulle à cause de la condition imposant un facteur de puissance unitaire au rotor ; le courant rotorique quadrature prend une valeur de 3.15A dans le régime permanent. Le flux rotorique direct suit presque sa valeur de référence qui est de (0.85Wb) et le flux rotorique quadrature prend une valeur nulle dû à l'application d'une commande vectorielle à flux rotorique orienté.

#### 2.4.2.Démarrage à charge avec changement de consigne et inversion de sens de rotation

Dans cette partie, nous avons testé la robustesse du comportement de la MADA et de sa commande vectorielle. En utilisant l'inversement de sens de rotation et réduction de la vitesse. Pour cela, nous avons choisi  $V_{ref}=157 \text{ rad/s}$  entre  $t=0s$  à  $2s$ , ensuite un inversement de sens de rotation  $V_{ref}=-157 \text{ rad/s}$  entre  $t= 2s$  à  $t=3s$ . Enfin, une réduction de la vitesse de rotation entre  $t=3s$  à  $4s$  ( $V_{ref}=-50 \text{ rad/s}$ ). On applique un couple résistif  $Cr=20 \text{ N.m}$  à l'instant  $t=1.5s$ . Les résultats obtenus sont représentés par les figures ci-dessous.

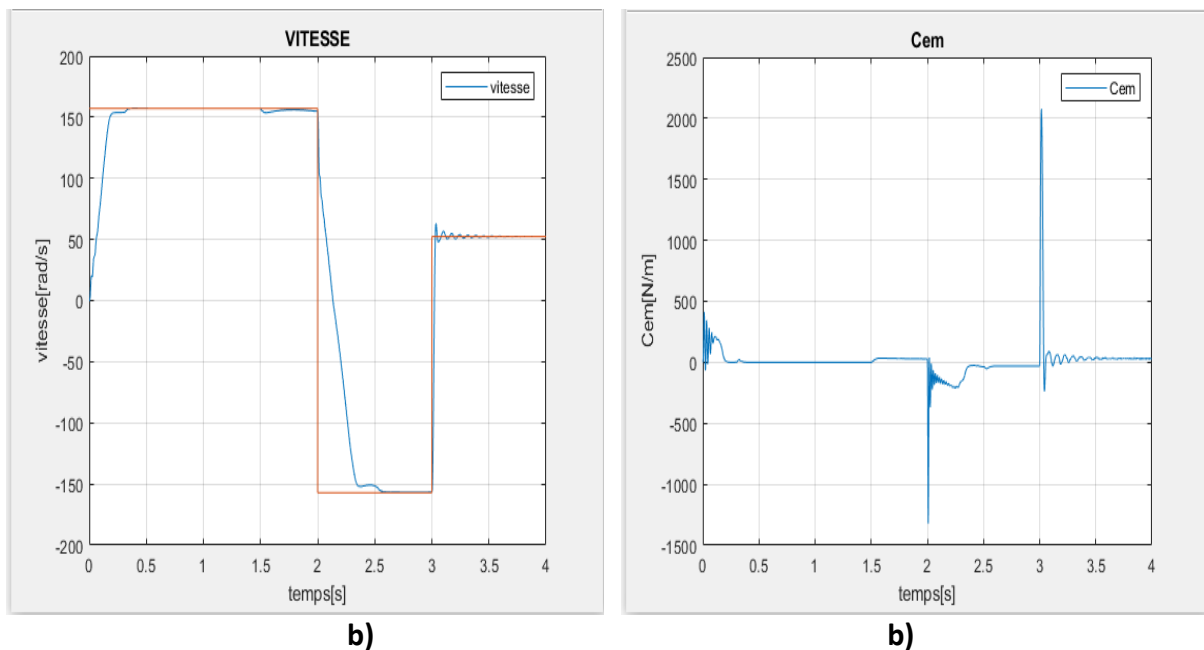


Figure (2.13) : a) Evolution de la vitesse de rotation ; b) : Evolution du couple électromagnétique

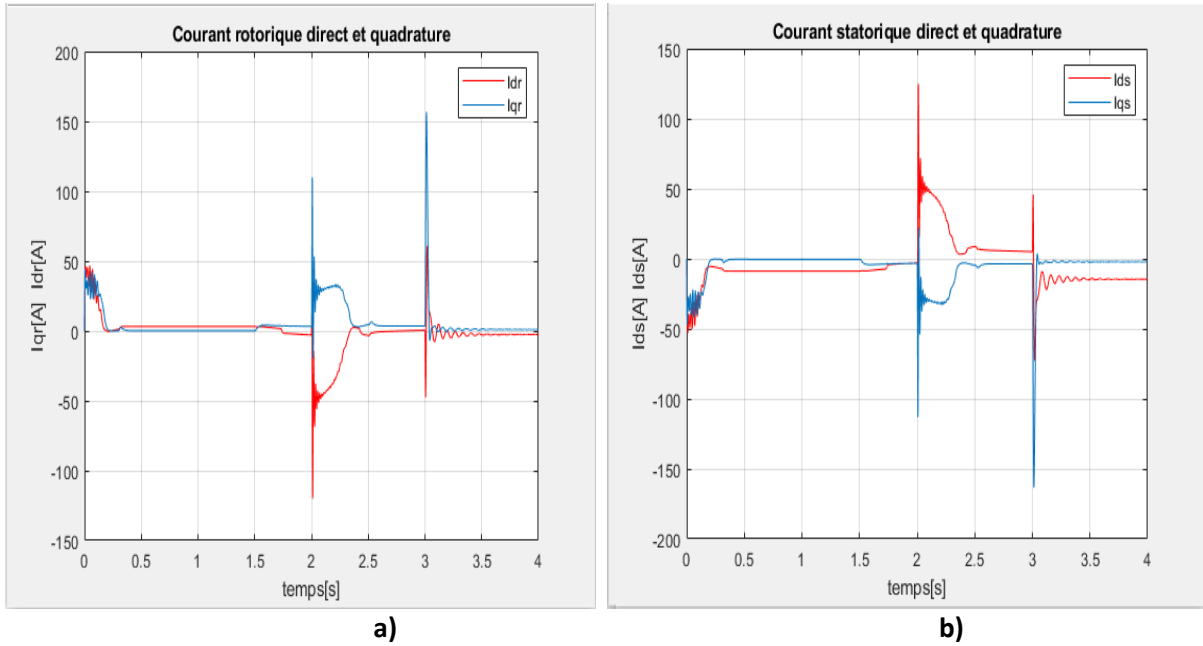


Figure (2.14). a) : Le courant rotorique direct et quadratique ; b) : Les courants statorique direct et quadratique

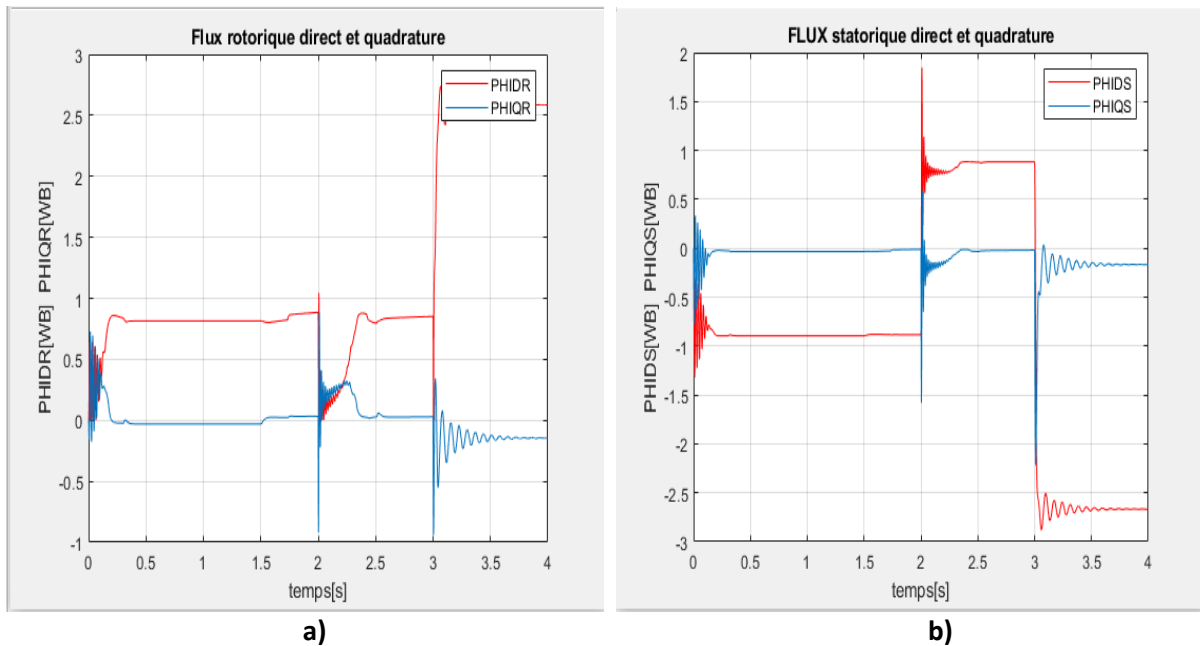


Figure (2.15) a) : les Flux rotorique direct et quadratique ; b) : Les Flux statorique direct et quadratique

D'après les figures ci-dessus, on remarque que :  
 ⇒ La vitesse commence presque linéairement et atteint la valeur 157(rad/s) à  $t= 0.5$  s, pour se stabiliser à cette valeur jusqu'au moment  $t= .19s$  , où elle commence à diminuer

progressivement presque linéairement jusqu'à ce qu'elle revienne à la valeur-157(rad/s), pour y rester constante jusqu'au moment  $t= 3s$  , où elle revient à monter en quelque sorte Linéaire jusqu'à ce qu'il atteigne la valeur 57(rad/s) puis il commence à diminuer progressivement jusqu'à ce qu'il soit fixé sur la valeur 52(rad/s) Pour un fonctionnement à basse vitesse, on note une erreur statique d'environ 20% entre la vitesse observée et celle de référence.

⇒ A l'instant  $t =1.5s$ , la valeur du couple électromagnétique augmente pour atteindre la valeur du couple résistant appliqué (20N.m).

⇒ Le courant rotorique  $I_{dr}$  et le flux rotorique  $\varphi_{qr}$  sont nuls et leurs valeurs sont maintenues à zéros même lors de l'application d'une charge. Cette remarque permet de justifier que le principe de la commande vectorielle est vérifié.

## 2.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié la synthèse de la commande vectorielle avec régulateur PI classique (régulateur de courant statorique et rotorique et de vitesse), basé sur l'hypothèse d'un découplage parfait entres les deux axes directs et en quadrature. Compte tenu du couplage entre les axes, nous avons utilisé des termes de compensation pour les corriger. La commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté, nous a donné des résultats satisfaisants avec une simplicité. La présence d'une boucle des courants dans la commande indirecte lui offre un avantage, par rapport à la commande directe, permettant la limitation des courants rotoriques pour protéger la machine et aussi la possibilité de superposer des références de courants harmoniques. Afin d'optimiser des gains, Kp et Ki des régulateurs PI utilisés dans la commande vectorielle classique du MADA pour but d'améliorer les performances du système (sensibilité des gains aux variations paramétriques de la machine), nous allons appliquer dans le prochain chapitre une méthode métaheuristique qui s'appelle la méthode "d'optimisation par essaim de particules", soit en anglais « Particle Swarm Optimization » (PSO) pour le calcul des gains du régulateur PI de la vitesse.

## **Chapitre 3**

### **Commande Vectorielle de la MADA basé sur L'algorithme PSO**

### 3.1.Introduction

L'optimisation de l'essaim de particules (PSO) est considérée comme l'un des algorithmes de calcul évolutifs qui dépendent de l'intelligence de l'essaim. Il est proposé par Kennedy et Eberhart (1995a; 1995b) où il a été simulé à partir de la recherche sur les vies artificielles [7]. L'optimisation par Essaim de particule (OEP) ou bien (PSO Particleswarmoptimization) est une technique utilisée pour explorer l'espace de recherche d'un problème quelconque pour trouver l'ensemble des paramètres qui maximise/minimise un objectif particulier. Le mécanisme de PSO est une technique métaheuristique basée sur la population d'optimisation développée par Dr Eberhart et DR Kennedy en 1995 ; inspiré par le comportement social des oiseaux ou le banc de poisson. Il est démarré en initialisant de manière aléatoire un ensemble de solutions potentielles, puis la recherche de l'optimum est effectuée de manière répétitive. Dans l'algorithme PSO, la position optimale est trouvée en suivant les meilleures particules [17].

Dans ce chapitre, nous présentons le principe de fonctionnement de la technique PSO, ainsi que les PSO en mettant en évidence leurs similitudes et leurs différences avec l'application au réglage indirecte à travers les gains du régulateur PI de la vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA).

### 3.2.Principe de fonctionnement de l'optimisation d'Essaim de Particules (ParticleSwarmOptimization : PSO).

#### 3.2.1.Définition de l'optimisation et de la fonction objective.

Un problème d'optimisation se définit comme la recherche du minimum ou du maximum (de l'optimum) d'une fonction donnée[7]. On peut aussi trouver des problèmes d'optimisation pour lesquelles les variables de la fonction à optimiser sont contraintes d'évoluer dans une certaine partie de l'espace de recherche. Dans ce cas, on a une forme particulière de ce que l'on appelle un problème d'optimisation sous contraintes[7].

Pour différencier une solution optimale d'une mauvaise solution ; le problème d'optimisation définit une ou plusieurs fonctions objectifs. Concrètement, ces fonctions objectifs parcourent l'ensemble des solutions possibles de l'espace de recherche local et sont, à chaque itération, comparés à des optimums définis [19]. Leur égalité (ou presque égalité dans le cas d'une garantie de performance) conduit alors à l'état final et ainsi à la solution[9].

#### 3.2.2.Motivation de l'utilisation de l'algorithme P.S.O.

Pour de nombreux problèmes, il n'existe pas de solution déterministe qui donne le résultat en un temps raisonnable, et ceci malgré la création d'ordinateurs de plus en plus performants. Pour pallier à ce problème, on a recours à des méthodes dites heuristiques, c'est-à-dire des méthodes qui fournissent une solution approchée [7]. Toutefois, il faut

reproduire le processus sur plusieurs itérations pour tendre vers une solution acceptable. On retrouve parmi ces heuristiques, certains algorithmes qui possèdent un principe générique adaptable et qui s'applique donc à plusieurs problèmes d'optimisation. On les appelle des métaheuristiques. La plus courante est la descente stochastique : on part d'une solution initiale, on la compare à tous ses voisins en conservant à chaque fois le meilleur résultat [7]. L'optimisation par essaim particulaire, qui dérive de la descente stochastique, entre dans cette famille d'algorithmes. Elle s'inspire fortement des relations grégaires des oiseaux migrateurs qui doivent parcourir des longues distances et qui doivent donc optimiser leurs déplacements en termes d'énergie dépensée [7], comme par exemple la formation en V (voir figure suivante qui représente le comportement sociale des oiseaux).



Figure 3.1 : Volée d'Anser en formation en V [7]

Le voisinage constitue la structure du réseau social. Les particules à l'intérieur d'un voisinage communiquent entre-elles. En général, pour une nuée d'oiseaux, le voisinage suit trois types de topologie (voir figure 3.2).

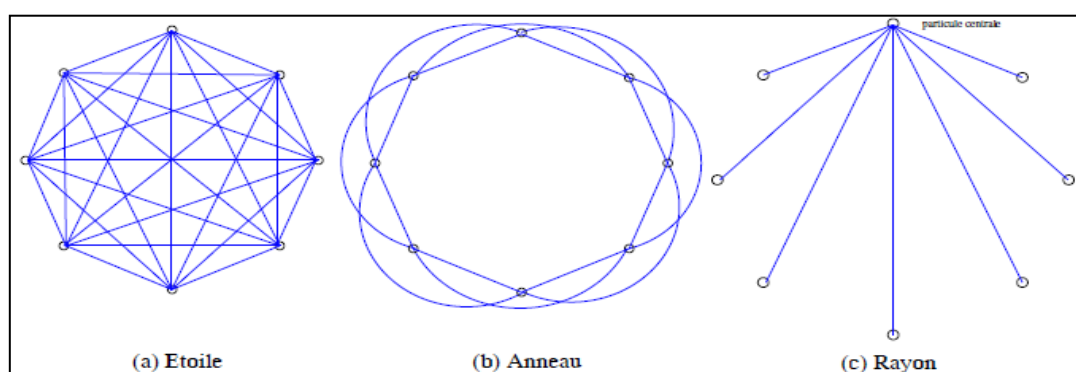


Figure 3.2. Différents types de topologie pour un essaim de particules [7].

Chaque individu dans l'essaim est représenté par un vecteur dans l'espace de recherche multidimensionnel. Ce vecteur a également un vecteur assigné qui détermine le prochain mouvement de la particule et s'appelle le vecteur de vitesse [17].

### 3.2.3. Les éléments de l'algorithme P.S.O.



Pour appliquer la PSO, il faut définir un espace de recherche constitué de particules et une fonction objective à optimiser. Le principe de l'algorithme est de déplacer ces particules afin qu'elles trouvent l'optimum. Chacune de ces particules est dotée :

- ✓ D'une position, c'est-à-dire ses coordonnées dans l'ensemble de définition.
- ✓ D'une vitesse qui permet à la particule de se déplacer. De cette façon, au cours des itérations, chaque particule change de position. Elle évolue en fonction de son meilleur voisin, de sa meilleure position, et de sa position précédente. C'est cette évolution qui permet de tomber sur une particule optimale.
- ✓ D'un voisinage, c'est-à-dire un ensemble de particules qui interagissent directement sur la particule, en particulier celle qui a le meilleur critère.

A tout instant, chaque particule connaît :

- ✓ Sa meilleure position visitée. On retient essentiellement la valeur du critère calculée ainsi que ses coordonnées.
- ✓ La position du meilleur voisin de l'essaim qui correspond à l'ordonnement optimal.
- ✓ La valeur qu'elle donne à la fonction objectif car à chaque itération il faut une comparaison entre la valeur du critère donnée par la particule courante et la valeur optimale.

Le voisinage d'une particule est le sous-ensemble de particules de l'essaim avec lequel il a une communication directe. Ce réseau de rapports entre toutes les particules est connu comme la sociométrie, ou la topologie de l'essai.

### 3.2.4. 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 (II 36) [7] :

$$V_{ij}(t) = \omega V_{ij}(t-1) + c_1 \cdot rand1 [P_{bestij}(t-1) - X_{ij}(t-1)] + c_2 \cdot rand2 [g_{bestj}(t-1) - X_{ij}(t-1)] \quad (3.1)$$

La position au temps t de la particule est alors définie comme suit :

$$\vec{X}_i(t) = \vec{X}_i(t-1) + \vec{V}_i(t) \quad (3.2)$$

avec  $i = 1, 2, \dots, N_p$  ;  $j = 1, 2, \dots, N_d$

Où :

$N_p$  : Le nombre de particules de l'essaim.

$N_d$  : Le nombre de variables du problème (c.-à-d dimension d'une particule).

$inter_{max}$  : Le nombre maximal d'itération.

$V_{ij}$ : La vitesse de la  $j^{\text{ème}}$  composante de la  $i^{\text{ème}}$  particule de l'essaim.  
 $P_{bestij}$  : est la  $j^{\text{ème}}$  composante de la meilleure position occupée par la  $i^{\text{ème}}$  particule de l'essaim, enregistrée dans les itérations précédentes (particule best).

$g_{bestj}$  : La  $j^{\text{ème}}$  composante de la meilleure position occupée par la meilleure particule globale de l'essaim (global best).

$X_{ij}$ : La  $j^{\text{ème}}$  coordonnée de la position actuelle de la particule  $i$ .

$c_1$  et  $c_2$  : Les coefficients d'accélération ( $c_1$  contrôle le comportement cognitif de la particule et  $c_2$  contrôle l'aptitude sociale de la particule), 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  $randm_1$  et  $randm_2$  sont deux nombres aléatoires compris entre 0 et 1. Pour une bonne convergence de l'algorithme, les valeurs de  $c_1$  et  $c_2$  ne doivent pas être choisies indépendamment l'un de l'autre. En pratique le premier doit être un peu inférieure à 2 et le second peut être calculé par la formule  $c_2 = (2/0,97725) c_1$  [7].

$\omega$ : Une pondération qui change à chaque itération (coefficient d'inertie). Elle est calculée par l'expression [7] :

$$\omega(ite\text{r}) = \omega_{max} \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{ite\text{r}_{max}} ite\text{r} \quad (3.3)$$

Avec  $Inter$  : Le rang de l'itération actuelle,  $\omega_{max}$ : la valeur initiale de la pondération, on la prend généralement égale à 0.9 et  $\omega_{min}$ : la valeur finale de la pondération, elle est comprise entre 0.3 et 0.4 [7].

L'analyse de l'équation (III.1) schématisée par la figure (III.3), montre que l'évolution de la vitesse d'une particule est la somme de trois termes et mène aux constatations suivantes:

- **Le premier terme** ( $\omega V_{ij}(t-1)$ ): correspond la direction précédente (déplacement physique). Il 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** ( $c_1 \cdot rand1 [P_{bestij}(t-1) - X_{ij}(t-1)]$ ): correspond à la composante cognitive. Il indique la direction vers la meilleure position déjà occupée par la particule  $X_{ij}$  (elle fait confiance à sa propre expérience).
- **Le troisième terme** ( $c_2 \cdot rand2 [g_{bestj}(t-1) - X_{ij}(t-1)]$ ): correspond à la composante sociale du déplacement. Il 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 puisqu'à la fin on fait leur somme. La figure III.3 illustre ce principe.

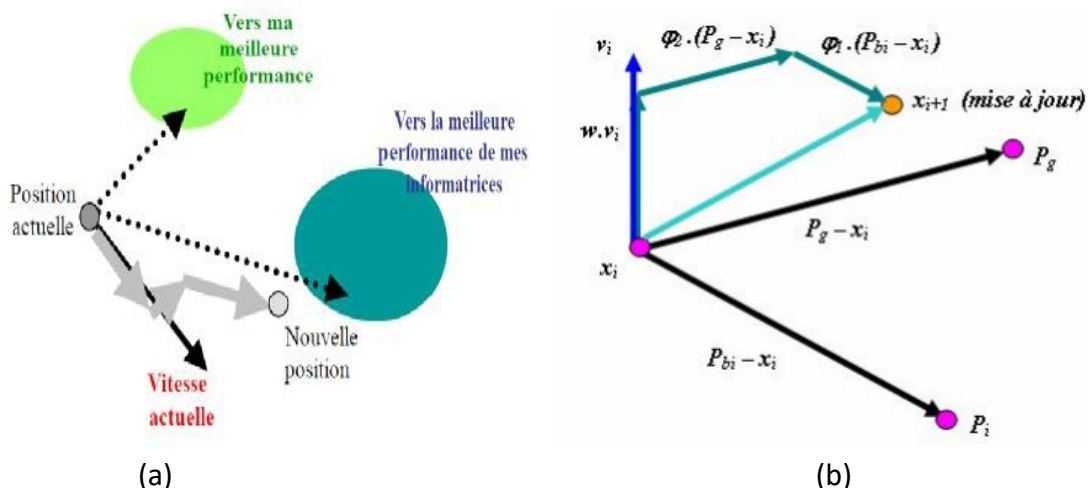


Figure 3.3 : (a) schéma de principe du déplacement d'une particule, (b) schéma vectorielle du déplacement.

### 3.3. Conception et déroulement de l'algorithme

Pour expliquer le principe de l'algorithme PSO appliqué pour résoudre un problème de minimisation ou de maximisation, considérons le problème d'optimisation suivant [7]:

$$\min\{(X_j)\} \text{ avec } j = 1, 2, 3 \dots d \quad (3.4)$$

La fonction fitness associée est définie par :

$$\text{fitness}(X_j) = f(X_j), \quad (3.5)$$

L'algorithme de PSO se déroule suivant les étapes suivantes:

- **Etape 1** : initialiser une population de particules et de vitesses, uniformément réparties dans l'espace de recherche, et fixer le critère d'arrêt.
- **Etape 2** : Évaluer la fonction objectif ; pour chaque particule.
- **Etape 3** : Mettre à jour la meilleure position  $p_{bestij}$  pour chaque particule et la meilleure position globale  $g_{bestj}$  dans la population.
- **Etape 4** : Mettre à jour la position et la vitesse utilisant les équations (3. 1).
- **Etape 5** : Si une particule, déplacée par l'algorithme vers la limite ou à l'extérieur de l'espace de recherche.
- **Etape 6** : vérifier le critère d'arrêt. Si le critère d'arrêt n'est pas satisfait, aller vers l'étape 2 sinon, le programme se termine, et la solution optimale est produite.

L'algorithme suivant résume ces étapes :

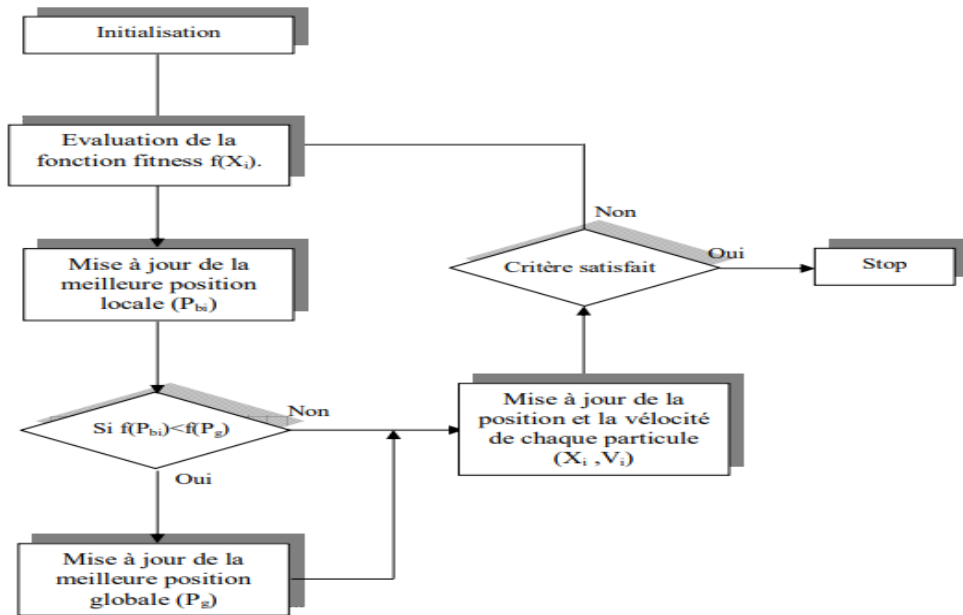


Figure 3.4. Organigramme générale de l'algorithme PSO

### 3.3.1. Application de l'algorithme PSO à l'optimisation du régulateur PI pour la commande de la MADA

Dans cette partie, nous allons présenter l'optimisation par la technique PSO, des gains d'un régulateur PI qui est utilisé dans la commande vectorielle à flux rotorique orienté d'une MADA (voir figure suivante).

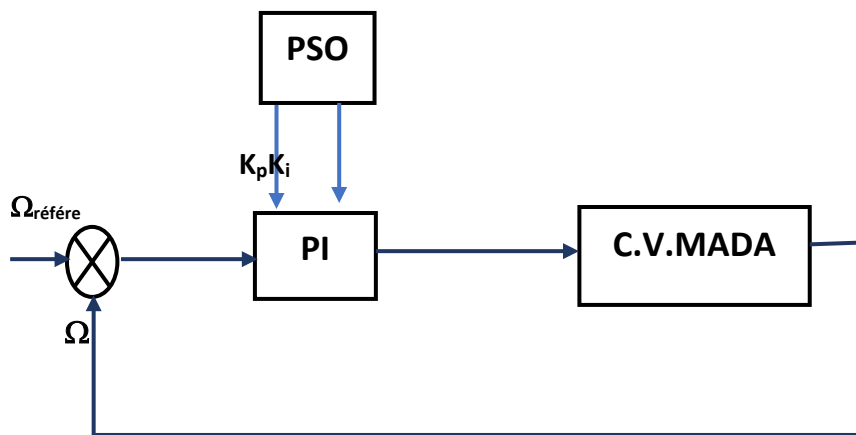


Figure (3.5) Bloc diagramme d'implantation des PSO pour l'ajustement du PI.

### 3.3.2. Déroulement de l'algorithme

L'Optimisation par PSO emploie une population composée  $N_p = 20$  particules, aux quelle on impose un nombre d'itération égale 40 itération. La difficulté principale qu'il faut surmonter lorsqu'on utilise ce genre de méthode d'optimisation c'est la définition de la fonction objective. En fait et à mesure que l'algorithme s'exécute d'itération en itération, les particules de la population changes de position et de vitesse en se rapprochant de plus en plus de la solution optimale. Cette opération est reproduite jusqu'à atteindre le nombre maximum d'itération que nous avons fixé à  $iter_{max} = 40$  itérations. Pour un nombre total de particules  $N_p = 20$  de dimension  $N_d = 3$  ayant les positions  $(X_{i1}, X_{i2}) = (K_i, K_p)$ , et de facteur de cognitif  $c_1 = 0,7$  et  $c_2 = 0,3$ ; l'algorithme se résume comme suit :

**Etape 1 :** Initialiser, aléatoirement ou avec valeur prédéfinies, les positions et les vitesses des  $N_p$  particules. Les positions de  $K_p, K_i$  sont initialisées avec des valeurs aléatoires distribuées respectivement ; la vitesse est initialisée a zéro,  $V = (0,0)$ .

**Etape 2 :** Evaluer la fonction objectif  $\min(\Psi(K_p, K_i))$  à chacune des positions  $X_{ij}^0$  à l'itération initiale  $n = 0$  et déterminer  $P_{bestij}$  et  $g_{bestj}$

**Etape 3 :** Evaluer la pondération  $\omega(iter) = \omega_{max} \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{iter_{max}} iter$ , avec  $iter = \{1, \dots, iter_{max}\}$ .

**Etape 4 :** Déterminer la fonction fitness  $(X_{ij}) = \Psi(X_{ij})$  et évaluer la fonction objective associée  $\min(\Psi(k_p, k_i))$  à chacune des positions  $X_{ij}$  et mettre à jour la position et la vitesse de chaque particule. Si la valeur de la position  $X_{ij}$  est meilleure que son  $P_{bestij}$  courante,  $P_{bestij}$  prend cette nouvelle valeur. Si la meilleure valeur de  $P_{bestij}$  est meilleure que  $g_{bestj}$  courante,  $g_{bestj}$  est remplacé par cette meilleure valeur et la position qui correspond à cette meilleure valeur est ainsi stockée.

**Etape 5 :** Vérifier à chaque fois le critère d'arrêt. Si le critère d'arrêt n'est pas satisfait, aller vers l'étape 2; sinon, le programme se termine, et la solution optimale est produite  $(X_{i1}, X_{i2}) = (g_{best1}, g_{best2}) = (k_p, k_i)$ .

**Etape 6 :** Cette étape traduit respectivement l'évolution de la fonction objective  $\min(\Psi(k_p, k_i))$  et les positions  $X_{ij}$  associées aux paramètres  $(k_p, k_i)$ .

### 3.4. Résultats et Interprétation.

Dans cette partie, nous allons présenter les résultats de simulation obtenus avec la technique (P.S.O) pour estimer les paramètres du régulateur de vitesse de la MADA. Les paramètres d'initiation de l'algorithme PSO et le problème d'optimisation sont :

$\omega(iter) = \omega_{max} \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{iter_{max}}$ : est la pondération qui change à chaque itération  $iter$  ;

$iter = \{1, \dots, iter_{max}\}$ : Le rang de l'itération actuelle et  $iter_{max} = 40$ : le nombre maximal d'itération.  $c_1 = 0,001$  et  $c_2 = (2/0,97725) c_1$ .

- $fitness(X_j) = f(X_j)$  : La fonction fitness associée ; qui représente l’erreur quadratique entre la vitesse calculée et la vitesse mesurée ;
- $\omega_{max} = 0.9$  : La valeur initiale de la pondération et  $\omega_{min} = 0.3$  : La valeur finale de la pondération,
- $N = 30$  : Nombre de particules

**3.4.1. Résultats de simulation de la technique (P.S.O) pour commande vectorielle de la MADA à vide.**

Le tableau suivant présente quatre tests choisis pour valider la technique d’optimisation, pour cela, après simulation, on va extraire les deux paramètres  $K_{pv}$  et  $K_{iv}$  du régulateur de vitesse associé à la MADA. Il est important de mentionner qu’on a appliqué la technique PSO, seulement pour la vitesse de la machine à vide  $Cr=0$  (Tableau 3.1 )

	Le 1 <sup>ere</sup> test	Le 2 <sup>eme</sup> test	Le 3 <sup>eme</sup> test	Le 4 <sup>eme</sup> test
$K_{pv}$	0.1781	0.3358	0.9329	0.6385
$K_{iv}$	0.8949	0.4417	0.3935	0.4401
Fonction objective	6.1777e+03	6.1537e+03	3.5835e+03 ;	2.8939e+03

Tableau (3.1) : Les paramètre de régulateur vitesse avec le technique (P.S.O)

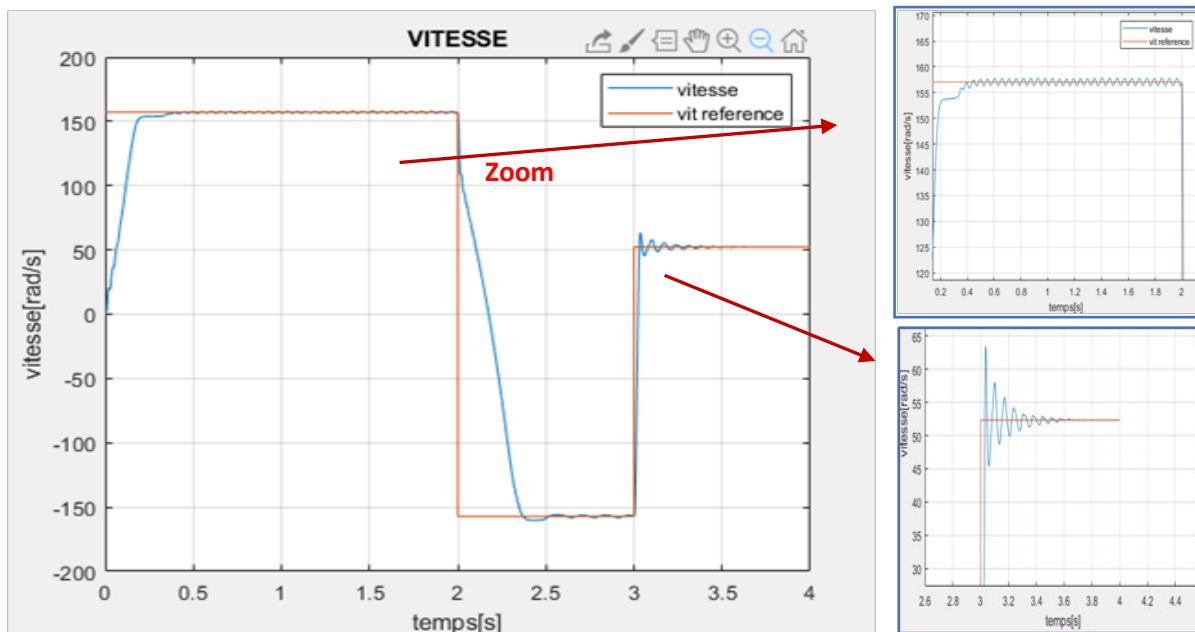


Figure (3.6) : Variation de la vitesse par la technique (PSO)(test N°01)

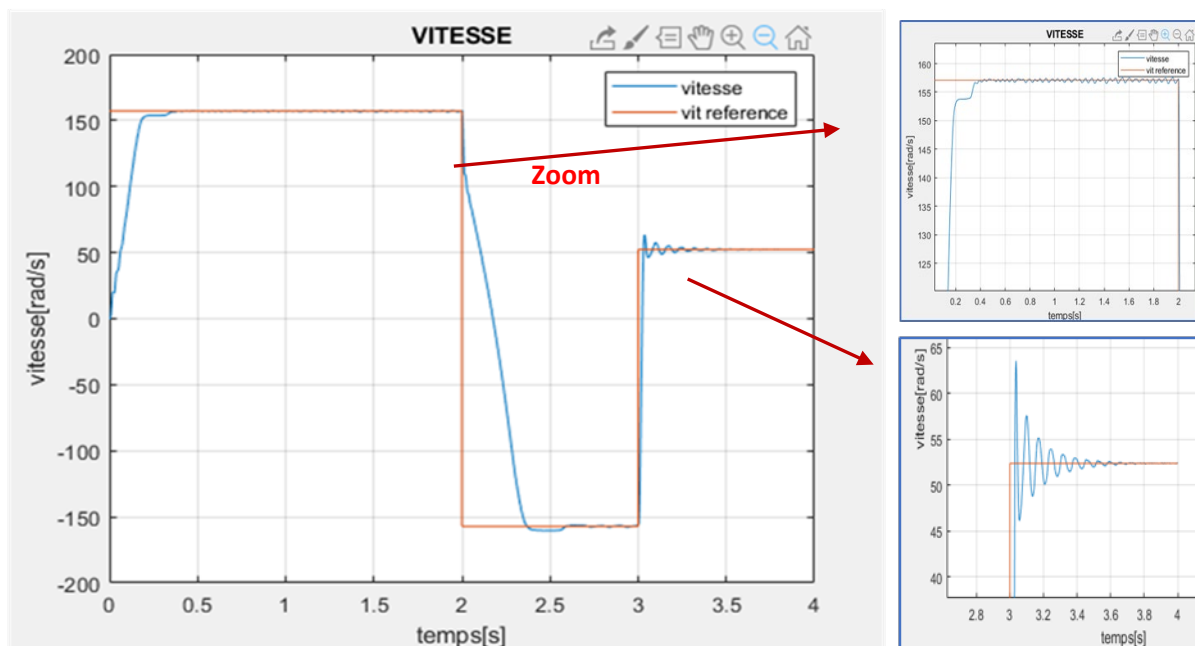


Figure (3.7) : Variation de la vitesse par la technique (PSO)(test N°02)

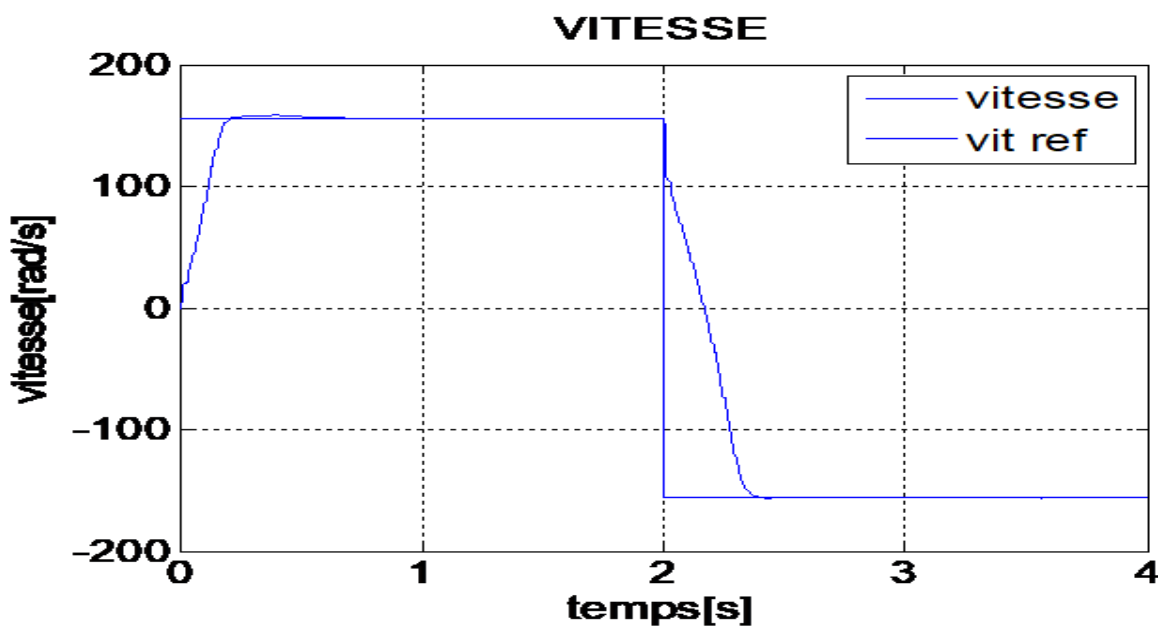


Figure (3.8) : Variation de la vitesse par la technique (PSO)(test N°03)

Tout d'abord, nous notons que la vitesse d'entraînement du rotor MADA dans ce chapitre est identique au chapitre 2 et est égale à [157 rad / s , -157 rad/s , 50rad/s]. On remarque que la vitesse suit sa référence et le découplage est toujours maintenu avec peu de perturbations pendant la transition. Les échelons de vitesse de ce chapitre sont améliorés grâce à la propriété d'essaim de particules (PSO) par rapport à celles décrites au chapitre 2.

### 3.4.2. Résultats de simulation de la technique (P.S.O) pour commande vectorielle de la MADA à charge

Dans ce cas on utilise une charge  $C_r=30$  N.m (Tableau 3.2 )

	Le 1 <sup>ere</sup> test	Le 2 <sup>eme</sup> test	Le 3 <sup>eme</sup> test	Le 4 <sup>eme</sup> test
$K_{pv}$	0.9891	0.8990	0.4903	0.8044
$K_{iv}$	0.9455	0.6801	0.4984	0.1069
Fonction objective	5.4289e+03	5.4568e+03	3.0884e+03	4.5312e+03

Tableau (3.2) : Les paramètre de régulateur vitesse avec la technique (P.S.O)

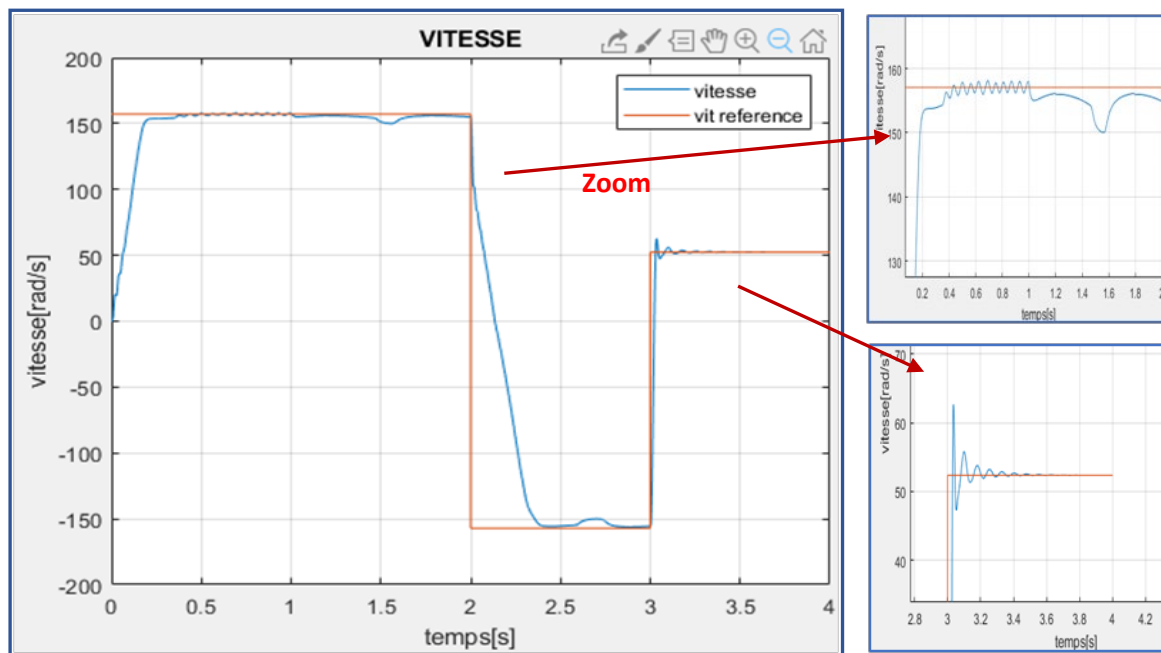


Figure (3.9) : Variation de la vitesse par la technique (PSO) pour la MADA à charge(test N°01)

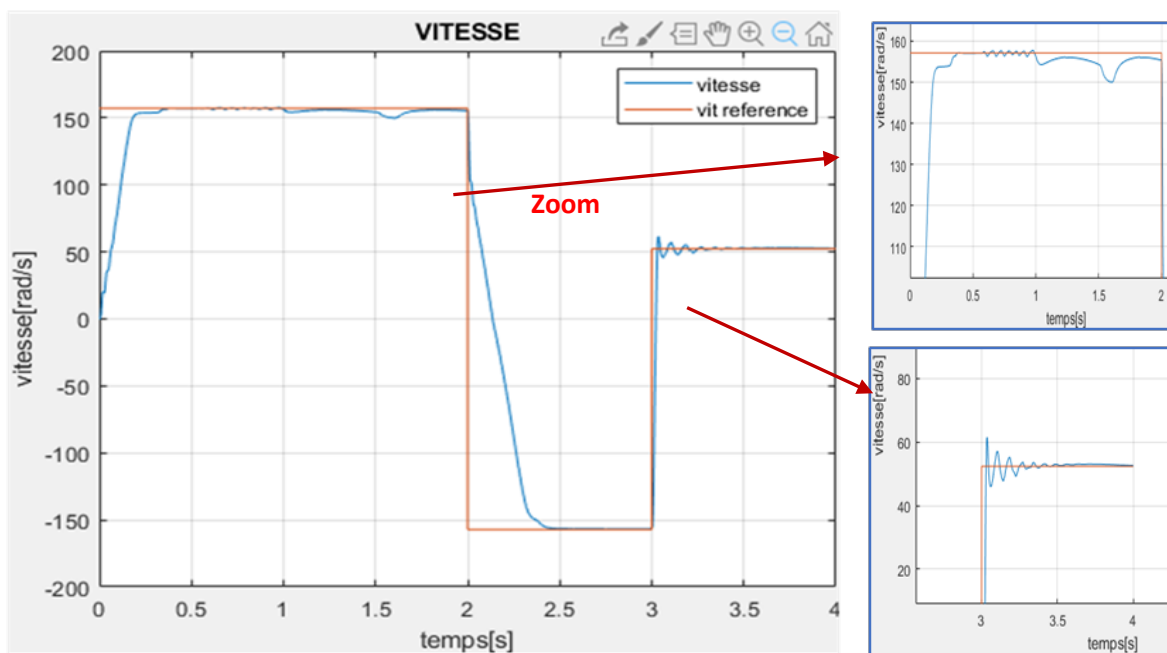


Figure (3.10) : Variation de la vitesse par la technique (PSO) de la MADA à charge (test N°02)



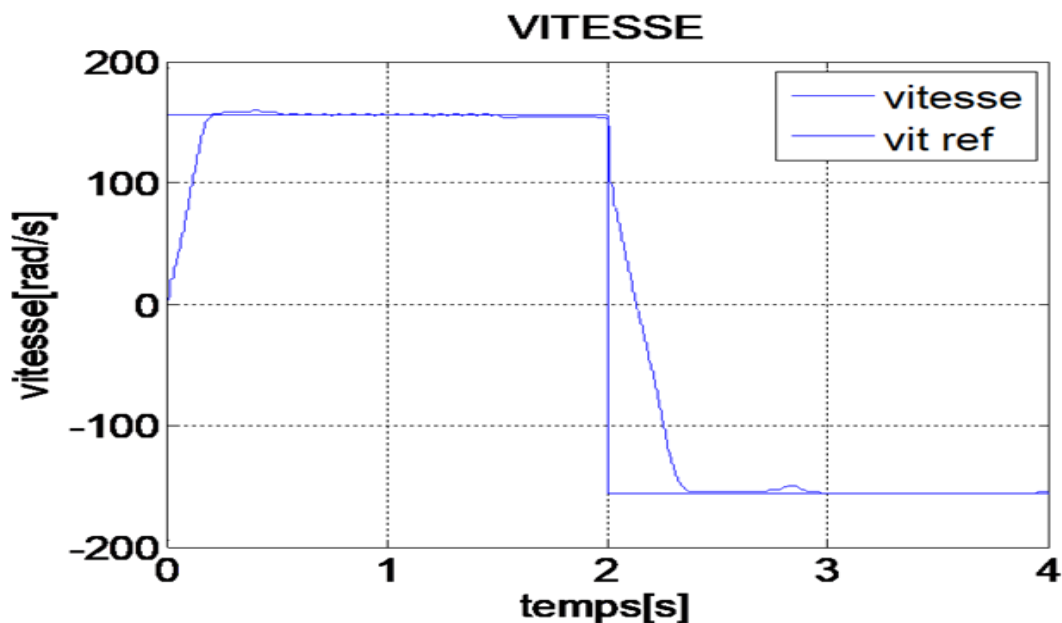


Figure (3.11) : Variation de la vitesse par la technique (PSO) de la MADA à charge (test N°03)

Les figures (3.9, 3.10 et 3.11) montrent la variation de vitesse de la machine après modification du couple de charge ( $C_r = 30N$ ). Nous avons noté que la vitesse suit sa référence et le découplage est toujours maintenue avec peu d'inconvénients lors du déplacement, grâce à l'utilisation de la technique des essaims de particules (PSO), elle est considérablement améliorée et donne la meilleure valeur pour les paramètres ( $k_p, k_i$ ).

### 3.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une introduction sur la méthode d'optimisation PSO, la méthode PSO convergent grâce à l'intelligence collective, vers l'optimum global. Comme une autre alternative très simple à mettre en œuvre montrant récemment une grande aptitude à résoudre des problèmes d'optimisation dans un grand nombre d'application. Dans notre étude, l'algorithme de PSO est alors employé pour trouver les gains optimaux du contrôleur PI pour la commande de la vitesse afin de réduire au minimum leur perturbation. La méthode stochastique de PSO a été utilisée pour éviter le recours au calcul habituel pour déterminer les valeurs des gains du régulateur selon l'application désirée, on peut conclure que c'est une technique robuste et flexible. On a constaté aussi, que les performances du système et de la commande dépendent du choix des valeurs du régulateur PI. C'est pour cela, que nous avons présenté les résultats de simulation de l'algorithme d'optimisation PSO pour déterminer d'une façon robuste et optimale les paramètres du régulateurs en minimisant la fonction objective définie par l'erreur quadratique entre la vitesse mesurée et la vitesse calculé.

## Conclusion générale

L'objectif de ce présent travail, est de faire la modélisation et la commande vectorielle à flux rotorique orientée de la machine asynchrone doublement alimentée en utilisant deux techniques différents. La première consiste à l'utilisation des régulateur PI classiques alors que la deuxième approche proposée se base sur un algorithme de commande par des régulateurs optimisée par Essaim de Particules (PSO) pour le réglage des gains des régulateurs de la vitesse de rotation de la MADA. Pour réaliser cet objectif, nous avons réalisé la modélisation de la (MADA), les différentes configurations pour application moteur ainsi que son fonctionnement en génératrice, sa modélisation et sa commande. Dans notre étude la MADA a été alimentée directement par un réseau triphasé au niveau du stator et par un convertisseur de puissance coté rotor.

Dans le premier chapitre, 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 simplifications. Cette modélisation s'est effectuée dans le repère triphasé et biphasé par l'application de transformation de Park et alimenté par un onduleur de tension commandés par la stratégie MLI. Les résultats de simulation de ce modèle sont obtenus à partir l'environnement Matlab/Simulink et le modèle a été validé.

Dans le deuxième chapitre, nous avons donné une introduction de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté et nous avons détaillé les équations nécessaires pour le calcul des tensions de commande par découplage par compensation. A la fin du chapitre, nous avons optimisés des gains,  $K_p$  et  $K_i$  des régulateurs PI de vitesse de rotation et des courants direct et quadratique, utilisés dans la commande vectorielle classique du MADA pour but d'améliorer les performances du système. Dans cette section, nous avons donné la méthode de calcul des différents régulateurs nécessaires à la réalisation de cette commande. Les performances de la commande vectorielle avec capteur mécanique ont été validées par les résultats de simulation.

Dans le troisième chapitre, nous avons étudiés la commande vectorielle de la MADA basé sur l'algorithme d'optimisation PSO. Nous avons commencé par donner un bref aperçu du principe de fonctionnement et de déroulement de l'algorithme PSO. Ensuite, nous avons développé et simulé un algorithme de contrôle de la vitesse de rotation par régulateur PI optimisé par particule d'essaim (PSO). L'implantation de la technique PSO, dans le but d'optimiser les gains du régulateur PI, afin d'avoir une commande performante de la MADA commandée par orientation du flux rotorique a été faite toujours dans l'environnement simulink/matlab et les résultats obtenus restent satisfaisant.

Les perspectives de recherche de ce travail est l'application des nouvelles techniques pour le contrôle du régulateur PI de la vitesse de rotation de la MADA et de faire une étude comparative.

## Annexe A

### 1. Paramètres de la MADA utilisés pour la simulation.

- Résistance statorique:  $R_s = 1.2 \Omega$ .
- Résistance rotorique:  $R_r = 1.8 \Omega$ .
- Inductance cyclique statorique:  $L_s = 0.1568 H$ .
- Inductance cyclique rotorique:  $L_r = 0.1568 H$ .
- Inductance cyclique mutuelle:  $L_m = 0.15 H$ .
- Le nombre de paires de pôles est:  $P = 2$ .
- Tension statorique :  $U_s = 380 V$ .
- Tension rotorique :  $U_r = 7 V$ .
- Fréquence de réseau  $f = 50 Hz$ .
- Le couple de charge :  $C_r = 20 N.m$ .
- Le flux rotorique direct :  $\varphi_{dr} = 1 Wb$ .

### 2. Constantes mécaniques de la MADA:

- Moment d'inertie :  $J = 0.2 kg.m^2$
- Coefficient de frottement visqueux  $f_r = 0.001 N.M.s/rd$

### 3. Paramètres du PSO :

- Les coefficients d'accélération :  $C_1 = 0.0001$ , et  $C_2 = 0.0001$ .
- Le nombre de particules de l'essaim :  $N_p = 20$ .
- Le nombre de variables du problème :  $N_d = 3$ .
- Le nombre maximal d'itération :  $iter_{max} = 40$ .
- $\omega(iter) = \omega_{max} \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{iter_{max}} iter$  : 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 :

Régulateur de vitesse		Régulateur de courants rotoriques	
$K_{pv} = 79.9990$	$K_{iv} = 1.6327e+04$	$K_{pi} = 3.5220$	$K_{ii} = 1.0861e+03$

Temps de réponse :  $t_{rep} = 15 ms$  ;

Le coefficient d'amortissement :  $\xi = 0.7$  ;

La pulsation propre  $w_n = \frac{3}{t_{rep}\xi} = 285.7143 rad/s$  ;

### 5. Valeurs nominales :

4 kW, 220/380 – 50 Hz, 15/8.6A, 1440 tr/min.

## Annexe B

### Modélisation de l'alimentation de la MADA

#### ✚ Paramètres l'onduleur et sa stratégie de commande par MLI triangulaire-sinusoïdale (MLI)[2] :

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

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

La MLI triangulaire-sinusoïdale est appelée également MLI intersective. L'équation de la porteuse est définie dans sa période  $[0, T_p]$  par :

$$\begin{cases} X_1(t) = V_p \left( -1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) \text{ si } t \in [0, T_p] \\ X_2(t) = V_p \left( 3 - 4 \frac{t}{T_p} \right) \text{ si } t \in [\frac{T_p}{2}, T_p] \end{cases}$$

Les tensions sinusoïdales de référence :

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

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  $r = \frac{V_r}{V_p}$  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 :

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

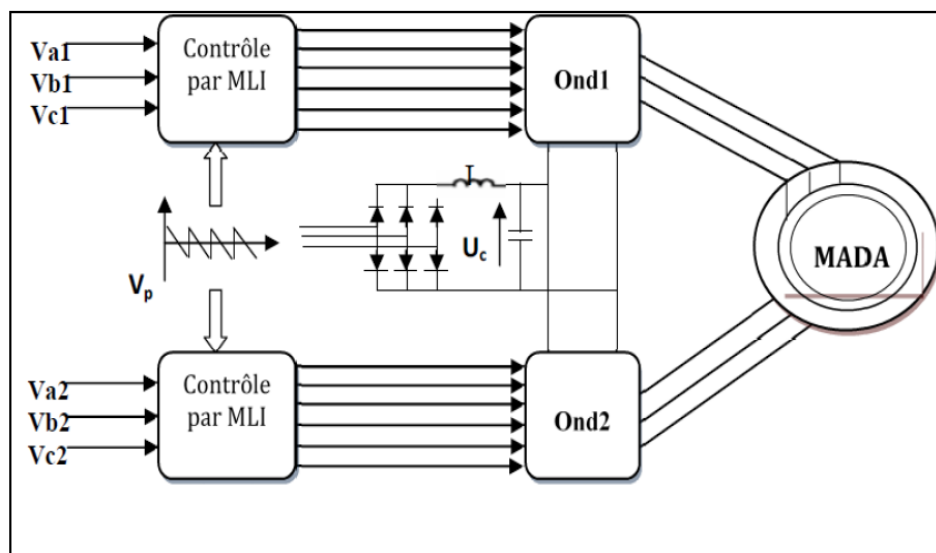
Or, si on considère que les tensions sont équilibrées on peut déduire les expressions des tensions en lignes par rapport aux tensions composées :

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

Ainsi l'onduleur est pris en compte dans les simulations par l'intermédiaire de l'équation classique suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

La figure suivante représente l'association l'onduleur de tension –Machine (MADA), où les tensions de références sinusoïdales  $V_{a1}$ ,  $V_{b1}$ ,  $V_{c1}$  et  $V_{a2}$ ,  $V_{b2}$ ,  $V_{c2}$  (du côté stator et rotor respectivement) sont comparées au signal de la porteuse, afin de déduire les instants de commutation des interrupteurs.



Association MADA-deux onduleurs de tension à MLI

## **Bibliographie**

[1] N. AKKARI, « Contribution a l'alimentation de la Robustesse de la Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation », Thèse de Doctorat, Université de Batna 2010.

[2] C.SOUADIA et DHANI A., «Modélisation et commande vectorielle d'une machine asynchrone à double alimentation avec et sans capteur mécanique », mémoire de Master, Université Larbi Tebessi Tebessa, 2016.

[3] Paul-Etienne VIDAL, «Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation», Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.

[4] AZZEDINE CHAIBA, «Commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation par des Techniques de l'intelligence artificielle», Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2010.

[5] Khojet El Khil, Sejir, « Commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée : optimisation des pertes dans les convertisseurs, reconfiguration de la commande pour un fonctionnement sécurisé. *PhD, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.*

[6] Georges SALLOUM, « contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation», Ecole doctoral GEET Toulouse, 2007.

[7] R. REHOUMA, «Commande Optimisée du GADA Par La Méthode Essaim de Particules (PSO) », mémoire de Master, Université Echahid Hama Lakhder d'El-Oued, 2015.

[8] S. Aoun et N. KHALFAALLAH, « Contrôle de la vitesse de rotation de la machine asynchrone à double alimentation par logique floue », mémoire de Master de l'université Larbi Tebessi Tebessa, 2018.

[9] F. POITIERS, « Etude et commande de Génératrices Asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne », thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, Décembre 2006.

[10] Y. ELBIA, « Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et Flux Orienté », Mémoire de Magister en électrotechnique, université de Batna 2009.

[11] H. ABDELLI, "Commande par mode de glissement d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation ", Mémoire de Magister en électrotechnique, université d'Oran, 2011.

[12] A. KHELDOUN, « Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté », Thèse de doctorat de l'université de Boumerdès, 2007.

[13] S.METATLA, « Optimisation et régulation des puissances d'une éolienne à base d'une mada », Mémoire de Magister en Electrotechnique, École Nationale Supérieure Polytechnique ALGER ,2009.

- [14] A.L. NEMMOUR, " Contribution à la Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à double alimentation ", thèse de Magister, Université de Batna, 2002.
- [15] V. Kumar, R.R. Joshi, "Hybrid Controller based Intelligent Speed Control of Induction Motor," Journal of Theoretical and Applied Information Technology, pp 71-75, 2005.
- [16] Y. Elbia, "Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté," Thèse de magister de l'université de Batna, 2009.
- [17] S. BAZI « Contribution à la Commande Robuste d'une Machine Asynchrone par la Technique PSO « Particle Swarm Optimization », Thèse de Magister en Electrotechnique de l'université de Batna, 2009.
- [18] A.E.M BOUZID, « Optimisation par la méthode des essais particuliers d'une fonction trigonométrique », Thèse de Magister de l'université d'Oran, 2009.
- [19]A. TATER , « Introduction à la commande de machine asynchrone par la technique PSO », Mémoire de Master en Automatique, Université Larbi Tebessi Tebessa, 2013.
- [20]Y. BEKAKRA « Etude et Commande du Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA) par Différentes Techniques Avancées », mémoire de Master de l'université d'Eloued 2010.
- [21]H. BOUREGBA & O. BENDRA, « Etude et simulation d'un aérogénérateur (Turbine + MADA) avec différents régulateurs », Mémoire de Master en Electrotechnique, Université de Tlemcen, 2018.