

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



01/02



UNIVERSITE DE JIJEL  
Faculté des Sciences et de la Technologie

Département d'Automatique



## Mémoire

De projet de fin d'étude pour l'obtention du diplôme de Master en  
Automatique et Informatique Industrielle

## Thème

**Commande vectorielle par PI et PI Flou de la  
MADA optimisée avec essais particuliers**

Présenté par :

M. Merwan Bouhenna & M. Hamza Gherzouli

Soutenu le 23/06/2014 devant le jury composé de :

M. Fafa Youcef	Maitre de conférence B	Président
M. Boubertakh Hamid	Maitre de conférence A	Encadreur
M. Bounar Naâmane	Maitre-assistant A	Examineur

Promotion 2014

# Remerciements

*Nous remercions DIEU tout puissant qui nous a accordé la chance de vivre ce jour pour voir le fruit de nos études et passer les meilleurs moments de cette joie ; celle du succès avec nos familles qui nous ont porté toujours au chaud de leurs cœurs, et qui ont toujours cru en nous, et nous les en remerciant infiniment.*

*Nous tenons à remercier toute personne qui a contribué de près ou de loin à la réalisation de ce mémoire plus particulièrement :*

*Notre encadreur Mr. Boubertakh Hamid qui nous a proposé ce sujet de recherche, et qui nous a encadré et soutenu par ses conseils, sa compréhension et ses encouragements.*

*Nous tenons aussi à présenter nos remerciements aux membres de jury qui ont accepté de juger notre modeste travail.*

*Tous les enseignants qui ont contribué de près ou de loin à notre formation sans oublier nos amis et collègues qui directement ou indirectement ont contribué à la réalisation de ce travail.*

*Hamza et Merwan*

## *Dédicaces*

*A mon cher père et ma chère mère  
Pour l'éducation et le grand amour*

*Et*

*Pour leur patience et leurs sacrifices*

*A mes chères sœurs*

*A mes chers frères*

*A tout ma famille*

*A tous mes amis*

*A tout ce que j'aime*

*Je dédié ce modeste travail.*

*Hamza*

## *Dédicaces*

*A mon cher père et ma chère mère  
Pour l'éducation et le grand amour*

*Et*

*Pour leur patience et leurs sacrifices*

*A mes chères sœurs*

*A mes chers frères*

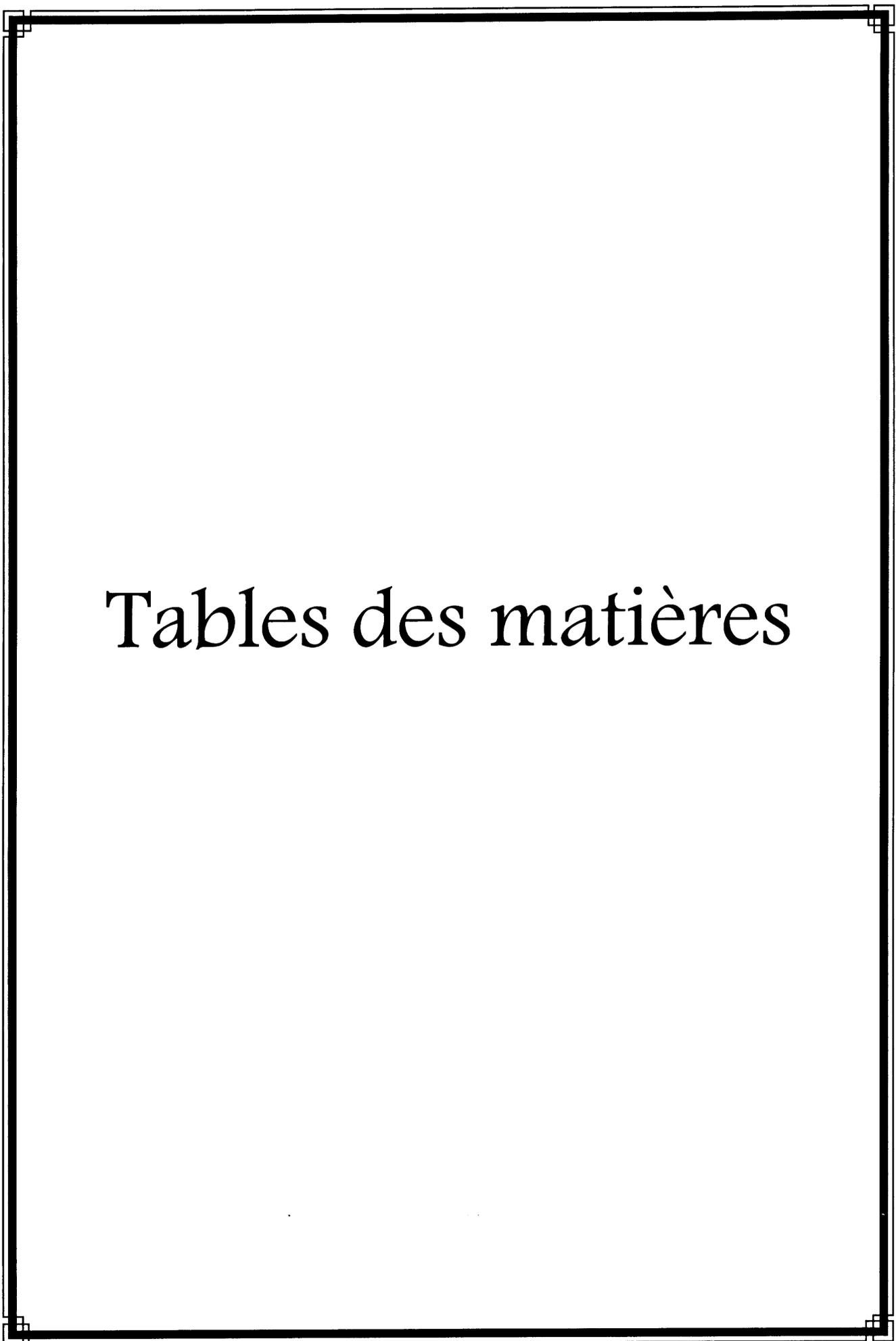
*A tout ma famille*

*A tous mes amis*

*A tout ce que j'aime*

*Je dédie ce modeste travail.*

*Merwan*



# Tables des matières

# Table des Matières

Liste des figures .....	v
Liste des tableaux.....	vii
Liste des notations et symboles.....	viii
<b>Introduction générale .....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre I: Etude et Modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation</b>	
I.1 Introduction.....	4
I.2 Description de la machine asynchrone à double alimentation.....	4
I.3 Principe de fonctionnement des machines à courant alternatif.....	5
I.3.1 Le moteur synchrone .....	6
I.3.2 Le moteur asynchrone.....	7
I.3.3 Moteur asynchrone à double alimentation.....	7
I.3.3.1 Principe de fonctionnement.....	7
I.3.3.2 Notion du glissement .....	8
I.4 Système utilisant La MADA .....	9
I.4.1 MADA simple : Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur.....	9
I.4.2 MADA alimentée par convertisseurs indépendants.....	10
I.5.3 MADA en cascade (Cascaded Doubly Fed Induction Machine).....	11
I.5.4 MADA cascade à un repère (Single Frame Cascaded Doubly Fed Machine).....	11
I.5.5 MADA sans balai (Brushless Doubly Fed Induction Machine) .....	11
I.5.6 MADA à réluctance (Doubly Fed Reluctance Machine).....	11
I.6 Discussion sur les avantages et les inconvénients d'une MADA avec des convertisseurs au stator et ou rotor .....	11
1.6.1 Domaines d'application .....	11
I.6.2 Avantages de la MADA.....	12
I.6.3 Inconvénients de la MADA .....	13
I.7 Modélisation de la MADA .....	13
I.7.1 Hypothèses simplificatrices .....	14
I.7.2 Les équations de la MADA en régime quelconque .....	15
I.7.2.1 équation électrique de la MADA.....	15
I.7.2.2 équation magnétique de la MADA.....	15
I.7.2.3 équation mécanique de la MADA .....	17
I.7.3 La transformation de Park à la MADA .....	17
I.7.4 Mise en équation de la MADA dans le repère de Park.....	18
I.7.4.1 Equations électriques dans le système d'axes $(d, q)$ .....	18
I.7.4.2 Equations magnétiques dans le système d'axes $(d, q)$ .....	19

I.7.5 Choix du référentiel .....	19
I.7.5.1 Référentiel lié au stator.....	19
I.7.5.2 Référentiel lié au rotor.....	20
I.7.5.3 Référentiel lié au champ tournant.....	20
I.8 Simulation de la MADA alimenté par le réseau électrique .....	20
I.8.1 Le résultat de simulation de la MADA .....	21
I.8.2 Interprétation des résultats obtenus.....	25
I.9 Stratégie de commande de la MADA .....	26
I.10 Travail à réaliser .....	27
I.11 Conclusion .....	27

## **Chapitre II : Commande PID et PID Floue**

II.1 Introduction .....	28
II.2 Les correcteurs classiques PID.....	28
II.2.1 Les actions des correcteurs classiques PID.....	28
II.2.1.1 L'action proportionnelle P .....	28
II.2.1.2 L'action intégrale I.....	29
II.2.1.3 L'action dérivée D .....	29
II.2.2 Les correcteurs Proportionnelle-Intégral-Dérivée (PID) .....	29
II.2.2.1 Correcteur proportionnelle (P) .....	29
II.2.2.2 Correction Proportionnel-Intégrale (PI).....	30
II.2.2.3 Correcteur Proportionnel-Dérivé (PD).....	31
II.2.2.4 Correcteur Proportionnel-Intégral-Dérivé (PID).....	32
II.2.2.5 Correcteur PID réel (Correcteur PID théorique filtré) .....	33
II.3 Commande floue .....	34
II.3.1 Structure d'une commande par logique floue.....	35
II.3.1.1 Fuzzification.....	35
II.3.1.2 Base des règles floues .....	36
II.3.1.3 Modèle d'inférence flou.....	36
II.3.1.4 Défuzzification.....	38
II.3.2 Contrôleurs Flous de type PID.....	39
II.3.2.1 Contrôleur Proportionnel Flou (PF).....	39
II.3.2.2 Contrôleur PI flou (PIF).....	39
II.3.2.3 Contrôleur PD flou (PDF).....	40
II.3.2.4 Contrôleurs flous de type PID .....	41
II.3.3 Les avantages et les inconvénients du réglage par logique floue .....	41
II.4 Conclusion.....	42

## **Chapitre III : Optimisation par Essaims de Particule**

III.1 Introduction .....	43
--------------------------	----

III.2 Histoire d'OEP .....	43
III.3 Optimisation Par Essaims de Particule .....	44
III.4 Description informelle .....	44
III.5 Notion de voisinage .....	45
III.6 Terminologie .....	46
III.6.1 Particule.....	46
III.6.2 Position $x(t)$ .....	47
III.6.3 Vitesse $v(t)$ .....	47
III.6.4 Fonction d'Évaluation (Fitness).....	47
III.6.5 Mémoire d'une Particule.....	47
III.6.5.1 Composante Cognitive : $c1r1 (Pbest - x)$ .....	47
III.6.5.2 Composante Sociale : $c2r2 (Gbest - x)$ .....	48
III.6.6 Les Scalaires Ajoutés .....	48
III.6.7 Critère d'Arrêt.....	48
III.7 Développement de l'Algorithme de l'OEP .....	49
III.8 Avantages et inconvénients d'OEP.....	53
III.9 Conclusion .....	53

**Chapitre IV : Commande vectorielle de la MADA par PI et PI Flou optimisé avec l'OEP**

IV.1 Introduction.....	54
IV.2 But et principe de la commande vectorielle.....	54
IV.2.1 Les types de la commande vectorielle.....	55
IV.2.1.1 Commande vectorielle directe.....	55
IV.2.1.2 Commande vectorielle indirecte.....	56
IV.2.2 Variantes de la commande vectorielle .....	56
IV.3 Lois de la commande vectorielle appliquée à la MADA.....	57
IV.3.1 Génération des courants rotoriques de référence .....	60
IV.3.2 Réglage de la vitesse de la MADA a flux statorique orienté.....	61
IV.4 Synthèse de la commande PI classique de la MADA par OEP.....	62
IV.4.1 Résultats de simulations.....	63
IV.4.2 Interprétations des résultats de simulations.....	67
IV.5 Synthèse de la Commande PI floue de la MADA par OEP.....	67
IV.5.1 Résultats de simulations.....	69
IV.5.2 Interprétations des résultats de simulations.....	73
IV.6 Synthèse de la Commande PI floue de la MADA par OEP avec contrainte .....	73
IV.6.1 Résultat de simulation.....	74
IV.6.2 Interprétation des résultats de simulation.....	78
IV.7 Conclusion .....	78

<b>Conclusion générale.....</b>	<b>79</b>
---------------------------------	-----------

**Annexe A : Transformation Triphasée –Biphasée**

A.1 Grandeurs réelles – Grandeurs ( $\alpha, \beta$ ) .....	81
A.2 Grandeurs ( $\alpha, \beta$ )– Grandeurs ( $d, q$ ) .....	81
A.3 Synthèse .....	82

**Annexe B : Paramètre de la Machine Asynchrone à Double Alimentation ‘MADA’**

B.1 Paramètre de la Machine Asynchrone à Double Alimentation ‘MADA’ .....	83
---	----

<b>Références bibliographiques.....</b>	<b>84</b>
---	-----------

# Liste des figures

# Liste des figures

## Chapitre I

<b>Figure I.1</b> Structure de la MADA .....	4
<b>Figure I.2</b> Champs statorique et rotorique dans une machine à courant alternatif.....	5
<b>Figure I.3</b> Schéma synoptique pour l'alimentation de la MADA par un seul onduleur .....	9
<b>Figure I.4</b> L'alimentation de la MADA par deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs.....	10
<b>Figure I.5</b> L'alimentation de la MADA par deux onduleurs alimentés à travers un redresseur commun.....	10
<b>Figure I.6</b> Caractéristique de fonctionnement de la machine "Couple - Vitesse" .....	12
<b>Figure I.7</b> Représentation schématique d'une machine asynchrone à double alimentation. ....	15
<b>Figure I.8</b> Principe de la transformation de Park appliquée à la MADA. ....	18
<b>Figure I.9</b> Le schéma bloc de simulation de la MADA alimenté en tension.....	21
<b>Figure I.10</b> Réponse en boucle ouverte de la MADA en mode simple alimentation (MAS) à vide .....	22
<b>Figure I.11</b> Réponse en boucle ouverte de la MADA en mode simple alimentation (MAS) en charge ( $C_r = 10 \text{ Nm}$ à $t = 0.5$ ) .....	22
<b>Figure I.12</b> Réponse en boucle ouverte de la MADA ( $u_r = 20 \text{ V}$ et $f_r = 25 \text{ H}$ à $t=1 \text{ s}$ ) la charge ( $C_r = 10 \text{ Nm}$ à $t=0.5 \text{ s}$ ).....	23
<b>Figure I.13</b> Réponse en boucle ouverte de la MADA ( $u_r = 50 \text{ V}$ et $f_r = 25 \text{ H}$ à $t=1 \text{ s}$ ) la charge ( $C_r = 10 \text{ Nm}$ à $t=0.5 \text{ s}$ ).....	23
<b>Figure I.14</b> Réponse en boucle ouverte de la MADA ( $u_r = 220 \text{ V}$ et $f_r = 50 \text{ H}$ à $t=1 \text{ s}$ ) la charge ( $C_r = 10 \text{ Nm}$ à $t=0.5 \text{ s}$ ).....	24
<b>Figure I.15</b> Réponse en boucle ouverte de la MADA ( $u_r = 35 \text{ V}$ et $f_r = 5 \text{ H}$ à $t=1 \text{ s}$ ) la charge ( $C_r = 10 \text{ Nm}$ à $t=0.5 \text{ s}$ ).....	24
<b>Figure I.16</b> Réponse en boucle ouverte de la MADA ( $u_r = 35 \text{ V}$ et $f_r = 25 \text{ H}$ à $t=1 \text{ s}$ ) la charge ( $C_r = 10 \text{ Nm}$ à $t=0.5 \text{ s}$ ) .....	25

## Chapitre II

<b>Figure II.1</b> Diagramme de BODE du correcteur PI .....	30
<b>Figure II.2</b> Diagramme de BODE du correcteur PD .....	31
<b>Figure II.3</b> Diagramme de BODE du correcteur PID .....	32
<b>Figure II.4</b> Diagramme de BODE d'un correcteur PID théorique filtré .....	33
<b>Figure II.5</b> Structure générale d'un contrôleur flou.....	35
<b>Figure II.6</b> Fonctions d'appartenance .....	35
<b>Figure II.7</b> Structure d'un PI.....	40
<b>Figure II.8</b> Structure de commande d'un PD Flou.....	40
<b>Figure II.9</b> Structure de commande PID Flou .....	41

### Chapitre III

<b>Figure III.1</b> Quelques exemples d'essaims.....	44
<b>Figure III.2</b> Schéma de principe du déplacement d'une particule.....	45
<b>Figure III.3</b> Voisinage étoile.....	45
<b>Figure III.4</b> Voisinage Anneau.....	46
<b>Figure III.5</b> Voisinage rayon.....	46
<b>Figure III.6</b> Principe de l'OEP.....	50

### Chapitre IV

<b>Figure IV.1</b> Principe de la commande vectorielle.....	55
<b>Figure IV.2</b> Orientation du flux statorique.....	57
<b>Figure IV.3</b> Schéma de la commande vectorielle de la MADA.....	62
<b>Figure IV.4</b> Evolution de la fonction objective.....	64
<b>Figure IV.5</b> Les réponses de la MADA au démarrage à vide (commande vectorielle à base des PI optimisé par OEP).....	65
<b>Figure IV.6</b> Les réponses de la MADA au démarrage à vide suivi de l'insertion des perturbations (commande vectorielle à base des PI optimisé par OEP).....	66
<b>Figure IV.7</b> Fonctions d'appartenance.....	67
<b>Figure IV.8</b> Evolution de la fonction objective.....	70
<b>Figure IV.9</b> Les réponses de la MADA au démarrage à vide (commande vectorielle à base des PIF optimisé par OEP).....	71
<b>Figure IV.10</b> Les réponses de la MADA au démarrage à vide suivi de l'insertion des perturbations (commande vectorielle à base des PIF optimisé par OEP).....	72
<b>Figure IV.11</b> Evolution de la fonction objective.....	75
<b>Figure IV.12</b> Les réponses de la MADA au démarrage à vide (commande vectorielle à base des PIF optimisé par OEP avec contrainte).....	76
<b>Figure IV.13</b> Les réponses de la MADA au démarrage à vide suivi de l'insertion des perturbations (commande vectorielle à base des PIF optimisé par OEP avec contrainte).....	77

# Liste des Tableaux

# Liste des Tableaux

## Chapitre II

<b>Tableau II.1</b> Propriétés des correcteurs usuels .....	33
---	----

## Chapitre IV

<b>Tableau IV.1</b> Objective de la commande .....	61
<b>Tableau IV.2</b> Paramètres de l'algorithme OEP .....	63
<b>Tableau IV.3</b> Bornes des valeurs des paramètres initiaux des PI .....	63
<b>Tableau IV.4</b> Les paramètres des régulateurs PI optimisé par OEP .....	64
<b>Tableau IV.5</b> Base des règles d'un contrôleur PIF .....	68
<b>Tableau IV.6</b> Les bornes initiales des paramètres de contrôleurs PIF .....	69
<b>Tableau IV.7</b> Paramètres des régulateurs (PIF) optimisé par OEP .....	70
<b>Tableau IV.8</b> Paramètres des régulateurs (PIF) optimisé par OEP avec contrainte .....	74

# Liste Des Notations Et Symboles

**Principaux indices et exposants**

- $(\cdot)_A, (\cdot)_B, (\cdot)_C$  : Composantes  $(A, B, C)$  dans un repère triphasé lié au rotor.  
 $(\cdot)_a, (\cdot)_b, (\cdot)_c$  : Composantes  $(a, b, c)$  dans un repère triphasé lié au stator.  
 $(\cdot)_\alpha, (\cdot)_\beta$  : Composantes  $(\alpha, \beta)$  dans un repère biphasé.  
 $(\cdot)_{ds}, (\cdot)_{qs}$  : Composantes  $(d, q)$  dans un repère biphasé lié au stator.  
 $(\cdot)_{dr}, (\cdot)_{qr}$  : Composantes  $(d, q)$  dans un repère biphasé lié au rotor.  
 $(\cdot)_{ref}$  : Grandeur de référence.  
 $(\cdot)_n$  : Grandeur nominale.  
 $(\cdot)^T$  : Vecteur transposée.

**Principales notations utilisées**

<b>Symboles et grandeurs</b>	<b>Significations</b>
$(a, b, c)$	: désignées pour le stator
$(A, B, C)$	: désignées pour le rotor
$u$	: La tension
$i$	: Le courant
$\varphi$	: Le flux
$\underline{H_s}$	: Les champs tournants statorique.
$\underline{H_r}$	: Les champs tournants rotorique.
$\theta$	: La position du rotor par rapport au stator
$\Omega$	: La vitesse de rotation du rotor.
$\alpha, \beta, \gamma$	: Des constantes.
$\theta_s$	: Angle entre la phase $\alpha$ du stator et l'axe $d$
$\Omega_s$	: La vitesse de rotation du champ statorique
$\theta_r$	: Angle entre la phase $\alpha$ du rotor et l'axe $d$
$\Omega_r$	: La vitesse de rotation du champ rotorique.
$C_{em}$	: Le couple électromagnétique
$f_s$	: Fréquence statorique
$f_r$	: Fréquence rotorique
$f$	: Coefficient de frottement
$\omega_s$	: Pulsation des grandeurs statorique

$\omega_r$	: Pulsation des grandeurs rotorique.
$p$	: Nombre de pair de pôle.
$\omega$	: La pulsation électrique du rotor.
$g$	: Le glissement.
$P_s$	: La puissance active.
$Q_s$	: puissance réactive.
$P_{sn}$	: La puissance active nominale.
$\Omega_n$	: vitesse nominale de rotation.
$R_s$	: La résistance d'une phase statorique.
$R_r$	: La résistance d'une phase rotorique.
$L_s$	: Inductances statoriques.
$L_r$	: Inductances rotoriques.
$L_{sr}$	: Inductances mutuelles.
$J$	: moment d'inertie du rotor de la machine.
$C_r$	: le couple résistant.
$M$	: l'inductance mutuelle cyclique.
$u(t)$	: Le signal de commande.
$K_p$	: Gain proportionnel.
$K_i = \frac{1}{T_i}$	: Gain d'intégration et $T_i$ est constante d'intégration.
$K_d = T_d$	: Gain de dérivation et $T_d$ constante de dérivation.
$E_N$	: Erreur négative.
$E_P$	: Erreur positive.
$DE_N$	: Dérivée d'erreur négative.
$DE_P$	: Dérivée d'erreur positive.
$DU_{PP}$	: Dérivée de la commande positive petite.
$DU_{PG}$	: Dérivée de la commande positive grande.
$DU_{NP}$	: Dérivée de la commande négative petite.
$DU_{NG}$	: Dérivée de la commande négative grande.
$C(s)$	: La fonction de transfert du correcteur.
$\varepsilon(t)$	: Erreur.
$e_1(t)$	: Erreur de poursuite de vitesse
$e_2(t)$	: Erreur de poursuit de $i_{qr}$
$e_3(t)$	: Erreur de poursuit de $i_{dr}$

$C_l$	: La conclusion de la règle.
$V_l$	: La valeur de vérité de $C_l$ .
$v(t)$	: vitesse de la particule.
$x(t)$	: position de la particule.
$w$	: Le coefficient d'inertie.
$c_1$ et $c_2$	: Les coefficients d'accélération.
$r_1$ et $r_2$	: Des nombres aléatoires.

### **Abréviations**

MADA	: Machine Asynchrone à Double Alimentation.
MAS	: Machine Asynchrone Simple.
fmm	: Force magnétomotrice.
F <sub>s</sub>	: force magnétomotrice statorique.
F <sub>r</sub>	: force magnétomotrice rotorique.
PSO	: Particle Swarm Optimization.
OEP	: Optimisation par Essaim de Particule.
P	: L'action proportionnelle.
I	: L'action intégratrice.
D	: L'action dérivateur.
PID	: Correcteur Proportionnelle-Intégral-Dérivée.
PI	: Correcteur Proportionnel-Intégrale.
PD	: Correcteur Proportionnel-Dérivé.
PIDF	: Contrôleur Proportionnel-Intégral-Dérivé flou.
PF	: Contrôleur Proportionnel Flou.
PIF	: Contrôleur PI flou.
PDF	: Contrôleur PD flou.
PP	: Terme linguistique positive petit.
PG	: Terme linguistique positive grand.
NP	: Terme linguistique négative petit.
NG	: Terme linguistique négative grand.
ZR	: Terme linguistique Zéro.
IA	: Intelligence Artificielle.
IE	: Intelligence en Essaim.

## **Introduction générale**

Le secteur industriel fait largement appel aux entraînements électriques à vitesse variable. Ces entraînements exigent de plus en plus de hautes performances, une fiabilité accrue et un cout réduit.

Au 19<sup>ème</sup> siècle, ce problème a été résolu avec les moteurs à courant continu, dont on peut modifier la vitesse de rotation de 0 à la vitesse maximale, et ceci en agissant sur la tension d'induit en gardant le flux d'induction constant. Cependant, la présence du système balais collecteur les pénalise : ces machines ne peuvent servir ni dans le domaine des grandes puissances, ni en milieux corrosifs, s'y ajoute aussi l'entretien que nécessite le collecteur [1].

Ces contraintes ont donc orienté la recherche dans le domaine de la vitesse variable vers les machines à courant alternatif, et plus particulièrement vers les machines asynchrones. Celles-ci ont en effet de nombreux avantages: coût de fabrication réduit, construction relativement simple, support des surcharges, vitesse de rotation plus élevée et n'exigent pas d'entretien permanent. L'inconvénient de cette catégorie de machines réside dans la complexité de leur fonctionnement, car elles se comportent comme des systèmes multi-variables, non linéaires et fortement couplés, d'où la difficulté de leur commande [2].

Il existe une nouvelle solution utilisant la machine alternative fonctionnant dans un mode un peu particulier, il s'agit de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) : c'est une machine asynchrone triphasée avec un rotor bobiné qui peut être alimentée par deux sources de tension l'une au stator et l'autre au rotor [13].

La machine asynchrone à double alimentation est essentiellement non linéaire, dû au couplage entre le flux et le couple électromagnétique. La commande vectorielle par orientation du flux selon un axe privilégié permet d'assurer un découplage entre le flux et le couple. Le but de cette technique 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 lié au couple (le courant d'induit)[1].

Dans le domaine de la commande, plusieurs techniques ont été établies pour assurer une régulation désirée. Ces techniques sont élaborées afin de rendre le système insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques. Les techniques de commande classique de type PI ou PID couvrent une large gamme dans les applications industrielles. Ce sont des techniques de commande linéaires qui présentent l'intérêt de la simplicité de mise en œuvre et la facilité de la synthèse. Cependant, la commande PID peut présenter des performances médiocres

quand ces paramètres sont mal réglés et/ou les performances exigées sont trop sévères. Cela peut influencer sur le fonctionnement du processus et peut entraîner une mauvaise robustesse face à la variation de ces paramètres.

Trouver le remplaçant de ces techniques classiques est le souci de plusieurs chercheurs. Le but est de chercher une technique qui réalise la robustesse d'un côté et la simplicité et le coût d'un autre côté. La commande PID floue développée ces dernières années est proposée comme une alternative potentielle pour remplacer les PID classiques. Elle combine les avantages de la commande classique et la commande floue à savoir la simplicité, la sémantique que dégage sa structure, et sa faculté de non linéarité.

La problématique de notre projet est de palier aux problèmes liés à la commande vectorielle de la MADA par PID classique en considérant les deux points suivants:

- Afin d'optimiser les performances de la commande PID classique, nous proposons une méthode de réglage des paramètres de cette dernière en utilisant l'optimisation par essaims particulaires (OEP, en anglais PSO ; Particle Swarm Optimization).
- Pour répondre à un cahier de charge trop exigeant, nous proposons de remplacer la commande PID par une commande PID floue. Cette dernière est optimisée à son tour par OEP.

Le mémoire est organisé en quatre chapitres.

Le premier chapitre présente une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant son principe de fonctionnement et les différentes stratégies de commande, ainsi le bilan de ses avantages et de ses inconvénients. Nous présenterons le modèle mathématique de la machine permettant l'étude de son comportement dynamique. Le modèle adapté est basé sur la transformation de *Park*.

Dans le deuxième chapitre, on commence par un rappel sur la commande PID classique Puis, une brève description de la commande floue. Enfin, nous présentons les différentes structures de la commande PID floue.

Le troisième chapitre est consacré à l'OEP, on donne un aperçu général sur les concepts de cette technique. Nous présentons deux algorithmes de cette technique ; avec et sans voisinage.

Le dernier chapitre rassemble les contributions de notre travail et présente les résultats de simulations. Dans un premier lieu, la méthode de réglage par OEP des contrôleurs PI de la commande vectorielle de la MADA est présentée et validé par des résultats de simulations. Dans

## *Introduction générale*

---

un second lieu, d'abord les contrôleurs PI sont remplacés par des contrôleurs PI Flous dans la structure de commande vectorielle de la MADA. Ensuite l'OEP est utilisé pour le réglage des paramètres de cette dernière afin d'optimiser son fonctionnement. Des résultats simulations sont présentés par la suite.

En fin, nous avons terminé ce travail par une conclusion générale portant sur le travail effectuée, et les résultats obtenus.

# Chapitre I

Etude et Modélisation

de la Machine

Asynchrone à Double

Alimentation

## Chapitre I

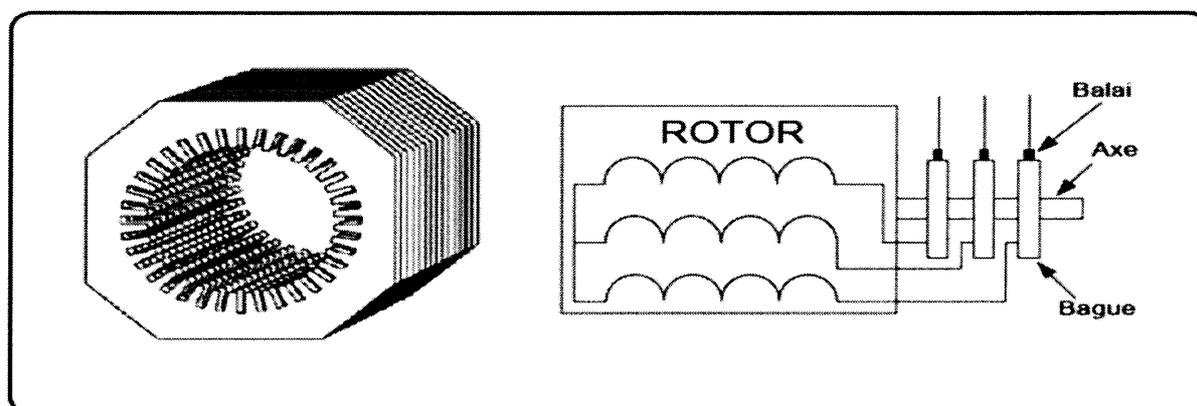
### *Etude et Modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation*

#### I.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est de mener une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant son principe de fonctionnement, les différentes stratégies de commande, ses avantages et inconvénients et évaluer les performances apportées par cette machine. Nous présentons la modélisation de la MADA. On va commencer par la mise en équations de la MADA en exprimant les équations électriques, magnétiques et mécaniques qui régissent son fonctionnement dans le référentiel triphasé ( $A, B, C$ ). Nous réduirons l'ordre du système et nous éliminerons la dépendance qui existe entre les coefficients d'inductances et la position du rotor par la transformation de *Park*. Cette transformation nous permettra de donner un nouveau modèle de la MADA dans le référentiel biphasé de *Park* noté usuellement ( $d, q$ ).

#### I.2 Description de la machine asynchrone à double alimentation

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 MADA est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures ; elle présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone ou synchrone). Son 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. La figure suivante représente la structure de la machine asynchrone à double alimentation [2].



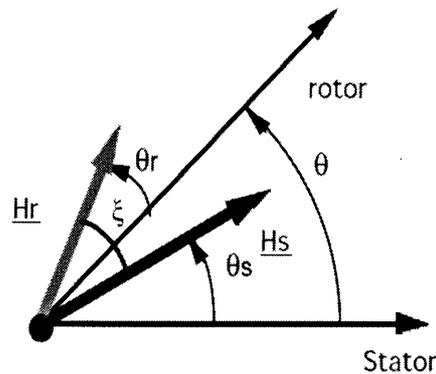
**Figure I.1** Structure de la MADA

Dans cette machine, les enroulements statoriques sont alimentés par le réseau et les enroulements rotoriques sont alimentés à travers un convertisseur de fréquence, ou bien les deux enroulements sont alimentés par deux onduleurs autonomes en général.

### **I.3 Principe de fonctionnement des machines à courant alternatif**

Dans les machines électriques à pôles lisses, le couple électromagnétique est dû à l'interaction de deux champs magnétiques. Dans le cas des machines à courant alternatif de type synchrone et asynchrone, il s'agit de l'interaction de deux champs tournants, le champ tournant créé par les courants qui circulent dans les enroulements du rotor et le champ tournant produit par les courants sinusoïdaux qui parcourent les enroulements du stator [8].

La figure I.2 précise les positions des vecteurs  $\underline{H}_s$  et  $\underline{H}_r$  représentant respectivement les champs tournants statorique et rotorique.



**Figure I.2** Champs statorique et rotorique dans une machine à courant alternatif

La position du rotor par rapport au stator est repérée par l'angle  $\theta$  tel que :

$$\theta = \Omega t + \alpha \quad (I.1)$$

Où

$\Omega$  : est la vitesse de rotation du rotor,  $\alpha$  est une constante.

Le champ tournant statorique se déplace par rapport au stator et sa position est repérée par l'angle

$$\theta_s = \Omega_s t + \beta \quad (I.2)$$

Où

$\Omega_s$  : est la vitesse de rotation du champ statorique (synchronisme),  $\beta$  est une constante.

En notation complexe, dans le repère lié au stator, le champ produit par les enroulements du stator peut s'exprimer par :

$$\underline{H}_s = H_s e^{j\theta_s} \quad (I.3)$$

Le champ tournant rotorique se déplace par rapport au rotor et sa position est repérée par l'angle :

$$\theta_r = \Omega_r t + \gamma \quad (I.4)$$

Où

$\Omega_r$  : est la vitesse de rotation du champ rotorique,  $\gamma$  est une constante.

En notation complexe, dans le repère lié au rotor, le champ produit par les enroulements du rotor peut s'exprimer par :

$$\underline{H}_r = H_r e^{j\theta_r} \quad (I.5)$$

Le couple électromagnétique fourni par la machine s'exprime par un produit vectoriel :

$$C_{em} = k H_s H_r \sin(\theta + \theta_r - \theta_s)$$

$$C_{em} = k H_s H_r \sin[(\Omega + \Omega_r - \Omega_s)t + \alpha + \gamma - \beta] \quad (I.6)$$

La valeur moyenne du couple électromagnétique est non nul si :

$$\Omega + \Omega_r - \Omega_s = 0$$

Ou :

$$\Omega_s = \Omega + \Omega_r \quad (I.7)$$

Cette relation permet de mettre en évidence le principe de fonctionnement des machines à courant alternatives.

### **I.3.1 Le moteur synchrone**

Le stator est un cylindre métallique auquel sont fixés des bobines. Ces bobines sont placées autour de l'axe du stator avec un décalage de  $\frac{2\pi}{3}$  rad de manière à ce qu'elles soient équidistantes. Le rotor quant à lui est un aimant ou bien lui aussi une bobine qui sera excitée par un courant continu. Une fois excitée, les bobines deviennent des électroaimants : la bobine du rotor excitée par un courant continu crée un champ magnétique permanent, la vitesse de rotation du champ rotorique  $\Omega_r$  est donc nulle. Le rotor tourne à la même vitesse que le champ statorique (pas de glissement)  $\Omega = \Omega_s$ .

Les bobines alimentées en alternatif triphasé (bobines statorique) produisent chacune un flux magnétique dont la résultante est un champ magnétique tournant. La vitesse du champ statorique  $\Omega_s$  (vitesse du synchronisme) et la vitesse du rotor  $\Omega$  sont synchrones, d'où le nom « moteur synchrone ».

### **I.3.2 Le moteur asynchrone**

Le moteur asynchrone triphasé est constitué d'un stator (inducteur) et d'un rotor (induit).

Le stator supporte trois enroulements, décalés de  $\frac{2\pi}{3}$  rad, alimentés par tension alternative triphasée de fréquence  $f_s$  (Hz).

Ces trois bobines produisent un champ magnétique variable qui a la particularité de tourner autour de l'axe du stator suivant la fréquence de la tension d'alimentation, ce champ magnétique est un champ tournant à la pulsation de synchronisme  $\Omega_s$  qui se répartit sinusoïdalement dans l'entrefer (espace entre le rotor et le stator) de la machine.

Le champ tournant (statorique) vient induire des courants dans le rotor.

Le rotor du moteur asynchrone triphasé peut-être « à cage d'écureuil » ou bobiné. Le rotor ne possède aucune liaison électrique avec le stator. Le rotor constitue un circuit électrique fermé où se crée des courants induits qui entraînent la mise en rotation du rotor. Le rotor tourne à la vitesse de rotation  $\Omega$  qui est inférieure à la vitesse synchrone.

On dit que le rotor glisse par rapport au champ magnétique tournant; on parle alors de glissement qui dépend de la charge.

La vitesse du champ statorique  $\Omega_s$  (vitesse du synchronisme) et la vitesse du rotor  $\Omega$  ne peuvent donc pas être synchrones, d'où le nom « moteur asynchrone »

### **I.3.3 Moteur asynchrone à double alimentation**

#### **I.3.3.1 Principe de fonctionnement**

Le principe de fonctionnement de la MADA est basé sur la théorie du champ tournant [5].

Quand le stator est alimenté par une source triphasée équilibrée de fréquence  $f_s$ , les courants instantanés circulant dans les trois phases de l'inducteur créent une force magnétomotrice  $F_s$  qui tourne à une vitesse synchrone (rad/s) [9]:

$$\Omega_s = \frac{2\pi f_s}{p} = \frac{\omega_s}{p} \quad (\text{I.8})$$

Le rotor quant à lui est alimenté par une source triphasée de fréquence  $f_r$  et qui produit une force magnétomotrice tournante  $F_r$  à une vitesse (rad/s) [5] :

$$\Omega_r = \frac{2\pi f_r}{p} = \frac{\omega_r}{p} \quad (\text{I.9})$$

Le rotor d'une machine asynchrone tourne à la vitesse  $\Omega$  qui est donné par la relation suivante :

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \quad (\text{I.10})$$

Avec :

$\Omega$  : La vitesse mécanique du rotor (rad/s).

$\omega$  : La pulsation électrique du rotor (rad/s).

### **I.3.3.2 Notion du glissement [5]**

Le glissement est la différence entre la vitesse de synchronisme et la vitesse du rotor. Le glissement peut être négatif, nul ou positif.

Le glissement  $g$  du moteur est défini par :

$$g = \frac{\Omega_s - \omega}{\Omega_s} = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} = \frac{\omega_r}{\omega_s} = \frac{f_r}{f_s} \quad (I.11)$$

Pour le fonctionnement de moteur en régime établi, il est nécessaire que les vecteur fmm du stator et de rotor soient immobiles dans l'espace l'un par rapport à l'autre, du moment que le vecteur résultant de la fmm de l'enroulement statorique tourne, dans l'espace, avec une vitesse angulaire :

$$\omega_s = 2\pi f_s \quad (I.12)$$

Et que le rotor tourne à vitesse  $\omega$  ; par conséquent, pour satisfaire à cette condition, il faut que le vecteur résultante de la fmm de l'enroulement rotorique tourne par rapport au rotor avec la vitesse  $\omega_r$  telle que:

$$\omega_r = \omega_s - \omega = \omega_s - \omega_s(1 - g) = \omega_s g \quad (I.13)$$

C'est à dire proportionnellement au glissement  $g$ , si la vitesse du moteur est inférieure à la vitesse de synchronisme, le sens de rotation des vecteurs sont identique ; dans le cas contraire, quand la vitesse est supérieur à celle de synchronisme, le sens seront opposés.

Pour que la rotation du vecteur de fmm par rapport au rotor se réalise, le courant sans l'enroulement doit avoir une fréquence  $f_r$ , définie à partir de  $\omega_s g = 2\pi f_r$ , c'est-à-dire :

$$f_r = g f_s \quad (I.14)$$

Dépendamment du signe du glissement, il est possible de distinguer trois modes de fonctionnements de la machine:

➤ **Hyposynchrone ( $0 < g < 1$ ) :**

Dans le cas où la source connectée au rotor crée une force magnétomotrice  $F_r$  qui tourne dans le même sens que le sens de rotation de la force magnétomotrice  $F_s$ , le glissement est positive et le rotor tournera moins vite que le champ tournant créé par le stator  $\omega < \omega_s \Rightarrow \omega_r > 0$ , la machine est dite en fonctionnent hyposynchrone [9].

➤ **synchrone ( $g=0$ ) :**

C'est le point, où la vitesse mécanique du rotor atteint la vitesse de synchronisme, la fréquence  $f_r$  du rotor s'annule. Autrement dit, le rotor tourne avec la même vitesse que la vitesse que celle du flux statorique  $\omega = \omega_s$ , donc le rotor ne voit aucun mouvement relatif par rapport à ce dernier  $\omega_r = 0$ , par conséquent il n'y a aucune tension induite dans l'enroulement du rotor [7].

➤ **Hypersynchrone ( $g<0$ ) :**

Si la source connectée au rotor crée une force magnétomotrice  $F_r$  qui tourne dans le sens contraire du sens de rotation de la force magnétomotrice  $F_s$ , le glissement devient négative et le rotor tournera plus vite que le champ tournant créé par le stator  $\omega > \omega_s \Rightarrow \omega_r < 0$ , la machine est dite en fonctionnent hypersynchrone [9].

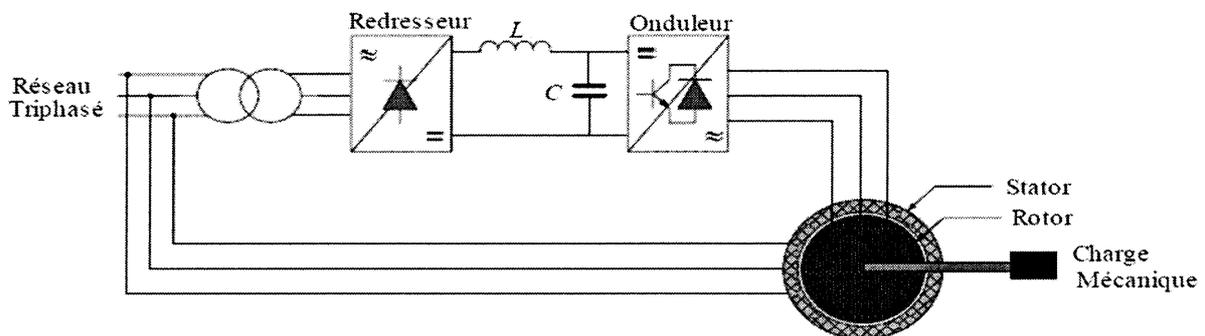
#### I.4 Système utilisant La MADA

La littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la machine asynchrone à doublement alimentée pour diverses applications : en tant que génératrice pour les énergies renouvelables ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime.

Pour le cas de l'application moteur de la MADA, il existe plusieurs configurations de fonctionnement.

##### I.4.1 MADA simple : Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur

C'est la configuration la plus simple et la plus utilisée dans les applications industrielles, cette structure est illustrée par la figure suivante :



**Figure I.3** Schéma synoptique pour l'alimentation de la MADA par un seul onduleur

Dans cette structure, la MADA est alimentée à son stator par le réseau, tandis que le rotor est alimenté à travers un système de conversion qui comporte un redresseur, un filtre et un onduleur ou bien peut être un cyclo-convertisseur (conversion directe). Cette structure est appelée aussi la cascade hyposynchrone. Elle permet de contrôler la puissance active et réactive statorique à la fois en régime permanent et transitoire [2].

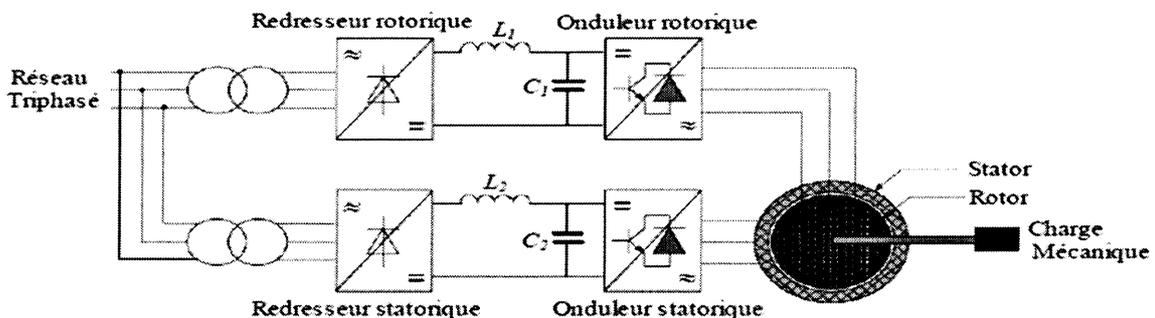
#### I.4.2 MADA alimentée par convertisseurs indépendants

Cette configuration consiste en une MADA alimentée par deux onduleurs, l'un au stator et l'autre au rotor. Elle peut prendre deux formes équivalentes [2] :

**Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs.** Dans ce cas, c'est le réseau qui est la source du couplage électrique existant entre les deux côtés.

**Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun,** ce dernier est donc une source d'alimentation commune aux deux côtés.

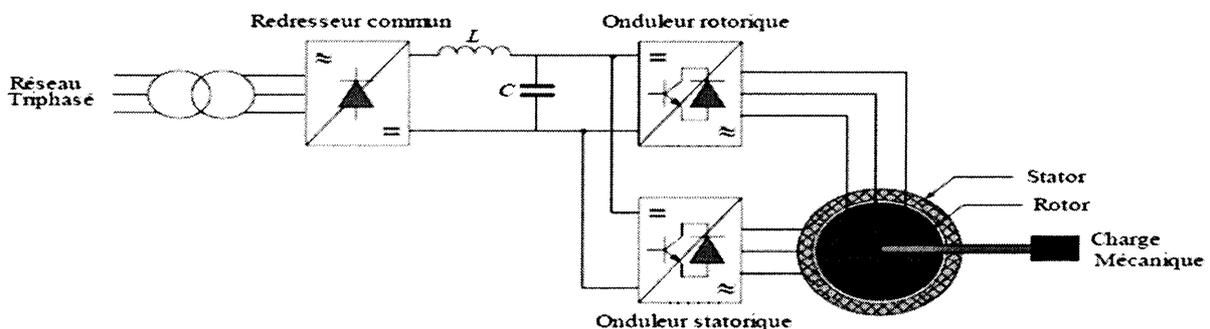
La première forme de cette stratégie de commande est illustrée par la figure suivante



**Figure I.4** L'alimentation de la MADA par deux onduleurs alimentés par leurs propres 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.

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 [2] :



**Figure I.5** L'alimentation de la MADA par deux onduleurs alimentés à travers un redresseur commun

Ces deux dernières structures sont utilisées généralement dans le fonctionnement en moteur, pour les applications de traction électrique

### **I.5.3 MADA en cascade (Cascaded Doubly Fed Induction Machine)**

Cette machine est constituée de deux MADA dont les rotors sont couplés électriquement et mécaniquement.

### **I.5.4 MADA cascade à un repère (Single Frame Cascaded Doubly Fed Machine)**

Il s'agit de deux machines à cage dont l'axe rotorique est identique. Les barres rotoriques sont croisées entre les deux machines. Une machine a son stator relié au réseau, l'autre à un onduleur.

### **I.5.5 MADA sans balai (Brushless Doubly Fed Induction Machine)**

Machine très proche de la précédente sauf que cette fois-ci, les deux enroulements statoriques appartiennent à un circuit magnétique commun, Le rotor est commun et à cage d'écureuil. A nouveau nous avons deux alimentations triphasées distinctes.

### **I.5.6 MADA à réluctance (Doubly Fed Reluctance Machine)**

Machine utilisant le principe d'un rotor de moteur à réluctance variable.

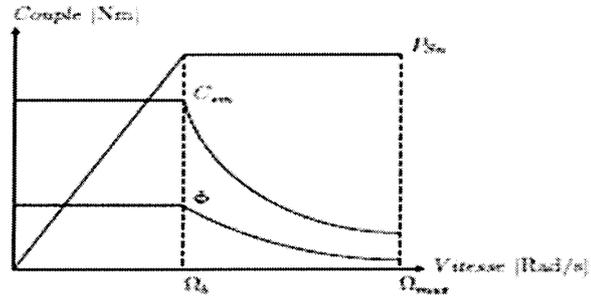
## **I.6 Discussion sur les avantages et les inconvénients d'une MADA avec des convertisseurs au stator et au rotor**

### **1.6.1 Domaines d'application [4]**

Que l'on adopte un système comprenant un seul redresseur ou deux, la caractéristique Couple - Vitesse est toujours la même pour peu que l'on considère un contrôle identique sur les deux systèmes. Nous nous plaçons dans un fonctionnement en mode moteur de la MADA.

Une telle caractéristique, donnée sur la figure I.6, fait apparaître plusieurs zones de fonctionnement :

- dans la première zone, la vitesse évolue alors que le couple électromagnétique  $C_{em}$  est constant et égal au couple nominal de la machine. Nous maintenons ceci jusqu'à une vitesse que nous qualifierons, vitesse de base  $b$ ,
- Dans la deuxième zone, nous agissons, en affaiblissant inversement proportionnellement à la vitesse, l'état magnétique de la machine. Le couple diminue lui aussi, alors que la tension maximale est atteinte sur chacune des cotes de la machine et que la puissance active  $P_s$  reste minimale et constante sur chaque cote  $P_s = P_{sn}$ .



**Figure 1.6** Caractéristique de fonctionnement de la machine "Couple - Vitesse"

Les différentes zones seront explicitées un peu plus loin dans ce mémoire et on pourra voir alors comment elles s'articulent en fonction du contrôle que l'on choisit d'adopter. La différence fondamentale entre un fonctionnement à deux onduleurs et un fonctionnement à un onduleur, est que la vitesse de base dans le cas du système stator relié au réseau, est égale à la vitesse nominale de rotation  $\Omega_n$ . Alors que dans le cas d'un onduleur au stator et au rotor, elle dépend directement du rapport de transformation qui existe entre la tension statorique et la tension rotorique d'une machine à rotor bobiné.

Une telle courbe de fonctionnement nous autorise donc à penser que cette machine sera très performante dans des applications nécessitant un fort couple de démarrage :

- la métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines
- la traction, avec notamment des applications de type transport urbain ou Propulsion maritime,
- et en fin l'application de levage, ascenseurs, monte-charge etc... Sont visées.

### **I.6.2 Avantages de la MADA**

Parmi ses nombreux avantages, nous citons :

- Le partage des fréquences entre le stator et le rotor: en effet, dans le cas d'une double alimentation, il est possible et recommandé de partager la fréquence de rotation du rotor entre les deux convertisseurs alimentant la machine, réduisant ainsi les pertes fer de la machine et augmentant son rendement. De plus, l'alimentation de la machine par deux onduleurs va nous permettre de travailler autour de l'arrêt à des fréquences relativement élevées évitant ainsi un déclassement des convertisseurs tout en maintenant un couple à l'arrêt. Cette même propriété nous assure un contrôle quasi insensible aux variations résistives de la machine [3].

- La solution avec deux convertisseurs alimentant la machine nous permet d'assurer un partage du courant magnétisant entre les deux armatures ainsi que la puissance mécanique fournie à la charge [1].
- La MADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines à grandes puissances [1].
- 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, Ce dispositif est par conséquent économique et, contrairement à la machine asynchrone à cage, il n'est pas consommateur de puissance réactive et peut même être fournisseur [2].
- La mesure des courants au stator et au rotor, contrairement à la machine à cage, donnent ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique [1].
- La large gamme de vitesse accessible à couple et à flux constant [1].
- Un fonctionnement en régime dégrade, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation [2].
- La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse nominale [3].
- Cette machine peut assurer tous les fonctionnements des autres machines. On peut donc y voir un avantage majeur, elle pourrait permettre de passer d'un fonctionnement à un autre tout à fait acceptable. Par exemple dans une application ferroviaire, nous pouvons revenir à mode de fonctionnement de type machine asynchrone à rotor court-circuité en cas de l'apparition d'un défaut sur l'un des bras des onduleurs. La gestion des modes dégradés est plus facile [1].

### **I.6.3 Inconvénients de la MADA**

Tout d'abord, la MADA est une machine asynchrone ; alors le premier inconvénient est que sa structure est non linéaire, ce qui implique la complexité de sa commande. En plus de ça, on peut citer les inconvénients suivants [2]:

- Le marché traditionnel est conquis par la MAS à cage, très étudiée et très connue, la nouveauté peut effrayer [2].
- Elle est plus volumineuse qu'une MAS à cage de puissance équivalente. L'aspect multi-convertisseurs, augmente le nombre de convertisseurs et par conséquent le prix [4].

- Le rotor et le stator doivent être reliés à l'armoire d'alimentation. Cependant le stator sera généralement connecté par des câbles HT de faible section. L'appareillage est plus important et nécessite un entretien [1].

### **I.7 Modélisation de la MADA**

Dans un premier temps, l'objectif est d'établir un modèle le plus précis possible, Ce modèle doit représenter au mieux le fonctionnement physique de la machine [6].

Pour commander la machine asynchrone à double alimentation, comme bien d'autres procédés, il nous faut disposer de son modèle avec une connaissance plus ou moins précise des éléments le constituant. Mathématiquement, on peut représenter la MADA sous forme standard d'équations en variables d'état [2].

A partir de ce modèle, on peut faire la conception et la simulation des algorithmes de commande ; ainsi que l'étude et l'analyse des régimes transitoires. De ce fait, il est réaliste de poser des conditions et des hypothèses pour écrire le modèle comportemental. Une première difficulté réside dans la commande de cette machine à cause du couplage du flux magnétique et du couple électromagnétique ; la deuxième est liée à l'identification des paramètres.

Dans la littérature, nous discernons principalement trois approches concernant la modélisation des machines électriques:

- La modélisation de Park.
- La modélisation par réseaux de perméances.
- La modélisation par éléments finis.

Dans notre travail on s'intéresse à la modélisation de Park à cause de sa simplicité. Cette dernière est établie à partir des équations électriques de la machine.

#### **I.7.1 Hypothèses simplificatrices [6]**

On considère que la machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine.

Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à P paires de pôles ; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à  $\frac{2\pi}{3}$ . L'étude de cette machine traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices :

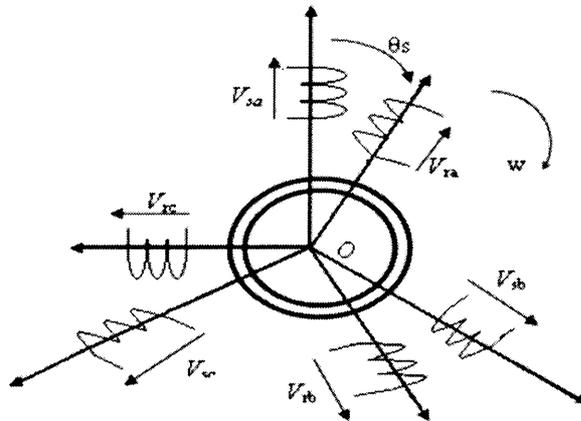
- Entrefer constant.
- Effet des encoches négligé.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.

- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes magnétiques négligeables.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

### I.7.2 Les équations de la MADA en régime quelconque [2]

La machine asynchrone à double alimentation peut être modélisée par six équations électriques et une seule équation mécanique qui concerne la dynamique du rotor. Elle peut être schématisée par la figure I.7.

Les phases sont désignées par  $(a, b, c)$  pour le stator et  $(A, B, C)$  pour le rotor. L'angle électrique ' $\theta$ ' définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases statoriques et rotoriques.



**Figure I.7** Représentation schématique d'une machine asynchrone à double alimentation.

#### I.7.2.1 Equation électrique de la MADA

L'application de la loi d'Ohm généralisée aux bornes des enroulements du stator et du rotor permet d'obtenir les équations de tensions  $(u_{abc})$  pour le stator et  $(u_{ABC})$  pour le rotor:

$$\begin{cases} [u_{abc}] = R_s [i_{abc}] + \frac{d[\varphi_{abc}]}{dt} \\ [u_{ABC}] = R_r [i_{ABC}] + \frac{d[\varphi_{ABC}]}{dt} \end{cases} \quad (I.15)$$

Où :

$R_s$  est la résistance d'une phase statorique

$R_r$  est la résistance d'une phase rotorique.

Les matrices suivantes représentent respectivement :

$[u_{abc}] = [u_a u_b u_c]^T$  : Le vecteur des tensions statoriques.

$[i_{abc}] = [i_a i_b i_c]^T$  : Le vecteur des courants statoriques.

$[\varphi_{abc}] = [\varphi_a \varphi_b \varphi_c]^T$  : Le vecteur des flux statoriques.

$[u_{ABC}] = [u_A u_B u_C]^T$  : Le vecteur des tensions rotoriques.

$[i_{ABC}] = [i_A i_B i_C]^T$  : Le vecteur des courants rotoriques.

$[\varphi_{ABC}] = [\varphi_A \varphi_B \varphi_C]^T$  : Le vecteur des flux rotoriques.

### I.7.2.2 Equation magnétique de la MADA

Les équations des flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques, sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} [\varphi_{abc}] = [L_s][i_{abc}] + [L_{sr}][i_{ABC}] \\ [\varphi_{ABC}] = [L_r][i_{ABC}] + [L_{sr}]^T[i_{abc}] \end{cases} \quad (I.16)$$

Où :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{ab} & L_{aa} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AA} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AB} & L_{AA} \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

$[L_s]$  : est la matrice des inductances statoriques.

$[L_r]$  : est la matrice des inductances rotoriques.

Et  $[L_{sr}]$  est la matrice des inductances mutuelles, entre le stator et le rotor, elle est donnée par :

$$[L_{sr}] = L_{aA} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

Avec :

$L_{aa}$  : C'est l'inductance propre d'une phase statorique.

$L_{ab}$  : C'est l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

$L_{AA}$  : C'est l'inductance propre d'une phase rotorique.

$L_{AB}$  : C'est l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

$L_{aA}$  : C'est l'inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique.

En introduisant les équations  $\varphi_{abc}$  et  $\varphi_{ABC}$  dans les équations  $u_{abc}$  et  $u_{ABC}$  respectivement, on obtient :

$$\begin{cases} [u_{abc}] = R_s [i_{abc}] + [L_s] \frac{d[i_{abc}]}{dt} + \frac{d([L_{sr}][i_{ABC}])}{dt} \\ [u_{ABC}] = R_r [i_{ABC}] + [L_r] \frac{d[i_{ABC}]}{dt} + \frac{d([L_{sr}]^T [i_{abc}])}{dt} \end{cases} \quad (I.20)$$

### **I.7.2.3 Equation mécanique de la MADA**

La dernière relation importante complétant le modèle de la machine asynchrone à double alimentation, est l'équation fondamentale mécanique décrivant la dynamique du rotor. Cette équation est donnée par :

$$j \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega = C_{em} - C_r \quad (I.21)$$

Où :  $\Omega = \frac{\omega}{p}$

$J$  : Le moment d'inertie du rotor de la machine en  $(kg \cdot m^2)$ .

$\Omega$  : La vitesse angulaire mécanique du rotor en  $(rd/s)$ .

$p$  : Le nombre de paires de pôles.

$\omega$  : La vitesse angulaire électrique de rotation du rotor.

$f$  : Le coefficient de frottement en  $(N \cdot m \cdot s/rd)$ .

$C_{em}$  : Le couple électromagnétique en  $(N \cdot m)$ .

$C_r$  : Le couple résistant en  $(N \cdot m)$ .

Le modèle réel de la machine asynchrone à double alimentation est composé d'un ensemble d'équations différentielles ordinaires à coefficients variables en fonction de l'angle de rotation  $\theta$  (voir la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor). On utilise la transformation de Park qui permet d'obtenir un système d'équations à coefficients constants, en transformant les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents.

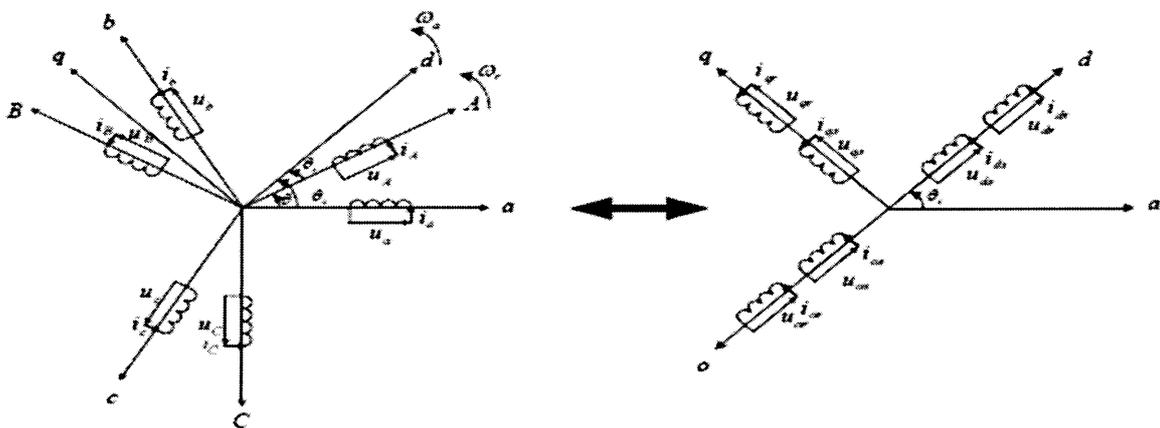
### **I.7.3 La transformation de Park à la MADA**

La transformation de *Park* est constituée d'une transformation triphasé-biphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère  $(a, b, c)$  vers le repère  $(\alpha, \beta)$  puis vers le repère  $(d, q)$ . Le repère  $(\alpha, \beta)$  est toujours fixe par rapport au repère  $(a, b, c)$ , par contre le repère  $(d, q)$  est mobile. Il forme avec le repère fixe  $(\alpha, \beta)$  un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de *Park* [11].

Revenons au choix de ces angles de transformation pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques). Si l'on note par  $\theta_s$  (resp. par  $\theta_r$ ) l'angle de la transformation de *Park* des grandeurs statoriques (resp. rotoriques), il existe une rotation qui les lie et qui simplifie les équations et par la même le modèle final [11].

Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier ces équations. Ceci se fait en liant les angles  $\theta_s$  et  $\theta_r$  par la relation :  $\theta_s = \theta + \theta_r$  [11].

Le schéma de la figure I.8 montre le principe de la transformation de Park appliquée à la machine asynchrone à double alimentation.



**Figure I.8** Principe de la transformation de *Park* appliquée à la MADA.

Où :

- $\theta$  : L'angle entre l'axe rotorique A et l'axe statorique a ;
- $\theta_r$  : L'angle entre l'axe rotorique A, et l'axe de Park direct d ;
- $\theta_s$  : L'angle entre l'axe statorique a, et l'axe de Park direct d ;
- $\omega_a$  : La vitesse angulaire du système d'axes (d, q) ;
- $\omega_r$  : La vitesse angulaire électrique rotorique.

## I.7.4 Mise en équation de la MADA dans le repère de Park

### I.7.4.1 Equations électriques dans le système d'axes (d, q)

En appliquant la transformation de Park et en tenant compte des hypothèses simplificatrices nous pouvons établir les expressions des tensions statoriques et rotoriques dans le repère tournant (d, q) quelconque :

$$\begin{cases} u_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_a \varphi_{qs} \\ u_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_a \varphi_{ds} \\ u_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_a - \omega) \varphi_{qr} \\ u_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_a - \omega) \varphi_{dr} \end{cases} \quad (I.22)$$

Où :

$$\omega_a = \frac{d\theta_s}{dt} \text{ est la vitesse angulaire du système d'axes } (d, q).$$

#### I.7.4.2 Equations magnétiques dans le système d'axes $(d, q)$

On utilise le même raisonnement on obtient les équations du flux dans le repère tournant d-q quelconque :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (I.23)$$

Jusqu'à maintenant, le modèle de Park n'est pas complètement défini, puisque la vitesse de rotation  $\omega_a$  du repère  $(d, q)$  par rapport au stator est quelconque. Les équations des tensions sont affectées, par le choix du référentiel, c'est-à-dire de la vitesse de rotation  $\omega_a$

#### I.7.5 Choix du référentiel

En général, l'étude du comportement dynamique des machines électriques peut se faire suivant la transformation de Park pour différents référentiels. Le choix du référentiel s'effectue suivant le phénomène à étudier et les simplifications offertes par ce choix. Trois types de référentiels sont intéressants en pratique :

##### I.7.5.1 Référentiel lié au stator

Ce référentiel est appelé aussi système d'axes  $(\alpha, \beta)$ . Dans ce cas, ( $\omega_a = \frac{d\theta_s}{dt} = 0$ ). Ce système est utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines électriques. Les équations électriques de la machine deviennent [2]:

$$\begin{cases} u_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ u_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \\ u_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + \omega \varphi_{qr} \\ u_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - \omega \varphi_{dr} \end{cases} \quad (I.24)$$

### I.7.5.2 Référentiel lié au rotor

Dans ce cas, le système d'axes  $(d, q)$  est immobile par rapport au rotor et tourne avec la vitesse  $(\omega_a = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r)$ . Ce système d'axes est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor. Les équations électriques de la machine dans ce référentiel deviennent [2]:

$$\begin{cases} u_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega \varphi_{qs} \\ u_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega \varphi_{ds} \\ u_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ u_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (I.25)$$

### I.7.5.3 Référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel est appelé aussi système d'axes  $(X, Y)$ , il tourne avec la vitesse du champ électromagnétique, c'est-à-dire  $(\omega_a = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s)$ . Dans ce repère, les grandeurs statoriques et rotoriques sont connues en régime permanent [2]. Il est donc préférable de travailler dans ce repère lors de l'étude de la commande de la machine.

Le modèle mathématique de la machine asynchrone à double alimentation s'écrit dans le repère de Park [2]:

$$\begin{cases} u_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ u_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ u_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \varphi_{qs} \\ u_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \varphi_{ds} \end{cases} \quad (I.26)$$

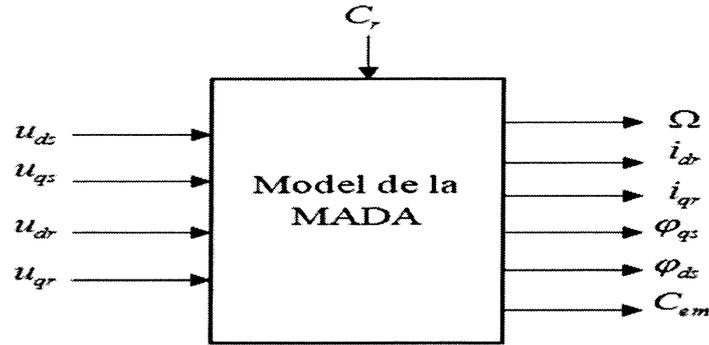
Pour étudier les phénomènes transitoires (démarrage, freinage, variation de la charge) avec une vitesse rotorique variable, il faut ajouter l'équation du mouvement (I.21) au système d'équations différentielles modélisant la machine. La forme générale du couple électromagnétique d'une machine asynchrone triphasée modélisée dans le repère de Park est donnée par la relation suivante :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} (\varphi_{qs} i_{dr} - \varphi_{ds} i_{qr}) \quad (I.27)$$

## I.8 Simulation de la MADA alimenté par le réseau électrique

Le réglage de la vitesse de rotor d'une machine asynchrone a double alimentation se réalise logiquement par une action simultanée sur la fréquence rotorique, par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable pour délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeur instantanée, pour une MADA alimentée en tensions statoriques  $(u_{ds}, u_{qs})$  et des tensions rotoriques  $(u_{dr}, u_{qr})$  considérées comme variable de commande, et le couple résistant  $C_r$  comme perturbation.

Le schéma bloc de la MADA est donné comme :



**Figure I.9** Le schéma bloc de simulation de la MADA alimentée en tension

On choisit le référentiel lié au champ tournant, Nous considérons les flux statoriques, les courants rotoriques et la vitesse mécanique  $(\varphi_{ds}, \varphi_{qs}, i_{dr}, i_{qr}, \Omega)$  comme variable d'état, On obtient le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{ds}}{dt} = -\varphi_{ds} + \omega_s \varphi_{qs} + \alpha_s M i_{dr} + u_{ds} \\ \frac{d\varphi_{qs}}{dt} = -\varphi_{qs} - \omega_s \varphi_{ds} + \alpha_s M i_{qr} + u_{qs} \\ \frac{di_{dr}}{dt} = -\gamma_r i_{dr} + (\omega_s - \omega) i_{qr} + \alpha_s \beta \varphi_{ds} - \beta \omega \varphi_{qs} - \beta u_{ds} + \frac{1}{\sigma_r} u_{dr} \\ \frac{di_{qr}}{dt} = -\gamma_r i_{qr} - (\omega_s - \omega) i_{dr} + \alpha_s \beta \varphi_{qs} + \beta \omega \varphi_{ds} - \beta u_{qs} + \frac{1}{\sigma_r} u_{qr} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{pM}{jL_s} (\varphi_{qs} i_{dr} - \varphi_{ds} i_{qr}) - \frac{1}{j} C_r - \frac{f_r}{j} \Omega \end{cases} \quad (I.28)$$

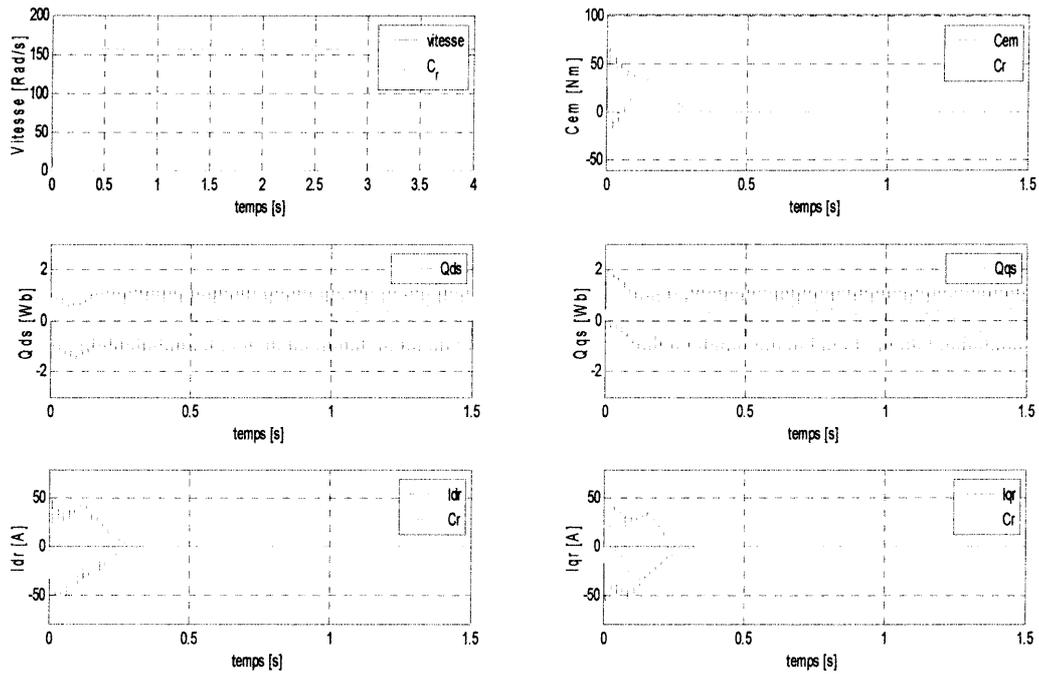
$$\text{Avec } \alpha_s = \frac{R_s}{L_s}, \sigma_r = L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right), \gamma_r = \left(\frac{R_r}{\sigma_r} + \frac{R_s M^2}{\sigma_r L_s^2}\right) \text{ et } \beta = \frac{M}{\sigma_r L_s}$$

### I.8.1 Le résultat de simulation de la MADA

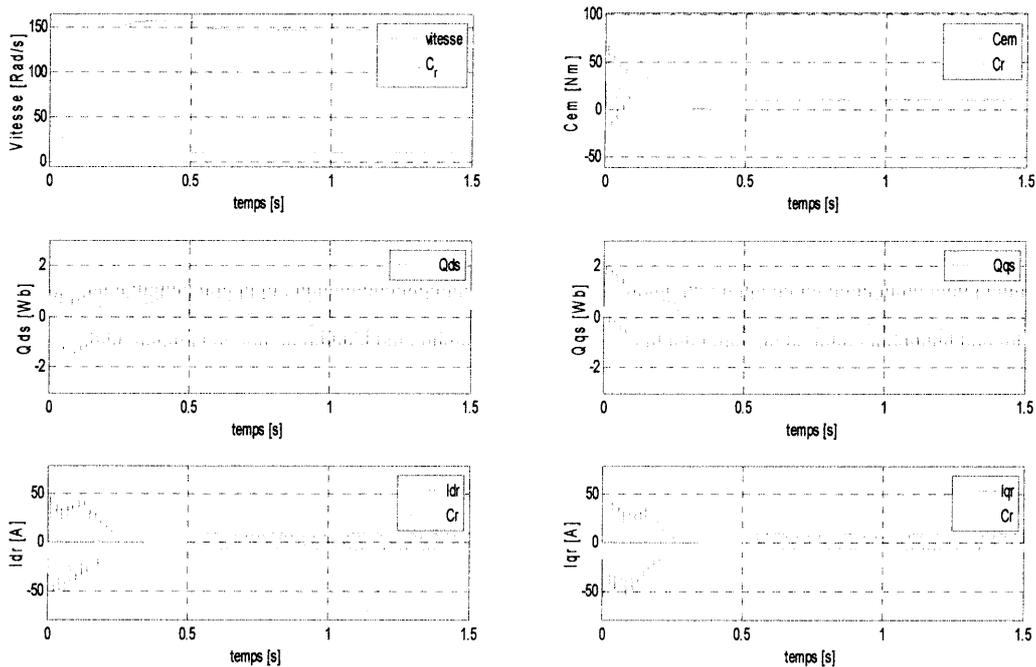
# Chapitre I

## Etude et Modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

Les résultats obtenus par simulation avec les paramètres de la machine (Annexe B) sont représentés par les figures I-10 à I.16.



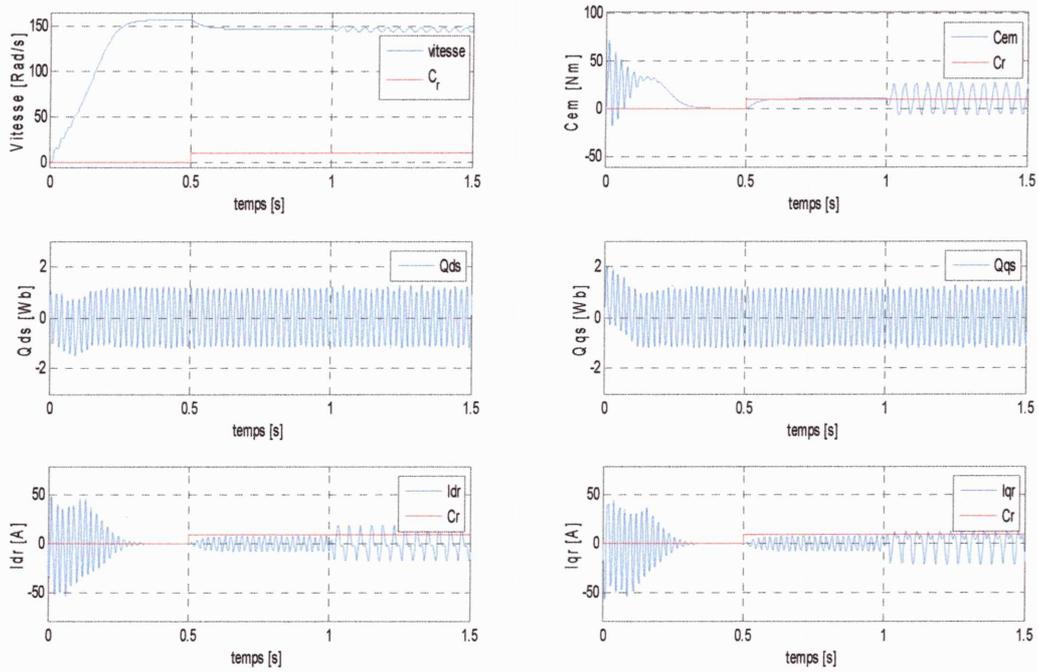
**Figure I.10** Réponse en boucle ouverte de la MADA en mode simple alimentation (MAS) à vide



**Figure I.11** Réponse en boucle ouverte de la MADA en mode simple alimentation (MAS) en charge ( $C_r = 10 \text{ Nm}$  à  $t = 0.5 \text{ s}$ )

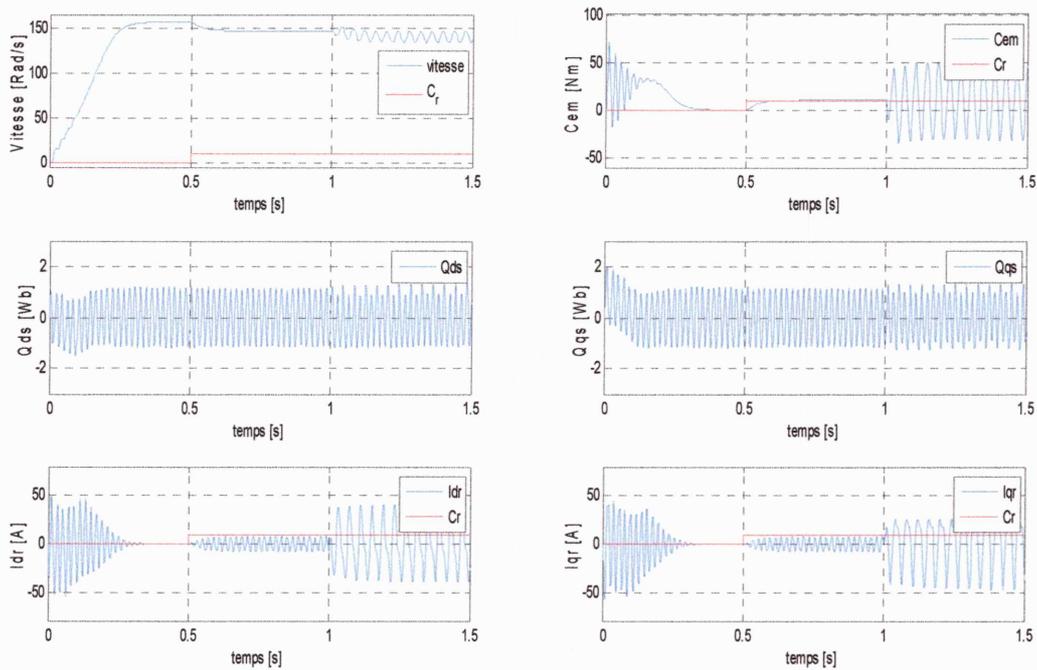
# Chapitre I

## Etude et Modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation



**Figure I.12** Réponse en boucle ouverte de la MADA ( $u_r = 20$  V et  $f_r = 25$  H à  $t=1$  s) charge ( $C_r = 10$  Nm à  $t=0.5$  s)

la

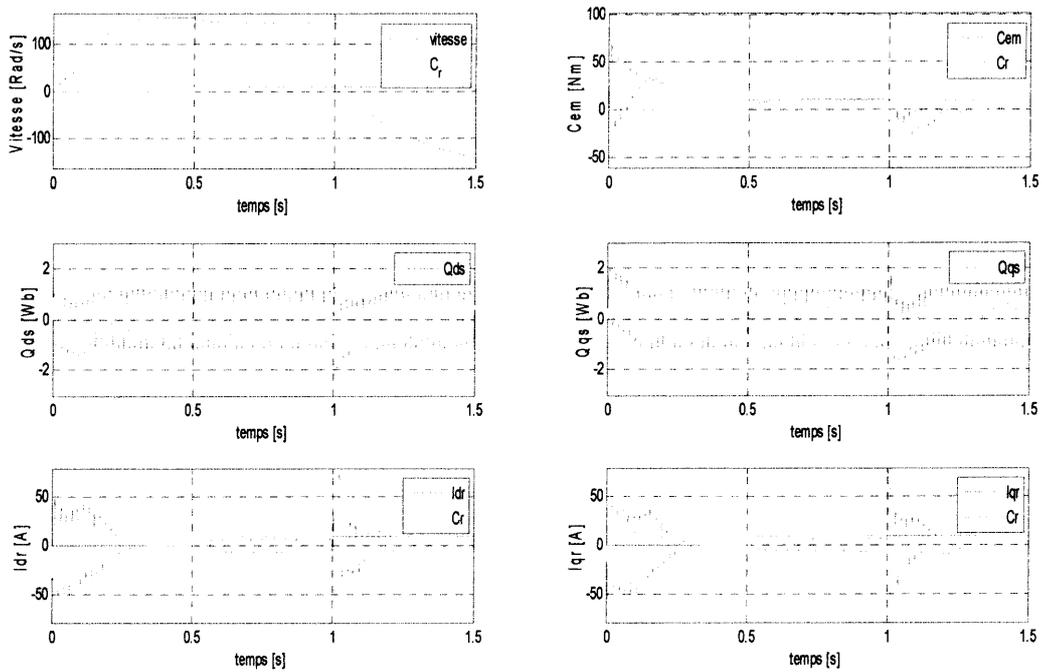


**Figure I.13** Réponse en boucle ouverte de la MADA ( $u_r = 50$  V et  $f_r = 25$  H à  $t=1$  s) charge ( $C_r = 10$  Nm à  $t=0.5$  s)

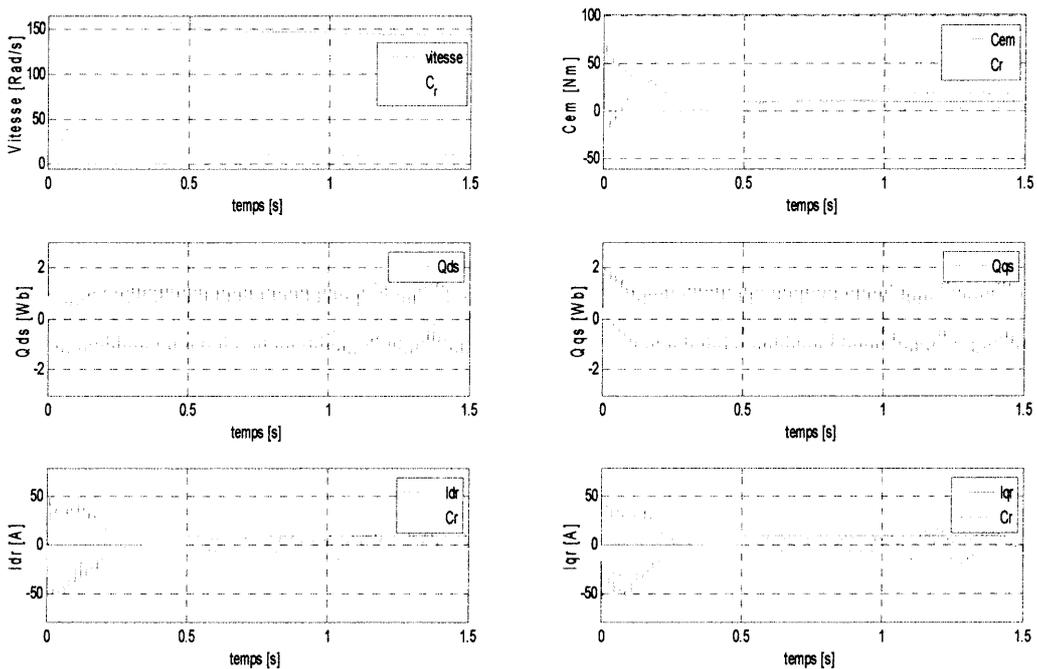
la

# Chapitre I

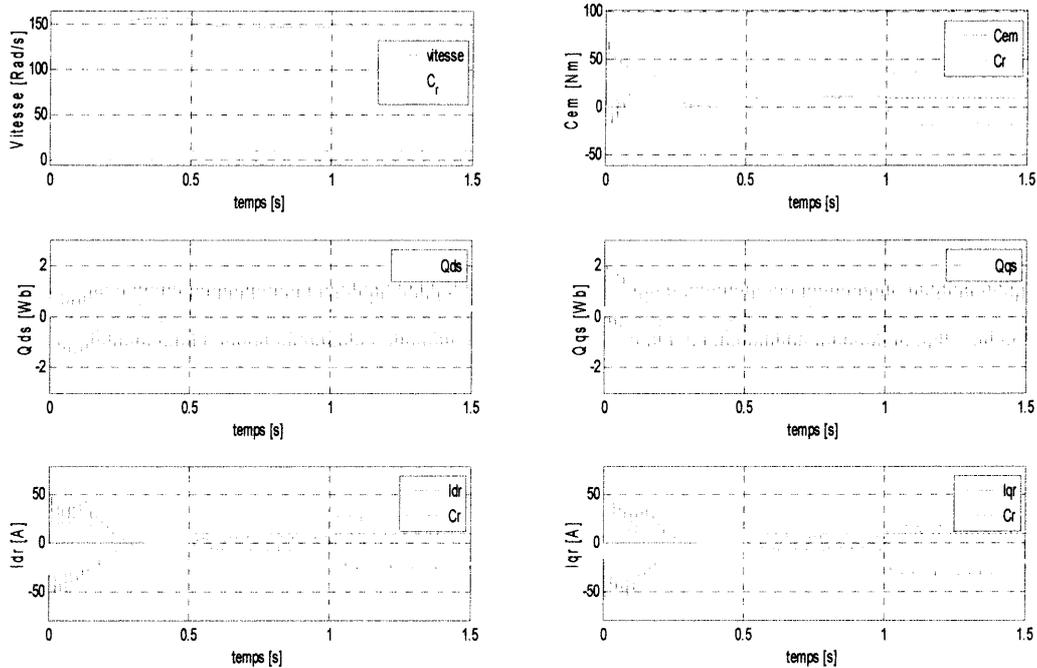
## Etude et Modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation



**Figure I.14** Réponse en boucle ouverte de la MADA ( $u_r = 220$  V et  $f_r = 50$  H à  $t=1$  s) la charge ( $C_r = 10$  Nm à  $t=0.5$  s)



**Figure I.15** Réponse en boucle ouverte de la MADA ( $u_r = 35$  V et  $f_r = 5$  H à  $t=1$  s) la charge ( $C_r = 10$  Nm à  $t=0.5$  s)



**Figure I.16** Réponse en boucle ouverte de la MADA ( $u_r = 35$  V et  $f_r = 25$  H à  $t=1$  s) la charge ( $C_r = 10$  Nm à  $t=0.5$  s)

### I.8.2 Interprétation des résultats obtenus

La modélisation et la simulation de la MADA ont permis de déterminer et d'analyser les différentes caractéristiques du couple, de la vitesse, du flux et des courants pour différentes valeurs de fréquence et de couple résistant.

La tension d'alimentation de la MADA à  $t = 0$  coté stator c'est la tension de réseau électrique à fréquence et tension constantes ( $V= 380$ v ;  $f= 50$ Hz). Du côté rotorique, on va étudier le cas où on maintient la tension constante et on fait varier la fréquence, et le cas où on maintient la fréquence constant et on fait varier la tension.

D'après les résultats de simulation, on remarque que l'augmentation au niveau de la fréquence rotorique  $f_r$  ou de tension rotorique  $u_r$  génère des oscillations au niveau des grandeurs de la machine.

Au démarrage, on remarque un fort courant d'appel, leur amplitude atteint 50A puis il se stabilise selon la charge imposée quant au couple électromagnétique il présente un pic important et des oscillations.

Au démarrage, on remarque un fort courant d'appel, leur amplitude atteint 50A puis il se stabilise selon la charge imposée quant au couple électromagnétique il présente un pic important et des oscillations.

Lors de l'application d'une charge de 10 (N.m) à l'instant 0.5 (s), nous observons que le couple électromagnétique se stabilise à sa valeur de 10 (N.m) qui compense l'effet de charge et des frottements et la vitesse de rotation diminue.

Dans le régime transitoire, la machine consomme des courants importants, Après le régime transitoire les courants augmentent à l'instant de l'application de la charge et avec l'augmentation au niveau de la fréquence rotorique ou de tension rotorique.

La figure I.14 montre l'instabilité de la MADA (la vitesse tend vers l'infinie).

On remarque que le flux varie avec la variation de la charge ce qui montre l'existence d'un fort couplage entre le couple et la vitesse.

### **I.9 Stratégie de commande de la MADA**

La rotation entre les forces magnétomotrices (fmms) du stator et du rotor est en fonction des fréquences imposées par les deux sources d'alimentation externes, de ce fait une certaine synchronisation entre elles est exigée afin de garantir une stabilité à la machine. Alors, commander une telle machine est une opération délicate à cause de ses caractéristiques : système instable en BO, non linéaire, multi-variables, fortement couplé (couplage entre le flux et le couple électromagnétique) et dont les paramètres résistifs et inductifs varient aussi bien que la charge, tout cela, présente cette machine comme un sérieux candidat à l'automatique.

La littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la Machine Doublement Alimentée pour diverses applications : en tant que génératrice ou en tant que moteur.

L'utilisation de la MADA comme génératrice pour la production de l'énergie électrique à partir de l'énergie éolienne est très répandue. Bien que cette application ne concerne pas le thème considéré dans ce projet de fin d'étude, son étude s'impose du fait du nombre important des travaux effectués et de la variété des thèmes abordés [14] [15] [16] (modélisation, commande à vitesse variable, sûreté de fonctionnement, etc.).

Pour le cas de l'application moteur de la MADA les principales études ont été dédiées aux stratégies de commande linéaire ou non linéaire avec ou sans capteur de vitesse ou de position de la MADA. La stratégie de commande linéaire la plus utilisée mentionnée par la bibliographie est le contrôle vectoriel (direct ou indirect) par orientation du flux à base de régulateur PI classique [2] [3] [4] [12], Cette technique de commande linéaire jouissant de la simplicité de la structure de commande. L'inconvénient de cette technique réside dans sur-paramétrage des lois de

commande ce qui complique la recherche de leur bonne combinaison. Les résultats montrent que la régulation présente des performances meilleures en termes de la stabilité et de rejet de perturbation. Le test de robustesse montre bien la sensibilité du contrôle de la vitesse et les courants rotorique par le régulateur PI classique aux variations paramétriques de la machine. et parmi les technique non linéaire, la commande par mode de glissement [4] [13] donne de très bons résultats vis à vis de la commande linéaire.

### **I.10 Travail à réaliser**

Notre objectif du projet de fin d'étude est de résoudre le problème de synthèse de la commande PI de la MADA. Pour cela nous utilisons une technique de l'intelligence artificielle, c'est l'optimisation par essaim particulaire (PSO, Particle Swarm Optimization) pour le réglage des paramètres de la commande. De plus, et afin de surmonter le problème de commande linéaire, nous remplaçons la commande PI classique par une commande PI flou. La commande PID floue se présente comme une alternative à la commande PID linéaire qui combine à la fois les avantages de la commande linéaire et la commande floue à savoir la simplicité de sa structure et la non linéarité et l'interprétabilité de la commande. Nous utilisons aussi la technique PSO pour l'optimisation de commande.

### **I.11 Conclusion**

Dans ce chapitre, on a présenté en brève la machine asynchrone à double alimentation, sa structure, son principe de fonctionnement et les différentes stratégies de sa commande ; ainsi que ses avantages, ses inconvénients et ses domaines d'application. On a aussi présenté leur modèle mathématique dans le repère naturel  $(a, b, c)$ . Ce modèle est non linéaire et fortement couplé.

On a utilisé la transformation de *Park* qui consiste à transformer un système d'enroulements triphasés d'axes  $(a, b, c)$  en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes  $(d, q)$ .

Le modèle dynamique de la machine écrit dans le repère de *Park* puis traduit sous forme d'équation d'état, a été simulé.

On remarque également que le modèle de la machine met en évidence le couplage existant entre les axes  $d$  et  $q$ . L'élimination de ce couplage passe par la commande vectorielle à flux orienté, cela sera étudié dans le chapitre IV.

# Chapitre II

## Commande PID et PID

Floue

**Chapitre II**  
*Commande PID et PID Floue*

## **II.1 Introduction**

Les systèmes peuvent présenter une précision insuffisante, de l'instabilité, un temps de réponse trop lent, un dépassement trop important, des vibrations, une grande sensibilité aux perturbations. Pour cela, il est nécessaire de corriger leurs comportements à l'aide de l'asservissement. Le système asservi doit comporter un réseau correcteur (contrôleur). Ces correcteurs ont pour but de délivrer un signal de commande au système. Pour assurer une compatibilité entre les critères contradictoires de stabilité et de précision et améliorer les performances du système asservi.

Dans ce chapitre, nous rappellerons rapidement les différentes structures des contrôleurs PID classiques et PID flous que nous utiliserons plus tard dans la commande de la machine asynchrone à double alimentation, et on présentera un aperçu général sur la théorie de la logique floue et ses principes de base.

## **II.2 Les correcteurs classiques PID**

Les correcteurs peuvent se placer dans la boucle d'asservissement soit en cascade (en série) avec les autres fonctions de transfert ou en parallèle avec l'une des fonctions de transferts de la chaîne directe. Mais toujours avant un étage de puissance, afin qu'ils ne consomment et ne modifient pas l'étude globale des puissances du système.

Ces correcteurs font apparaître une ou plusieurs des trois formes élémentaires de correcteur : l'action proportionnelle P, l'action intégrateur I et l'action dérivateur D.

### **II.2.1 Les actions des correcteurs classiques PID**

#### **II.2.1.1 L'action proportionnelle P**

On dit qu'une correction est proportionnelle lorsque le signal de commande  $u(t)$  est proportionnel au signal d'écart  $\varepsilon(t)$ . La fonction de transfert  $C(s)$  du correcteur proportionnel est alors une constante. On peut écrire :

$$u(t) = K_p \cdot \varepsilon(t) \Rightarrow C(s) = \frac{U(s)}{\varepsilon(s)} = K_p \quad (\text{II.1})$$

### II.2.1.2 L'action intégrale I

On dit qu'une correction est intégrale lorsque le signal de commande  $u(t)$  est proportionnel à l'intégrale de signal d'écart  $\varepsilon(t)$ . La fonction de transfert  $C(s)$  du correcteur à action intégral s'écrit :

$$u(t) = \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) dt \Rightarrow C(s) = \frac{U(s)}{\varepsilon(s)} = \frac{1}{T_i \cdot s} \quad (\text{II.2})$$

$T_i$  Est appelée constante d'intégration.

### II.2.1.3 L'action dérivée D

On dit qu'une correction est dérivée lorsque le signal de commande  $u(t)$  est proportionnel à la dérivée de signal d'écart  $\varepsilon(t)$ . La fonction de transfert  $u(t)$  de correcteur à action dérivée s'écrit

$$u(t) = T_d \cdot \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \Rightarrow C(s) = \frac{U(s)}{\varepsilon(s)} = T_d \cdot s \quad (\text{II.3})$$

$T_d$  : Est appelée constante de dérivation.

## II.2.2 Les correcteurs Proportionnelle-Intégral-Dérivée (PID)

### II.2.2.1 Correcteur proportionnelle (P)

Le régulateur à action proportionnelle, ou régulateur P, a une action simple et naturelle, puisqu'il construit une commande  $u(t)$  proportionnelle à l'erreur  $\varepsilon(t)$ . Cette action s'apparente à un effet ressort (ressort de rappel).

Loi de commande du régulateur P :

$$u(t) = K_p \cdot \varepsilon(t) \quad (\text{II.4})$$

La fonction de transfert de ce correcteur est donc :

$$c(s) = \frac{U(s)}{\varepsilon(s)} = K_p \quad (\text{II.5})$$

Ce correcteur à action proportionnelle est le correcteur de base, il agit principalement sur le gain du système asservi.

#### a) Les avantages de correcteur P

- Un correcteur proportionnel augmente la rapidité du système (effet souhaitable) mais c'est le dilemme stabilité-précision.
- L'effet d'une augmentation du gain entraîne une diminution de l'erreur statique.

**b) Les inconvénients de Correcteur P**

- Risque d'instabilité (effet non souhaitable en général).

**II.2.2.2 Correction Proportionnel-Intégrale (PI)**

Le signal de commande est réalisé à partir de l'association d'un terme d'action proportionnelle et d'un terme d'action intégrale.

Loi de commande corrigée est de la forme :

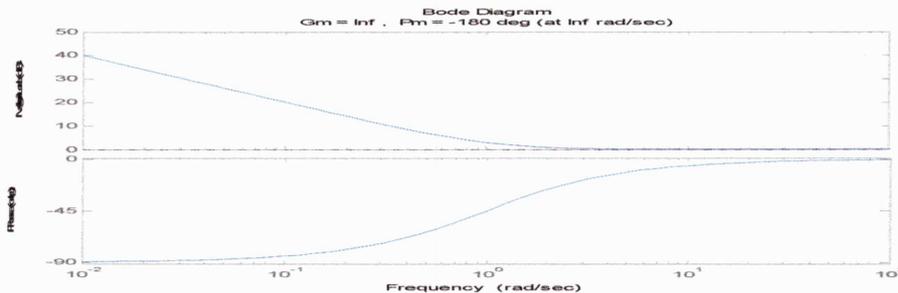
$$u(t) = K_p(\varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) dt) \quad (II.6)$$

La fonction de transfert du correcteur est donc :

$$c(s) = \frac{U(s)}{\varepsilon(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) = K_p \frac{1+T_i s}{T_i s} \quad (II.7)$$



**a) Diagramme de BODE**



**Figure II.1** Diagramme de BODE du correcteur PI

C'est un correcteur de type passe-bas qui provoque un déphasage de  $90^\circ$ . Pour les basses fréquences, ce correcteur augmente le gain et il diminue le déphasage du système. Pour les hautes fréquences, si l'action proportionnelle  $K_p = 1$ , il n'a aucun effet sur le gain ni sur le déphasage.

**b) Les avantages de correcteur PI**

- Une commande intégrale ( $T_i$ ) aura l'effet d'éliminer l'erreur statique.
- Rendre le système plus dynamique (diminue le temps de réponse).

**c) Les inconvénients de Correcteur PI**

- La réponse transitoire plus mauvaise.
- Augmente l'instabilité (introduit un déphasage supplémentaire de  $-90^\circ$ ).

### II.2.2.3 Correcteur Proportionnel-Dérivé (PD)

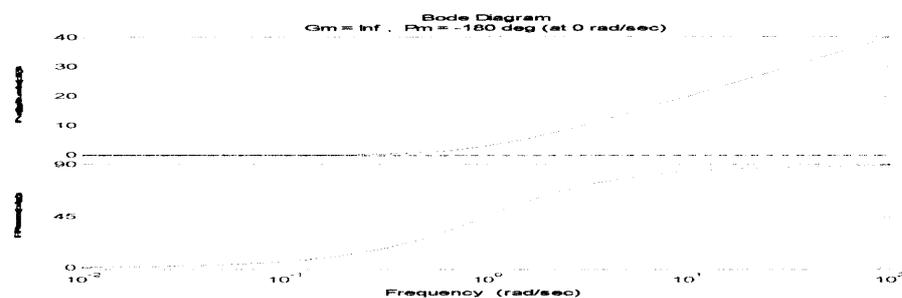
La loi de commande du régulateur PD:

$$u(t) = K_p \cdot (\varepsilon(t) + T_d \cdot \frac{d\varepsilon(t)}{dt}) \quad (\text{II.8})$$

Fonction de transfert du régulateur PD :

$$c(s) = \frac{U(s)}{\varepsilon(s)} = K_p(1 + s \cdot T_d) \quad (\text{II.9})$$

#### a) Diagramme de BODE



**Figure II.2** Diagramme de BODE du correcteur PD

C'est un correcteur de type passe-haut qui provoque une avance de phase théorique maximale de 90° et augmente le gain en hautes fréquences.

#### b) Les avantages des régulateurs PD

- Permet d'obtenir une précision statique identique.
- Un système plus stable par rapport à la phase et rendre le système plus rapide par augmentations de la bande passant.
- Amélioré la précision statique si l'augmentation de gain n'est pas préjudiciable à la stabilité de du processus.

#### c) Les Inconvénients de correcteur PD

- Il est irréalisable physiquement (le degré de numérateur et supérieur au degré de dénominateur)
- Il amplifie les bruit de mesure dès qu'il correspondant à des pulsations supérieures à sa pulsation de cassure.
- Il ne respecte pas le principe de causalité.

### II.2.2.4 Correcteur Proportionnel-Intégral-Dérivé (PID)

Le régulateur PID, Proportionnel-Intégral-Dérivée, est la combinaison des actions de base P, I et D. Grâce au terme I, il permet l'annulation d'une erreur statique tout autorisant grâce à l'action D des performances de rapidité supérieures à celles d'un régulateur PI.

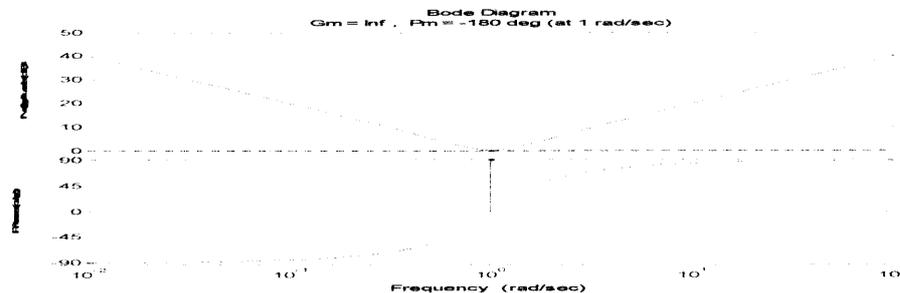
Loi de commande du régulateur PID :

$$u(t) = K_p \cdot (\varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) dt + T_d \cdot \frac{d\varepsilon(t)}{dt}) \quad (\text{II.10})$$

Fonction de transfert du régulateur PID :

$$c(s) = \frac{U(s)}{\varepsilon(s)} = K_p \cdot \left( 1 + \frac{1}{T_i \cdot s} + T_d \cdot s \right) = K_p \cdot \left( \frac{1 + T_i \cdot s + T_i T_d s^2}{T_i \cdot s} \right) \quad (\text{II.11})$$

#### a) Diagramme de BODE



**Figure II.3** Diagramme de BODE du correcteur PID

C'est un correcteur qu'il a une action sur toutes les fréquences. En basse fréquence, il a une action intégrale qui permet d'annuler l'erreur statique. Aux moyennes fréquences, il aura aussi un effet stabilisateur. Il permet de répondre au compromis *précision – rapidité – stabilité*.

#### b) Les avantages des correcteurs PID

- L'action de ce correcteur se fait sur toutes les fréquences.
- améliore la stabilité du système.
- Il annule l'erreur statique.
- Rendre le système plus rapide par augmentation de la bande passante.

#### c) Les Inconvénients de correcteur PID

- Augmentation le nombre de paramètres.
- Il amplifie les bruit de mesure dès qu'il correspond à des pulsations supérieures à sa pulsation de cassure.

## Chapitre II

### *Commande PID et PID Floue*

---

Le problème de concept la commande PID classique c'est comment choisi les paramètres  $K_p, T_i, T_d$ , les méthodes de synthèse de ces dernière sont très nombreuse, permis ces méthode on trouve des méthodes dites empiriques (Ziegler-Nichols, Chien-Hrones-Reswick et Cohen-Coon ...) ces méthodes ne nécessitant pas une connaissance parfaite du modèle du procédé à commander. Les paramètres du régulateur seront calculés à partir des observations expérimentales sur le procédé (Relevé de la réponse indicielle par exemple). L'intérêt majeur de ces méthodes réside dans leur simplicité. Elles sont largement utilisées dans le domaine industriel et elles sont dans la plus part des cas suffisants mais ne permettent pas un réglage fin.

Et d'autres méthodes basées sur la connaissance du modèle du système sous forme de fonction de transfert par exemple. Les actions du régulateur seront calculées de façon à obtenir la fonction de transfert souhaitée en boucle ouverte ou en boucle fermée.

Et parmi les méthodes qui sont développé dans les dernières années on trouve des méthodes basant sur l'intelligence artificielle (Optimisation par essaim de particule, algorithme génétique...).

### **II.3 Commande floue**

Depuis une vingtaine d'années, la commande floue connaît un intérêt croissant. L'un des principaux intérêts de ces commandes à base de logique floue consiste à pouvoir faire passer relativement simplement par l'intermédiaire de règles linguistiques, l'expertise que l'on peut avoir du processus vers le contrôleur. Il est ainsi possible de transformer le savoir de l'expert en règles simples que le contrôleur peut mettre en œuvre. Une facilité d'implantation des solutions pour des problèmes complexes est alors associée à une robustesse vis `avis des incertitudes et la possibilité d'intégration du savoir de l'expert [19].

Du point de vue historique, les prémisses de la logique floue, visant à traiter la notion d'incertitude, datent des années 30. Il faudra cependant attendre que Zadeh introduise le concept de sous-ensembles flous, en 1965, pour assister aux premières grandes avancées dans le domaine. Par la suite, en 1974, Mamdani introduisait la commande floue pour la régulation de processus industriel [19].

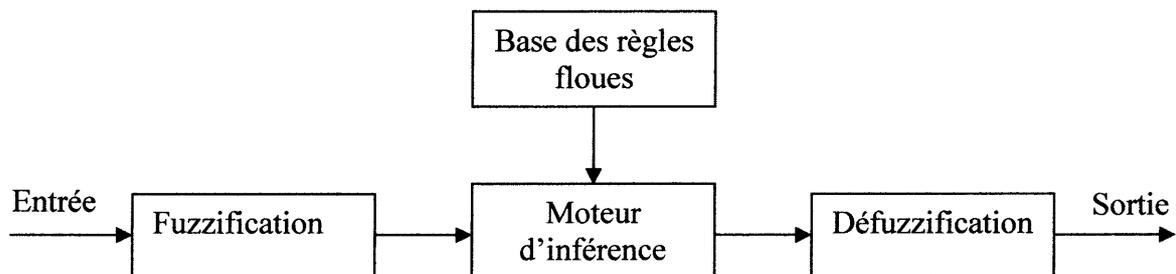
Enfin, dans les années 80, la commande floue connaît un départ considérable au Japon, notamment grâce aux travaux de Sugeno pour se répandre ensuite dans le monde entier.

Dans cette partie, nous rappellerons rapidement le principe de logique floue et la structure des correcteurs flous que nous utiliserons plus tard. De nombreux ouvrages traitent du sujet et des informations plus complètes peuvent être trouvées dans [19] [20] [21] [23] et [24].

### II.3.1 Structure d'une commande par logique floue

Contrairement aux techniques de réglage classiques, le réglage par la logique floue n'utilise pas des formules ou des relations mathématiques bien déterminées ou précises. Mais, il manipule des inférences avec plusieurs règles floues à base des opérateurs flous ET, OU, ALORS,...etc, appliquées à des variables linguistiques.

Un système flou est un système à base de connaissances particulières. L'architecture de base d'un système flou figure II.5 se compose de quatre modules principaux [17] [18] [22] [23]:

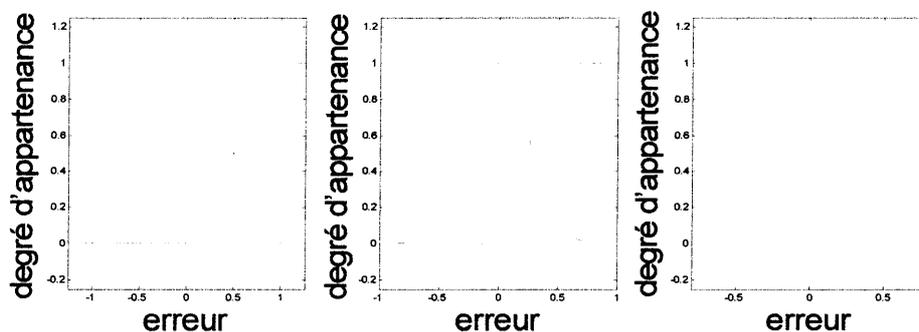


**Figure II.5** Structure générale d'un contrôleur flou

#### II.3.1.1 Fuzzification

Dans le domaine du contrôle, les données observées sont des grandeurs physiques générées par des capteurs ou des estimateurs. Il est nécessaire de convertir ces grandeurs réelles en des variables floues. Pour cela, on fait appel à une opération dite fuzzification. Qui consiste à définir les fonctions d'appartenance pour les différentes variables, en particulier pour les variables d'entrées. On réalise ainsi le passage de grandeurs physiques (grandeurs déterminées) en variables linguistiques (variables floues) ces dernières sont définies par leurs valeurs linguistiques, qui peuvent être traitées par les règles d'inférence [20].

Le choix des formes des fonctions d'appartenance est arbitraire. Figure II.6 donne quelques exemples de fonctions d'appartenance.



**Figure II.6** Fonctions d'appartenance

## Chapitre II

### Commande PID et PID Floue

---

Des études comparatives ont montré qu'avec les différentes formes des fonctions d'appartenance, les résultats sont pratiquement similaires en boucle fermée. La forme la plus fréquemment utilisée en commande floue est la forme triangulaire. Le nombre de fonctions d'appartenance est généralement impair et se répartissent autour de zéro. En général, on introduit pour une variable linguistique trois, cinq ou sept ensembles flous. Le choix du nombre dépend de la précision souhaitée. Les fonctions d'appartenance peuvent être symétriques, non symétriques et équidistantes ou non équidistantes [20].

#### II.3.1.2 Base des règles floues

Les règles floues permettent de déduire des connaissances concernant l'état du système en fonction des qualifications linguistiques fournies par l'étape de fuzzification. Ces connaissances sont également des qualifications linguistiques.

Les règles sont le noyau d'une commande par logique floue, elles peuvent être données par un expert comme elles peuvent être extraites à partir de données numériques. Dans les deux cas, elles peuvent être exprimées par une collection des règles « SI-ALORS »  $R = [R_1 \dots R_M]$ . Telle que la  $l^{\text{ème}}$  règle donnée par « Mamdani » ayant  $p$  entrées,  $x = [x_1 \dots x_p]$  et une sortie  $y$ , est exprimée par :

$$R^l: \text{Si } x_1 \text{ est } F_1^l \text{ ET } \dots \text{ ET } x_p \text{ est } F_p^l \text{ ALORS } y \text{ est } C_l$$

Ou  $F_i^l$  ( $i = 1, 2, \dots, p$ ) sont les ensembles flous des prémisses qui sont représentés par les fonctions d'appartenances  $\mu_{F_i^l}$ .

$C_l$  est l'ensemble flou de la conclusion et  $l = 1, 2, \dots, M$  avec  $M$  est le nombre des règles dans le Contrôleur de Logique Floue.

Ou sous la forme de « Sugeno » :

$$R^l: \text{Si } x_1 \text{ est } F_1^l \text{ ET } \dots \text{ ET } x_p \text{ est } F_p^l \text{ ALORS } y = f_l(x_1 \dots x_p)$$

Avec :  $f_l(x)$  est généralement un polynôme.

#### II.3.1.3 Modèle d'inférence flou

L'étape d'inférence floue est une opération logique par laquelle on admet une proposition en vertu de sa liaison avec d'autres propositions tenues pour vraies. En utilisant les principes de la logique floue, le moteur d'inférence floue combine les règles de la base et établit une correspondance des ensembles de sortie flous en fonction des ensembles d'entrée flous. Plus la condition sur les entrées est vraie, plus l'action préconisée pour les sorties doit être respectée.

## Chapitre II

### *Commande PID et PID Floue*

---

Le traitement des règles d'inférence qui permet d'obtenir la sortie linguistique ou floue du régulateur se fait par différentes méthodes, on cite principalement [17] [21] [25]:

- la méthode d'inférence max-min.
- la méthode d'inférence max-prod.
- et la méthode d'inférence somme-prod.

Ces méthodes se différencient essentiellement par la manière dont vont être réalisées les opérateurs ET et OU utilisés dans les règles d'inférence.

#### **a. La Méthode d'inférence Max-min**

Cette méthode réalise l'opérateur ET par la fonction Min, la conclusion ALORS de chaque règle est réalisé par la fonction Min et la liaison entre toutes les règles (opérateur OU) par la fonction Max. La dénomination de cette méthode, dite Max-min ou " implication de Mamdani ", est due à la façon de réaliser les opérateurs ALORS et OU de l'inférence.

#### **b. La méthode d'inférence Max-prod**

Cette méthode réalise en générale, au niveau de la condition, l'opérateur " OU " par la formation du maximum et l'opérateur " ET " par la formation du minimum. Par contre, la conclusion dans chaque règle, introduite par " ALORS ", qui lie le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de Sortie par l'opérateur "ET", est réalisée cette fois-ci par la formation du produit.

L'opérateur "OU" qui lie les différentes règles est réalisé de nouveau par la formation du maximum. Dans cette méthode l'opérateur " OU ", liant les différentes règles est réalisé par la formation du maximum et " ALORS " est réalisé par la formation du produit, d'où la désignation de cette méthode d'inférence par max- prod.

#### **c. La méthode d'inférence Somme-prod**

Par opposition aux méthodes d'inférence précédentes, la méthode d'inférence Somme-prod réalise, au niveau de la condition, l'opérateur " OU " par la formation de la somme, plus précisément par la valeur moyenne, tandis que l'opérateur "ET" est réalisé par la formation du produit. La conclusion de chaque règle, précédée par "ALORS ", liant le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie par l'opérateur " ET", est réalisée par la formation du produit. L'opérateur "OU" qui lie les différentes règles est réalisé par la formation de la somme, donc de la valeur moyenne. Dans ce cas, l'opérateur "OU" liant les règles est réalisé par la formation de la somme et " ALORS "

est réalisé par la formation du produit : ainsi s'explique la désignation par somme-prod de cette méthode d'inférence.

#### **II.3.1.4 Défuzzification**

Le résultat de l'agrégation des règles d'inférence s'exprime sous forme d'une fonction d'appartenance. Cette quantité correspond à un sous-ensemble flou et ne représente pas une grandeur réelle. Les actionneurs commandés ne s'accommodent généralement pas avec ce type de grandeur. Il convient alors de la transformer en une valeur de commande précise réelle. C'est le but de la défuzzification.

Parmi les méthodes publiées couramment utilisées on peut citer [17] [19] [20] [25]:

- méthode du centre de gravité.
- méthode de moyenne pondérée.
- méthode de maximum.
- Méthode de la moyenne des maxima.

##### **a. Méthode du maximum**

La méthode du maximum examine l'ensemble flou issu de l'inférence et choisit comme sortie la valeur  $y$  pour laquelle est un maximum. Cependant, ce défuzzification présente un certain inconvénient lorsqu'il existe plusieurs valeurs pour les quelles est un maximum.

##### **b. Méthode de la moyenne des maxima**

Ce défuzzification examine l'ensemble flou issu de l'inférence et détermine en premier temps les valeurs pour les quelles  $\mu_{rés}$  est un maximum. Ensuite, on calcule la moyenne de ces valeurs comme résultat de défuzzification.

##### **c. Méthode du centre de gravité**

La méthode du centre de gravité, ou centroïde, cette méthode génère une commande égale à l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante  $\mu_{rés}$  issue de l'inférence floue. Cette abscisse de centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation générale suivante :

$$\mathbf{u}_G = \frac{\int \mathbf{x}\mu_{rés}(\mathbf{x})d\mathbf{x}}{\int \mu_{rés}(\mathbf{x})d\mathbf{x}} \quad (\text{II.13})$$

L'intégrale du numérateur donne le moment de la surface, tandis que l'intégrale du dénominateur donne la surface de la fonction d'appartenance  $\mu_{rés}(\mathbf{x})$ .

**d. La méthode de moyenne pondérée**

La commande est obtenue par la moyenne pondérée de la sortie de chaque ensemble des règles. La technique de défuzzification moyenne pondérée peut être exprimée par :

$$U = \frac{\sum_1^l v_l c_l}{\sum_1^l v_l} \quad (\text{II.14})$$

Ou :  $C_l$  est la conclusion de la règle  $l$ .

$V_l$  : est la valeur de vérité de  $C_l$  .

### **II.3.2 Contrôleurs Flous de type PID**

La commande PID floue est un cas particulier de la commande floue lorsque les entrées du régulateur sont fonctions de l'erreur entre la référence et sortie de commande. Les différentes formes de la commande PID floue sont résumées dans les points suivants.

#### **II.3.2.1 Contrôleur Proportionnel Flou (PF)**

La sortie du contrôleur est proportionnel à la valeur de l'erreur entre la consigne  $y_r$  est la sortie du système sous contrôle  $y$ . Les règles floues sont de la forme :

*Si  $e(t)$  est  $E$  Alors  $u(t)$  est  $U$*

Avec :  $e(t) = y_r(t) - y(t)$

La loi de commande est alors de la forme :

$$u(t) = f_{PF}(e(t)) \quad (\text{II.15})$$

$f$  : est la fonction du système d'inférence floue utilisé.

#### **II.3.2.2 Contrôleur PI flou (PIF)**

Un régulateur  $PI$  flou est décrit à l'aide de règles floues qui définissent la relation entre la variation de la commande  $\Delta u$  d'une part, et l'erreur et sa variation d'autre part.

Les règles floues sont de la forme :

*Si  $e(t)$  est  $E$  et  $\dot{e}(t)$  est  $DE$  Alors  $\dot{u}(t)$  est  $DU$*

Avec:  $\dot{e}(t) = \frac{de(t)}{dt}$ ,  $\dot{u}(t) = \frac{du(t)}{dt}$ .

## Chapitre II

### Commande PID et PID Floue

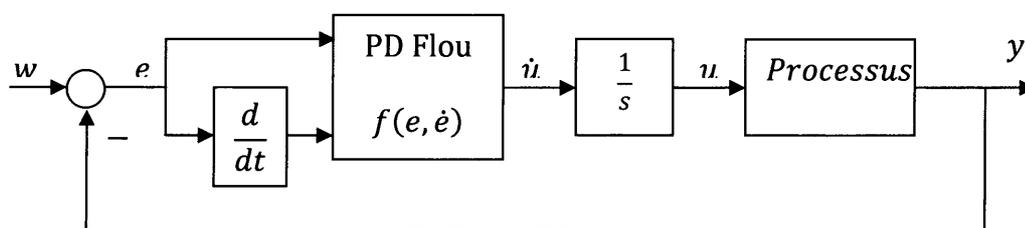
$E$ ,  $DE$  et  $DU$  sont les termes linguistique décrivant l'erreur, sa dérivée et la vitesse de la commande.

La loi de commande est donnée par :

$$\dot{u}(t) = f_{PIF}(e(t), \dot{e}(t)) \quad (\text{II.16})$$

$$u(t) = \int \dot{u}(t) dt \quad (\text{II.17})$$

La structure de commande est donnée par la figure II.7 qui correspond à un régulateur PI-flou.



**Figure II.7** Structure d'un PI

#### II.3.2.3 Contrôleur PD flou (PDF)

La loi de commande du régulateur *PDF*, est obtenu en supprimant l'intégration à la sortie du régulateur *PIF*. La sortie du régulateur flou est la commande elle-même. Les règles floues sont alors de la forme :

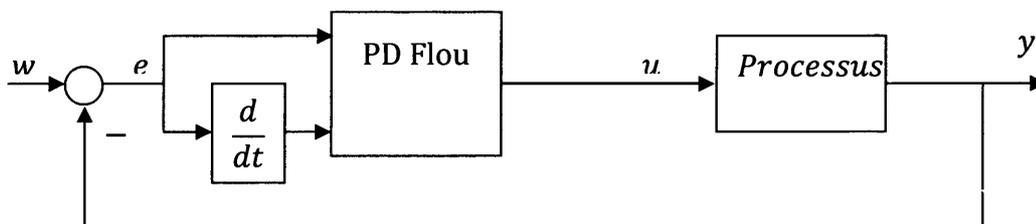
*Si e(t) est E et e-dot(t) est DE Alors u(t) est U*

La loi de commande est donnée par :

$$u(t) = f_{PDF}(e(t), \dot{e}(t)) \quad (\text{II.18})$$

$E$ ,  $DE$  et  $U$  sont les termes linguistique décrivant l'erreur, sa dérivée et la commande.

La structure de commande est donnée par la Figure II.8 qui correspond à un régulateur PI-flou.



**Figure II.8** Structure de commande d'un PD Flou

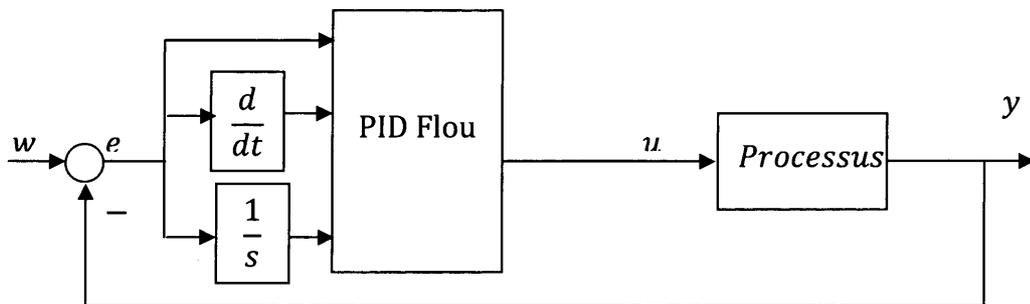
### II.3.2.4 Contrôleurs flous de type PID

Il est obtenu par l'ajout d'une entrée supplémentaire, qui est l'intégrale de l'erreur  $\sum e$ . La structure de commande PIDF Flou est présentée sur la figure II.9. Les règles prennent la forme :

$$\text{Si } e(t) \text{ est } E \text{ et } \dot{e}(t) \text{ est } DE \text{ et } \sum e(t) \text{ est } IE \text{ Alors } u(t) \text{ est } U$$

Et la loi de commande devient :

$$u(t) = f_{PIDF}(e(t), \dot{e}(t), \sum e(t)) \quad (\text{II.19})$$



**Figure II.9** Structure de commande PID Flou

### II.3.3 Les avantages et les inconvénients du réglage par logique floue

Evidemment, le réglage par la logique floue réunit un certain nombre d'avantages et d'inconvénients. Les avantages essentiels sont [2] [25]:

- La non nécessité d'une modélisation mathématique rigoureuse du processus.
- La possibilité d'implémenter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur du processus.
- La maîtrise des systèmes à régler avec un comportement complexe (fortement non linéaire et difficile à modéliser).
- L'obtention fréquente de meilleures performances (régulateur non linéaire):
- La disponibilité des systèmes de développement efficaces, soit pour microprocesseurs ou PC (solution logicielle). soit pour circuits intégrés (processeurs dédiée, fuzzy processor, solution matérielle).

Par contre, les inconvénients sont [2] [25]:

- Le manque méthodes systématiques pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de défuzzification).

## Chapitre II

### *Commande PID et PID Floue*

---

- L'approche artisanale et non systématique (implémentation des connaissances de l'opérateur souvent difficile).
- L'approche artisanale peut induire une incohérence des inférences (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).

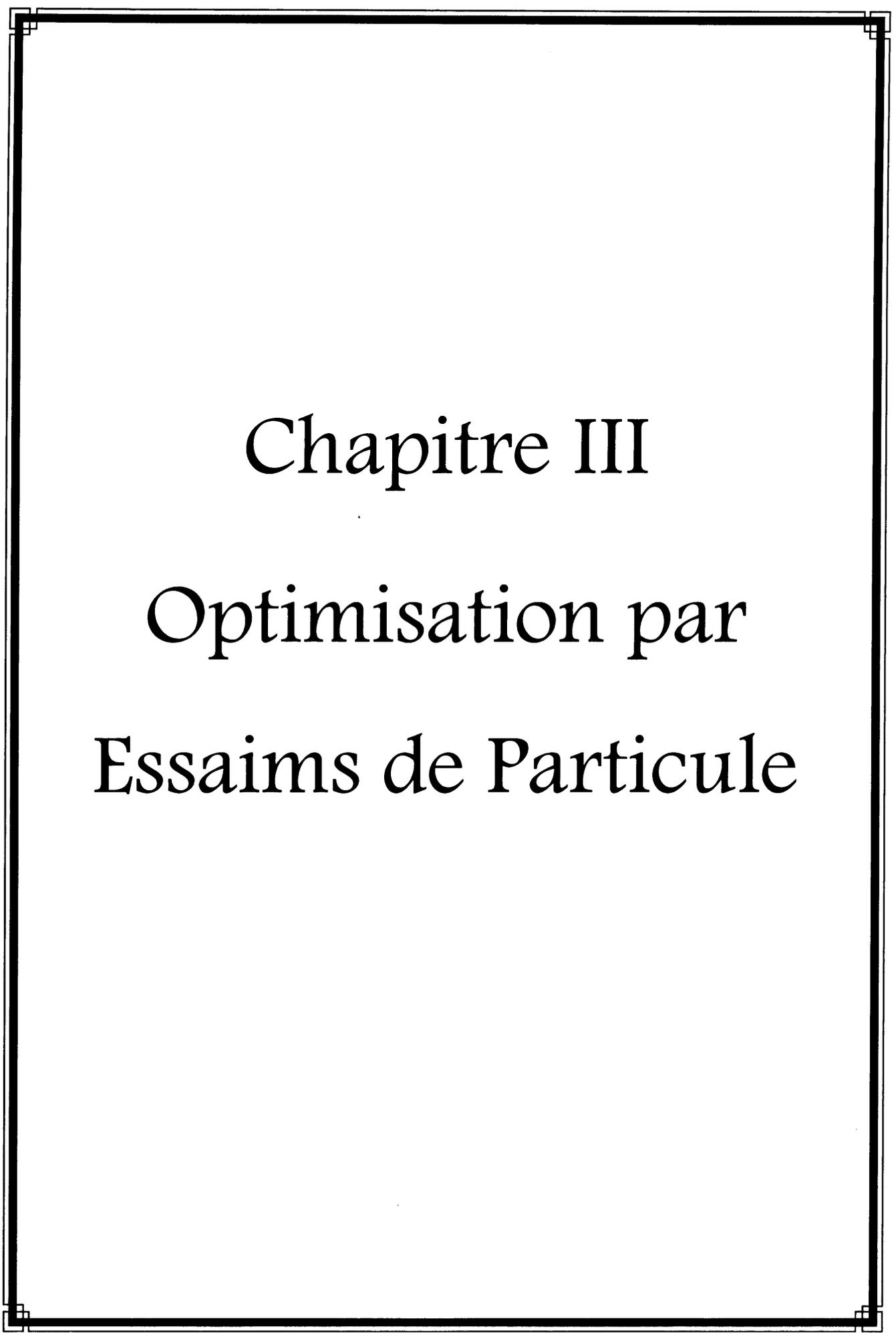
#### **II.4 Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons commencé par un rappel sur la commande PID classique ; Nous avons présenté les formes élémentaires de correcteur (l'action proportionnelle P, l'action intégrateur I, l'action dérivateur D) et les différentes structures de la correction PID.

Ensuite nous avons abordé la commande floue, en particulier la commande PID floue. Nous avons présenté la structure générale d'un contrôleur flou et les différentes structures de la commande PID floue.

La problématique de la commande PID classique et PID floue c'est le choix des paramètres  $K_p$   $K_i$   $K_d$  et le choix des termes linguistiques  $E_P E_N DE_P DE_N \dots$

Le but de chapitre III c'est de présenter une méthode d'optimisation (OEP) qui permet de résoudre ce problème.



# Chapitre III

## Optimisation par Essaims de Particule

**Chapitre III**  
*Optimisation par Essaims de Particule*

### **III.1 Introduction**

Un programme en Intelligence Artificielle (IA) a été modélisé de point de vue d'une personne indépendant et unique, cela permet de voir ce que sera nos qualités comme étant des espèces. Notre tendance associative. Si on veut modéliser l'intelligence humaine, alors il peut être faisable par la modélisation des individus dans un contexte social [30].

De même que pour les paradigmes évolutionnaires, l'Intelligence en Essaim (IE) utilise "une population" de solutions candidates pour développer une solution optimale au problème. Le degré d'optimalité est mesuré par une fonction fitness (aptitude) définie par l'utilisateur.

L'intelligence en essaim, qui a des racines dans la vie artificielle et la psychologie sociale tout comme l'engineering et l'informatique, diffère des méthodes de calcul évolutionnaire de façon que les membres de la population appelés ' particules ', sont dispersées dans l'espace du problème. Comme une méthodologie d'Engineering, l'IE a été appliqué dans divers domaines.

Dans ce mémoire, nous allons faire la connaissance avec une de ces méthodes, celle-ci est dite « Optimisation par Essaims de Particule ».

### **III.2 Histoire d'OEP**

L'intelligence en essaim, qui a des racines dans la vie artificielle et la psychologie sociale tout comme l'engineering et l'informatique, diffère des méthodes de calcul évolutionnaire de façon que les membres de la population appelés " particules", sont dispersées dans l'espace du problème[30].

Comme une méthodologie d'Engineering, l'IE a été appliqué dans divers domaines.

L'Optimisation par Essaim de Particule (OEP) ou bien (PSO Particle Swarm Optimization), a été inventée par Russel Eberhart (ingénieur en électricité) et James Kennedy (socio-psychologue) en 1995. Au départ J. Kennedy et R. Eberhart cherchaient à simuler la capacité des oiseaux à voler de façon synchrone et leur aptitude à changer brusquement de direction tout en restant en une formation optimale. Le modèle qu'ils ont proposé à ensuite été étendu en un algorithme simple et efficace d'optimisation [32].



**Figure III.1** Quelques exemples d'essaims.

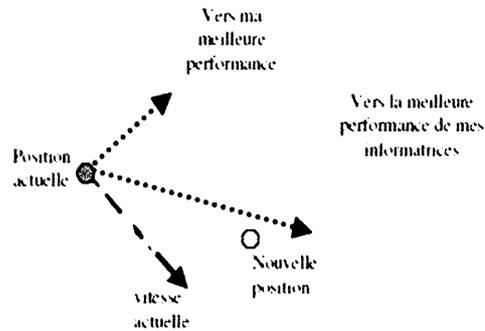
### **III.3 Optimisation Par Essaims de Particule**

L'Optimisation par Essaim de Particule (OEP) 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 [29]. Cet objectif est atteint en suivant un algorithme dédié que l'on verra par la suite.

### **III.4 Description informelle [30] [33]**

L'algorithme OEP peut être décrit en se plaçant du point de vue d'une Particule. Au départ de l'algorithme, un essaim est réparti au hasard dans l'espace de Recherche, chaque particule ayant également une vitesse aléatoire. Ensuite, à chaque pas de temps :  
Figure III.2

- Chaque particule est capable d'évaluer la qualité de sa position et de garder en mémoire Sa meilleure performance, c'est à dire la meilleure position qu'elle a atteinte jusqu'ici (qui peut en fait être parfois la position courante) et sa qualité (la valeur en cette Position de la fonction à optimiser).
- Chaque particule est capable d'interroger un certain nombre de ses congénères (ses informatrices, dont elle même) et d'obtenir de chacune d'entre elles sa propre meilleure performance (et la qualité afférente).
- à chaque pas de temps, chaque particule choisit la meilleure des meilleures performances dont elle a connaissance, modifie sa vitesse en fonction de cette information et de ses propres données et se déplace en conséquence.

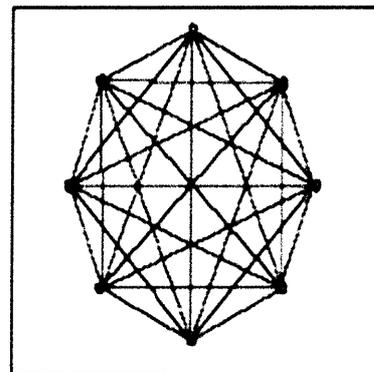


**Figure III.2** Schéma de principe du déplacement d'une particule.

### III.5 Notion de voisinage [30]

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 topologies :

- **Topologie en étoile (Figure III.3):** le réseau social est complet, chaque particule est attirée vers la meilleure particule notée *Gbest* et communique avec les autres.



**Figure III.3.** Voisinage étoile

- **Topologie en anneau (Figure III.4):** chaque particule communique avec  $n$  voisines immédiates. Chaque particule tend à se déplacer vers la meilleure dans son voisinage local notée *Pbest*.

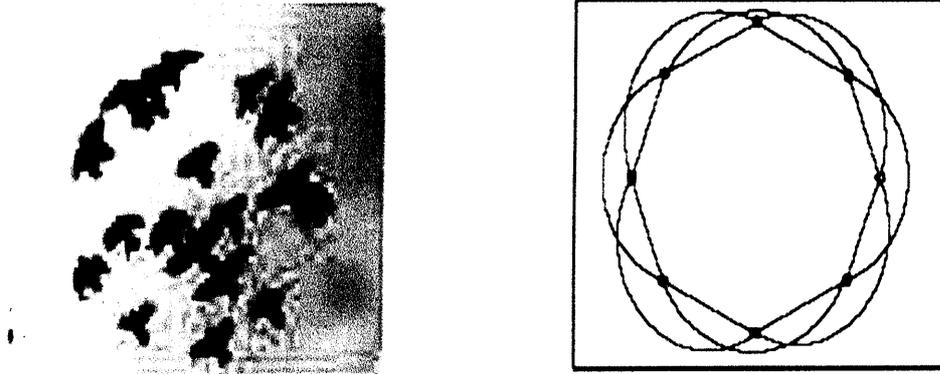


Figure III.4 Voisinage Anneau

- **Topologie en rayon (Figure III.5)** : une particule "centrale" est connectée à toutes les autres. Seule cette particule centrale ajuste sa position vers la meilleure, si cela provoque une amélioration l'information est propagée aux autres.

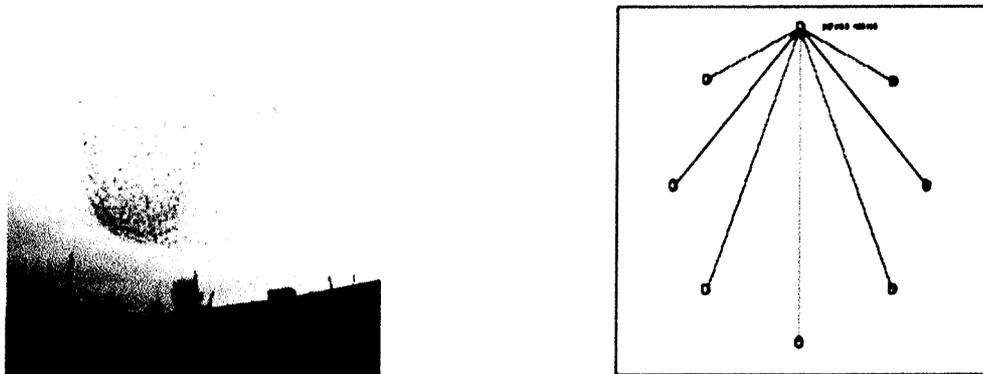


Figure III.5 Voisinage rayon

### III.6 Terminologie [31]

La terminologie de l'optimisation par essaim particulaire a été inspirée du comportement social des animaux évaluant en essaim. Il en émerge quelques notions de base définissant l'algorithme de ce paradigme.

#### III.6.1 Particule

Dans la terminologie de l'OEP, on peut considérer une particule comme un vecteur de paramètre. Chaque particule de l'essaim agit individuellement mais sous le même principe de déplacement qui consiste en une double accélération vers sa meilleure position antérieure et la position de la meilleure particule de l'essaim ou en vérifiant sa position courante. Les deux formules suivantes régissent le déplacement de la particule:

$$v(t + 1) = w \cdot v(t) + c_1 \cdot r_1 \cdot (Pbest - x(t)) + c_2 \cdot r_2 \cdot (Gbest - x(t)) \quad (III.1)$$

$$x(t + 1) = x(t) + v(t + 1) \quad (III.2)$$

### III.6.2 Position $x(t)$

La position du vecteur de paramètre dans l'espace de recherche est considérée comme la position de la particule. La position courante est généralement notée dans les formules par  $x(t)$  et elle est toujours mise en œuvre pour calcul de la prochaine position  $x(t + 1)$ . Elle est l'un des deux paramètres qui influe sur la particule dans l'essaim.

### III.6.3 Vitesse $v(t)$

La vitesse est le deuxième paramètre qui influe sur la particule et plus précisément sur sa position. Ainsi, la nouvelle position dépend de la position antérieure et de la vitesse. Elle est calculée pour chaque itération et fait intervenir la vitesse courante et la mémoire de l'individu.

### III.6.4 Fonction d'Évaluation (Fitness)

Dans toutes les techniques évolutionnaires ou les méthodes faisant évoluer une population de solution, il est toujours indispensable d'avoir une fonction d'évaluation fitness permettant d'évaluer la qualité d'une solution et ainsi de déterminer des paramètres importants comme la composante cognitive et sociale. Généralement une fonction fitness doit prendre la position de la particule dans l'essaim comme entrée et retourner une valeur permettant la comparaison avec les autres particules. L'importance capitale de cette fonction consiste en son apport d'une interface entre le problème physique et l'algorithme d'optimisation.

### III.6.5 Mémoire d'une Particule

Chaque particule de l'essaim est munie d'une mémoire primitive utilisée pour stocker deux informations primordiales pour la détermination de la prochaine position.

#### III.6.5.1 Composante Cognitive : $c_1 r_1 (Pbest - x)$

Cette composante représente ce qu'on appelle l'apprentissage par expérience personnelle. Elle quantifie l'avancement par rapport aux performances du passé. En d'autres mots, c'est la mémoire des expériences passée et la nostalgie de la particule en égard de sa meilleure position déjà trouvée, décrite ci-dessous. On note par ***Pbest*** la position avec la fitness la plus élevée localement trouvée par la particule. Chaque particule elle-même, c'est donc la meilleure position antérieure trouvée par la particule. Chaque particule a sa propre meilleure

position personnelle trouvée durant son parcours, elle est stockée dans sa mémoire et peut être mise à jour à une meilleure position trouvée.

### III.6.5.2 Composante Sociale : $c_2 r_2 (Gbest - x)$

Comme son nom l'indique, la composante sociale est ce qu'on appelle l'apprentissage par expérience sociale, ce qui veut dire l'expérience acquise de l'essaim. Elle quantifie l'avancement d'une particule comparée à ses voisins. Elle représente donc l'envie de la particule de trouver une solution aussi bien que celle de la meilleure prestation trouvée par l'un des individus de l'essaim que nous décrivons ci-dessous :

On note par **Gbest** la meilleure position globale de l'essaim et elle est donc unique pour ce dernier à chaque itération. Chaque particule a un moyen de connaître le **Gbest** et de le comparer à sa position courante si celle-ci a une meilleure fitness, le **Gbest** est remplacé par sa position.

### III.6.6 Les Scalaires Ajoutés

Plusieurs scalaires ont été ajoutés à la formule initiale afin d'améliorer les résultats, et lui permettre d'atteindre une certaine précision. Ces scalaires aident à régulariser et équilibrer entre la diversification et l'intensification. Ils interviennent aussi comme contrôleurs de divergence. Ces derniers sont cités ci-dessous :

$w$  : est le coefficient d'inertie

$c_1$  et  $c_2$  sont les coefficients d'accélération généralement  $c_1 + c_2 < 4$

$r_1$  et  $r_2$  sont des nombres aléatoires uniformément distribués dans  $[0,1]$

### III.6.7 Critère d'Arrêt.

A travers les itérations, la mémoire des particules est mise à jours, en d'autres mots, des corrections sur la position de **Pbest** et **Gbest** seront effectuées avant le déplacement de la particule. Ainsi ce cycle se répète jusqu'à atteindre un critère d'arrêt spécifique. Il y a plusieurs méthodes pour déterminer le critère d'arrêt, la plus simple et la plus utilisée est de définir un nombre maximum d'itérations à atteindre avant la terminaison de la recherche. Un autre critère peut être considéré seul ou plus généralement combiné au nombre d'itérations est l'obtention d'une valeur de fitness souhaitée entraînant ainsi l'arrêt de l'algorithme.

### III.7 Développement de l'Algorithme de l'OEP [31]

Pour développer l'algorithme qui implémente la méthode OEP il est nécessaire de passer par le schéma présenté en Figure III.6 qui montre une vue générale sur la présentation mathématique de l'essaim et de ces particules dans un espace de recherche.

L'OEP est un algorithme à population. Il commence par une initialisation aléatoire de l'essaim dans l'espace de recherche. A chaque itération de l'algorithme, chaque particule est déplacée suivant les règles (III.1) et (III.2).

Une fois le déplacement des particules effectué, les nouvelles positions sont évaluées. Les **Pbest** ainsi que **Gbest** sont alors mis à jour. Cette procédure est résumée par les Algorithmes « 1, 2 » et le diagramme dans Figure III.6.

L'algorithme de l'OEP initialise aléatoirement la position et la vitesse des '**N**' particules de l'essaim au début de l'optimisation. Chaque position représente une solution possible au problème qui est représenté en une matrice.

$$P^K = \begin{pmatrix} P_{1,1}^{<K>} & \dots & \dots & \dots & P_{1,N}^{<K>} \\ & & & \vdots & \\ & & & \vdots & \\ P_{M,1}^{<K>} & \dots & \dots & \dots & P_{M,N}^{<K>} \end{pmatrix}$$

$\left\{ \begin{array}{l} N: \text{nombre de particules (de la population initiale)} \\ M: \text{nombre de dimensions du problème.} \\ K: \text{itération.} \end{array} \right.$

- Chaque colonne de la matrice est un vecteur de paramètre et une solution possible pour le problème.
- Chaque particule a aussi une vitesse qui est fonction de la distance entre la position courante et la position antérieure ayant la meilleure fitness. La matrice montre les vitesses de toutes les particules de l'essaim.

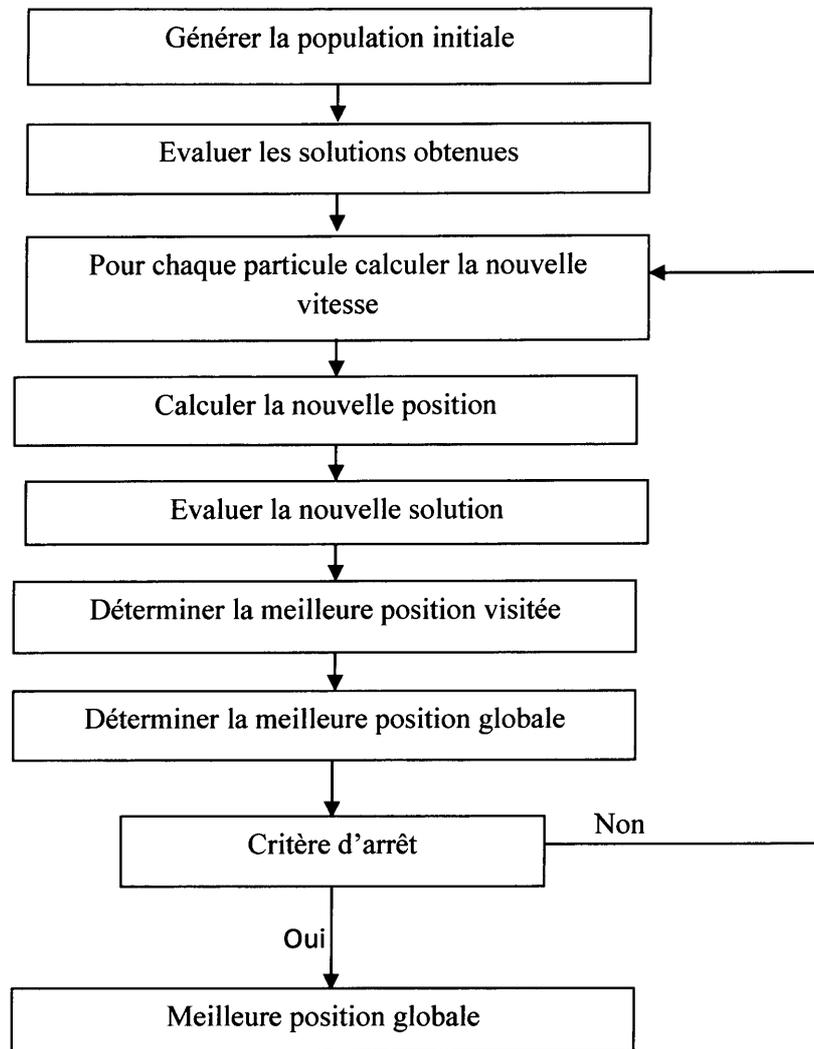
$$V^K = \begin{pmatrix} V_{1,1}^{<k>} & \dots & \dots & \dots & V_{1,N}^{<k>} \\ & & & \vdots & \\ & & & \vdots & \\ V_{M,1}^{<k>} & \dots & \dots & \dots & V_{M,N}^{<k>} \end{pmatrix}$$

Les matrices **P** et **V** sont mis à jours à chaque itération.

### Chapitre III

#### Optimisation par Essaims de Particule

---



**Figure III.6** Principe de l'OEP

Si l'on considère  $N$  particules et que chaque particule compare sa nouvelle position à sa meilleure position obtenue, c'est-à-dire qu'on ne prend pas compte du voisinage puisqu'on utilise uniquement l'amélioration obtenue sur la particule elle-même, cela donne **L'Algorithme 1**.  $F(x)$ : étant la fonction fitness.

*Algorithme 1. Sans considération de voisinage [30]*

Les variables et paramètres de l'algorithme :

$N$	Nombre de particules
$x_i(t)$	Position de la particule $P_i$
$v_i(t)$	vitesse de la particule $P_i$
$Pbest_i$	Position de la particule $P_i$ pour la meilleure fitness
$x_{pbest_i}$	Meilleure fitness obtenue pour la particule $P_i$
$c_1$ et $r_1$	Valeurs aléatoires positives

Initialisations :

Initialiser aléatoirement la population.

Traitement :

**Répéter**

**Pour i de 1 à N faire**

**Si**( $F(x_i) > x_{pbest_i}$ ) **Alors**

$$x_{pbest_i} \leftarrow F(x_i)$$

$$Pbest_i \leftarrow x_i$$

**Fin Si**

**Fin Pour**

**Pour i de 1 à N faire**

$$v_i(t + 1) = w v_i(t) + c_1 \cdot r_1 (Pbest_i - x_i(t))$$

$$x_i(t + 1) = x_i(t) + v_i(t + 1)$$

**Fin Pour**

**Jusqu'à ce que** (critère d'arrêt)

En considérant un voisinage en étoile L'Algorithme.1 devient **Algorithme. 2.**

**Algorithme 2. Considération de voisinage [30]**

Les variables et paramètres de l'algorithme :

N	Nombre de particules
$x_i(t)$	Position de la particule $P_i$ .
$v_i(t)$	vitesse de la particule $P_i$
$Pbest_i$	Position de la particule $P_i$ pour la meilleure fitness
$x_{Pbest_i}$	Meilleure fitness obtenue pour la particule $P_i$
$Gbest$	Position de la particule ayant la meilleure fitness de toutes
$x_{Gbest}$	Meilleure fitness obtenue pour tous les particules
$c_1, c_2, r_1$ et $r_2$	Valeurs aléatoires positives

Initialisations :

Initialiser aléatoirement la population.

Traitement :

**Répéter**

**Pour i de 1 à N faire**

**Si**( $F(x_i) > x_{Pbest_i}$ ) **Alors**

$$x_{Pbest_i} \leftarrow F(x_i)$$

$$Pbest_i \leftarrow x_i$$

**Fin Si**

**Si** ( $F(x_i) > x_{Gbest}$ ) **Alors**

$$x_{Gbest} \leftarrow F(x_i)$$

$$Gbest \leftarrow x_i$$

**Fin Si**

**Fin Pour**

**Pour i de 1 à N faire**

$$v_i(t + 1) = w v_i(t) + c_1 \cdot r_1 (Pbest_i - x_i(t)) + c_2 \cdot r_2 (Gbest - x_i(t))$$

$$x_i(t + 1) = x_i(t) + v_i(t + 1)$$

**Fin Pour**

**Jusqu'à ce que** (critère d'arrêt)

### **III.8 Avantages et inconvénients d'OEP**

#### **Avantages**

- ✓ Simple à implémenter.
- ✓ Facile à paralléliser pour le traitement concurrent.
- ✓ Très peu de paramètres à régler.
- ✓ Algorithme très efficace de la recherche globale.

#### **Inconvénients**

- ✓ Convergence lente à l'étape de la recherche locale (capacité faible dans une recherche locale)
- ✓ Une mauvaise initialisation de la population

### **III.9 Conclusion**

Dans ce chapitre on a présenté brièvement une technique d'intelligence artificielle qui est plus utilisés dans les différents domaines. Cette méthode est L'Optimisation par Essaims de Particule (OEP).

On a donné une vue générale sur le concepts de l' algorithme OEP. Nous pouvons conclure que ceux-ci sont des algorithmes simples de conception et peuvent résoudre des problèmes assez complexes avec une bonne précision. Cependant, ils présentent certaines limites et des difficultés. Ces difficultés reposent sur le choix des critères d'arrêt, la taille de la population, le nombre de générations, et les techniques à utiliser pour les réaliser. Le bon choix de ses paramètres exige une bonne connaissance du système à étudier et le problème à résoudre.

Nous allons utiliser cette méthode pour résoudre le problème d'optimisation des paramètres des régulateurs PI/PIF qui sont utilisé dans la commande de la MADA qui sera l'objectif de chapitre suivant.

# Chapitre IV

Commande Vectorielle  
par PI et PI floue de la  
MADA : synthèse par  
OEP

## Chapitre IV

### *Commande vectorielle de la MADA par PI et PI Flou optimisé avec l'OEP*

#### IV.1 Introduction

Une bonne commande des machines à courant alternatif à vitesse variable est assurée si nous garantissons un bon découplage entre ses grandeurs électromagnétiques. Ceci est réalisé par une orientation convenable de ces derniers dans un repère ( $d-q$ ) tournant à la vitesse de rotation du champ tournant.

Si ceci est réalisé, nous pouvons rapprocher son comportement de celle d'un moteur à courant continu à excitation indépendante où nous retrouvons un découplage naturel entre le courant d'excitation qui crée le flux et le courant d'induit qui fournit le couple électromagnétique nécessaire pour la faire tourner [3].

La commande vectorielle par orientation du flux présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone double alimentée.

Dans ce chapitre, nous avons proposé une loi de commande vectorielle avec orientation du flux statorique pour la MADA basée sur des PI classiques et des PI flous (PIF). La synthèse de ces lois de commandes est effectuée par le biais d'une méthode intelligente pour les réglages des paramètres des contrôleurs basée sur la technique d'optimisation par essaim particulaires (OEP).

#### IV.2 But et principe de la commande vectorielle

Le but de la commande vectorielle 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). 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 [13].

Donc, dans la commande vectorielle, la MADA est contrôlée d'une façon analogue à la machine à courant continu à excitation séparée. Cette analogie est représentée par la (Figure IV.1).

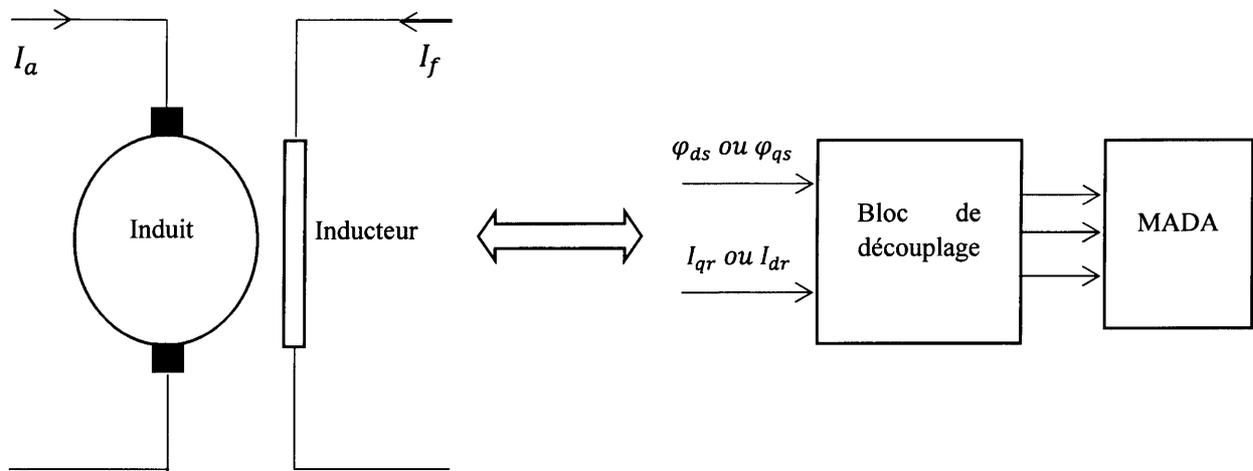


Figure IV.1 Principe de la commande vectorielle

La commande par flux orienté est une expression qui apparaît de nos jours dans la littérature traitant les techniques de contrôle de moteurs électriques, et dont l'étymologie nous ramène à une notion élémentaire, mais très importante de l'électromagnétisme. À savoir la force exercée sur un conducteur parcouru par un courant et placé dans une région où règne un champ magnétique est égale au produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ. Il en résulte évidemment que l'amplitude de cette force sera maximale pour des intensités du courant et du champ donnés quand le vecteur courant sera perpendiculaire au vecteur champ [26].

Appliquée aux moteurs électriques, cette propriété est utilisée pour obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courant et les vecteurs flux résultants. Si le principe est naturellement appliqué pour les MCC, ce n'est pas le cas pour les machines à courant alternatif; par conséquent, le contrôle par flux orienté des machines à courant alternatif est une commande par orientation de ces deux grandeurs [26].

### IV.2.1 Les types de la commande vectorielle

On distingue deux types de commande l'un est directe et l'autre est indirect.

#### IV.2.1.1 Commande vectorielle directe

Cette méthode de commande a été proposée par Blaschke [28]. Dans ce cas, la connaissance du module de flux et de sa phase est requise pour assurer un découplage entre le couple et le flux quel que soit le régime transitoire effectué. En effet, dans ce cas, le flux est régulé par une contre réaction, donc il doit être mesuré ou estimé à partir des signaux de tensions statoriques et de courants. Afin d'accéder à l'information concernant l'amplitude et la phase du flux, on peut utiliser des capteurs (sondes à effet de Hall, spires de mesure) placés sous les dents du stator (entrefer de la machine). L'avantage de cette technique est qu'elle dépend moins des variations paramétriques. Cependant, l'inconvénient de cette méthode est que les capteurs sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans des conditions sévères telles que les

vibrations et les échauffements excessifs. De plus, les signaux captés sont entachés des harmoniques et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables automatiquement [13].

#### **IV.2.1.2 Commande vectorielle indirecte**

Le principe de cette méthode consiste à ne pas mesurer (ou estimer) l'amplitude de flux mais seulement sa position, l'idée est proposée par Hasse [28]. 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 [13].

#### **IV.2.2 Variantes de la commande vectorielle**

La commande à flux orienté appliquée aux moteurs électriques est utilisée pour obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants. De nombreuses variantes de ce principe de commande ont été présentées dans la littérature [13] [28], que l'on peut classer:

- Suivant la source d'énergie :
  - Commande en tension (Voltage Source Inverter)
  - Commande en courant (Current Controlled Inverter)
- Suivant les opérations désirées pour le flux :
  - Commande vectorielle de flux rotorique
  - Commande vectorielle de flux statorique
  - Commande vectorielle de flux d'entrefer (ou de flux magnétisant)
- Suivant la détermination de la position du flux :
  - Directe par mesure ou observation du vecteur de flux (module, phase)
  - Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement

Dans ce chapitre, on a développé la commande vectorielle indirecte par l'orientation de flux statorique.

Un choix adéquat du référentiel  $(d, q)$  est fait de telle manière que le flux statorique soit aligné avec l'axe  $(d)$  permettant d'obtenir une expression de couple dans laquelle deux courants orthogonaux  $(i_{dr}, i_{qr})$  interviennent, le premier générateur de flux et l'autre générateur de couple.

L'utilisation de la transformation de Park par le changement des repères, sous certaines hypothèses, nous permet de simplifier le système d'équations différentielles de la machine.

Dans le cas de commande où le type d'orientation de flux statorique, on a comme condition :

$$\varphi_{ds} = \varphi_s \text{ et } \varphi_{qs} = 0 \quad (IV.1)$$

Le principe de ce type d'orientation de flux est illustré par la figure (IV.2) :

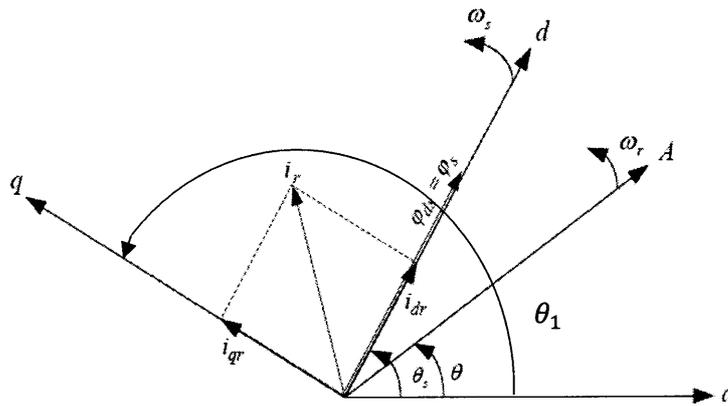


Figure IV.2 Orientation du flux statorique

On remplace l'expression (IV.1) dans l'expression du couple électromagnétique (I.27) on obtient :

$$C_{em} = -\frac{PM}{L_s} (\varphi_s i_{qr}) \quad (IV.2)$$

On constate que l'expression du couple électromagnétique (IV.2) est analogue à celle du couple d'une machine à courant continu. Ceci permet d'obtenir une commande vectorielle découplée où la composante  $i_{qr}$  contrôle le couple et le flux  $\varphi_s$  étant imposé par la composante  $i_{dr}$ .

### IV.3 Lois de la commande vectorielle appliquée à la MADA

Dans cette étude, l'alimentation de la machine asynchrone à double alimentation est à flux statorique orienté. Dans le repère triphasé  $(a, b, c)$  la tension aux bornes d'une phase  $n$  du stator s'exprime par la relation générale :

$$u_{ns} = R_s i_{ns} + \frac{d\varphi_{ns}}{dt} \quad (IV.3)$$

Si on néglige la résistance du bobinage statorique  $R_s$ , ce qui est une hypothèse assez réaliste pour les machines de moyenne et forte puissance et pour des conditions de fonctionnement à vitesse proche de la vitesse nominale [15], la relation (IV.3) devient :

$$\varphi_{ds} = \varphi_s \Rightarrow u_{ds} = \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \quad (IV.4)$$

La relation (IV.4) montre qu'un repère lié au flux statorique tourne alors à la même vitesse angulaire que le vecteur de la tension statorique et qu'il est en avance de  $\frac{\pi}{2}$  sur ce même vecteur. On peut alors écrire (toujours dans l'hypothèse d'un flux statorique constant) :

$$u_{ds} = 0, u_{qs} = u_s \quad (IV.5)$$

Le stator est directement relié au réseau, alors l'angle électrique  $\theta_s$  nécessaire aux transformations de *Park* est calculé à partir de la mesure de la tension statorique :

$$\theta_s = \theta_1 - \frac{\pi}{2} \quad (IV.6)$$

Ou  $\theta_1 = \text{artg} \left( \frac{u_{\beta s}}{u_{\alpha s}} \right)$  : est l'angle du vecteur tension statorique dans le repère stationnaire ( $a, b, c$ ) comme il est montré sur la figure (IV.2).

Rappelons le système d'équations différentielles (I.26), décrivant la machine asynchrone a double alimentation dans un repère lié au champ tournant qui est donné par :

$$\begin{cases} u_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ u_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ u_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \varphi_{qs} \\ u_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \varphi_{ds} \end{cases} \quad (IV.7)$$

Avec un flux statorique constant et orienté  $\varphi_{ds} = \varphi_s$  et  $\varphi_{qs} = 0$ .

Ces équations peuvent se simplifier sous la forme suivante :

$$\begin{cases} u_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ u_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} \\ u_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \varphi_{qs} \\ u_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \varphi_{ds} \end{cases} \quad (IV.8)$$

Les équations des flux statorique (I.23) deviennent :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ 0 = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (IV.9)$$

D'après (IV.9), les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{(\varphi_{ds} - M i_{dr})}{L_s} \\ i_{qs} = \frac{-M i_{qr}}{L_s} \end{cases} \quad (IV.10)$$

On remplace le système d'équations (IV.10) dans les expressions des flux rotoriques (I.23), on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_r \sigma i_{dr} + \frac{M}{L_s} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r \sigma i_{qr} \end{cases} \quad (IV.11)$$

$\sigma$ : est le coefficient de dispersion entre les enroulements  $d$  et  $q$  :

$$\sigma = \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right) \quad (IV.12)$$

En intégrant les équations des courants statoriques et des flux rotoriques dans l'ensemble (IV.8), le modèle de la machine devient :

$$\begin{cases} u_{ds} = \frac{R_s}{L_s} \varphi_{ds} - \frac{R_s}{L_s} M i_{dr} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ u_{qs} = \frac{R_s}{L_s} M i_{qr} + \omega_s \varphi_{ds} \\ u_{dr} = R_r i_{dr} + L_r \sigma \frac{di_{dr}}{dt} + e_d \\ u_{qr} = R_r i_{qr} + L_r \sigma \frac{di_{qr}}{dt} + e_q \end{cases} \quad (IV.13)$$

Tel que :

$$\begin{cases} e_d = -L_r (\omega_s - \omega) \sigma i_{qr} + \frac{M}{L_s} \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ e_q = L_r (\omega_s - \omega) \sigma i_{dr} + \frac{M}{L_r} (\omega_s - \omega) \varphi_{ds} \end{cases} \quad (IV.14)$$

On peut déduire, à partir des équations des tensions rotoriques, les relations des courants rotoriques comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_{dr}}{dt} = \frac{1}{L_r \sigma} (u_{dr} - R_r i_{dr} - e_d) \\ \frac{di_{qr}}{dt} = \frac{1}{L_r \sigma} (u_{qr} - R_r i_{qr} - e_q) \end{cases} \quad (IV.15)$$

Rappelons l'expression (I.27) du couple électromagnétique :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} (\varphi_{qs} i_{dr} - \varphi_{ds} i_{qr}) \quad (IV.16)$$

Avec une orientation du flux statorique telle que  $\varphi_{qs} = 0$ , on obtient une expression simplifiée du couple :

$$C_{em} = -\frac{PM}{L_s}(\varphi_s i_{qr}) \quad (IV.17)$$

On voit que le couple électromagnétique est rendu proportionnel au courant  $i_{qr}$  si le flux est maintenu constant. Le courant  $i_{qr}$  sera variable par action sur la tension  $u_{qr}$  (équation IV.15). Alors, une boucle de régulation PI du courant  $i_{qr}$  permet de calculer la tension  $u_{qr}$  à imposer à la machine [27].

Le flux peut être contrôlé par le réglage du courant  $i_{dr}$  (équations IV.9 et IV.10). Ce dernier est variable par action sur la tension  $u_{dr}$  (équation IV.15). Alors, une boucle de régulation PI du courant  $i_{dr}$  permet de calculer la tension  $u_{dr}$  à imposer à la machine [27].

Et les expressions de la puissance active et réactive du côté statorique sont données par :

$$\begin{cases} P_s = u_{ds}i_{ds} + u_{qs}i_{qs} \\ Q_s = u_{qs}i_{ds} - u_{ds}i_{qs} \end{cases} \quad (IV.18)$$

Sous l'hypothèse d'un flux statorique orienté (équation (IV.5)), ce système d'équations peut se simplifier sous la forme :

$$\begin{cases} P_s = u_{qs}i_{qs} \\ Q_s = u_{qs}i_{ds} \end{cases} \quad (IV.19)$$

Les puissances active  $P_s$  et réactive  $Q_s$  sont donc fonction des courants statoriques  $i_{qs}$  et respectivement  $i_{ds}$ , sur lesquels nous n'avons aucune action directe [26].

En remplaçant les courants statoriques direct et quadrature par leurs expressions dans (IV. 10), on trouve :

$$\begin{cases} P_s = -u_{qs} \frac{M}{L_s} i_{qr} \\ Q_s = \frac{u_{qs}}{L_s} (\varphi_{ds} - M i_{dr}) \end{cases} \quad (IV.20)$$

Avec l'hypothèse de négliger la résistance statorique, on peut simplifier l'expression de la tension statorique dans l'axe  $q$  de l'équation (IV.13) comme suit :

$$u_{qs} = \omega_s \varphi_{ds} \quad (IV.21)$$

### IV.3.1 Génération des courants rotoriques de référence

La connaissance du flux statorique est nécessaire à la génération des courants rotoriques de référence d'axes  $(d, q)$ . Dans notre étude, le réseau est supposé être stable et le repère  $(d, q)$  choisi est lié au champ tournant statorique, cela conduit à un flux statorique constant  $\varphi_{ds\_ref}$  avec une variation nulle en régime établi, ce qui permet d'écrire :

$$\begin{cases} u_{ds} = 0 \\ u_{qs} = \omega_s \varphi_{ds\_ref} = U_{s\_eff} \end{cases} \quad (IV.22)$$

Où :  $U_{s\_eff}$  représente la valeur efficace d'une tension composée.

Donc on peut écrire :

$$\varphi_{ds\_ref} = \frac{U_{s\_eff}}{\omega_s} \quad (IV.23)$$

Une fois les flux statoriques estimés, il faut générer les courants rotoriques de référence d'axes ( $d, q$ ).

Le couple électromagnétique étant proportionnel au courant rotorique d'axes  $q$  (d'après l'équation IV.17), nous pouvons donc établir une relation entre le courant  $i_{qr\_ref}$  et le couple électromagnétique  $C_{em\_ref}$  par :

$$i_{qr\_ref} = -\frac{L_s}{pM\varphi_{ds\_ref}} C_{em\_ref} \quad (IV.24)$$

Pour garantir un facteur de puissance quasiment unitaire du côté statorique (puissance réactive du stator nulle), il suffit d'imposer :

$$i_{dr\_ref} = \frac{\varphi_{ds\_ref}}{M} \quad (IV.25)$$

Cela veut dire que la machine est complètement excitée à partir de l'alimentation du rotor.

### IV.3.2 Réglage de la vitesse de la MADA a flux statorique orienté

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple électromagnétique de référence ( $C_{em\_ref}$ ), afin de maintenir la vitesse à sa référence. Un régulateur PI classique peut être utilisé pour assurer ce but.

Nous pouvons établir un tableau récapitulatif (Tableau IV.1), résumant les objectifs de la stratégie de commande avec les références des variables d'action concernées.

**Tableau IV.1** Objectives de commande

Objectif	Référence
$Q_s=0$	$i_{dr\_ref} = \frac{\varphi_{ds\_ref}}{M}$
$C_{em} = C_{em\_ref}$	$i_{qr\_ref} = -\frac{L_s}{pM\varphi_{ds\_ref}} C_{em\_ref}$

La figure IV.3 montre le schéma bloc de la commande vectorielle de la MADA où le stator est alimenté directement au réseau électrique.

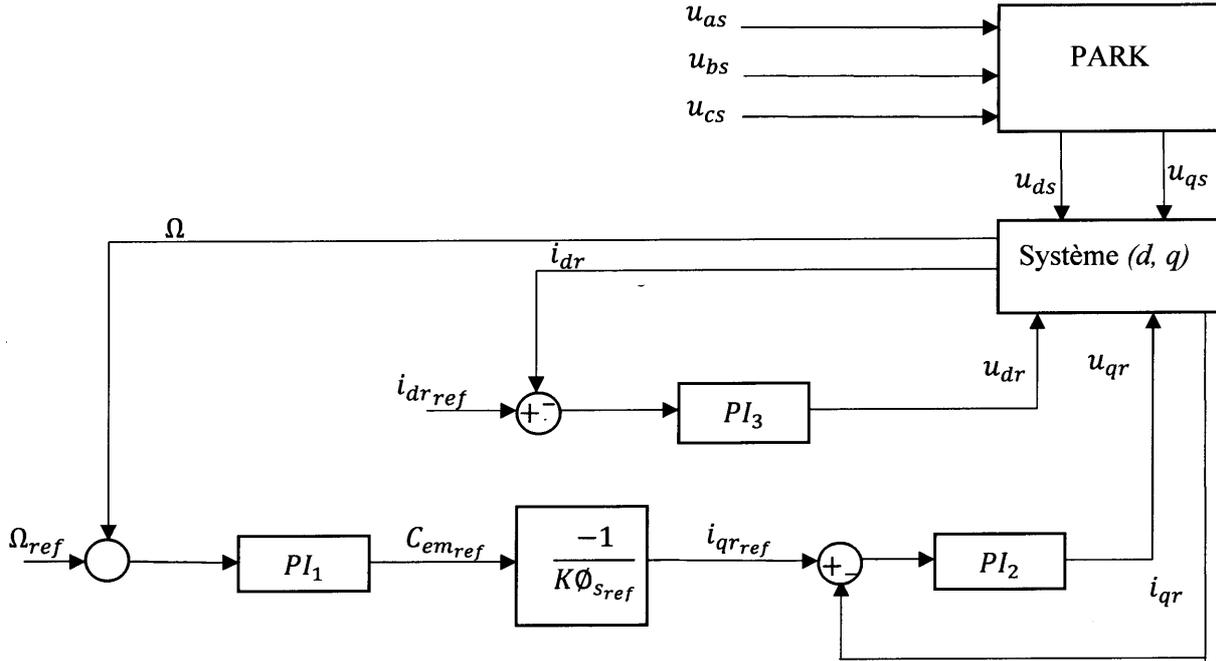


Figure IV.3 Schéma de la commande vectorielle de la MADA

#### IV.4 Synthèse de la commande PI classique de la MADA par OEP

D'après le schéma de commande de la figure IV.3, nous allons utiliser trois régulateurs PI classiques pour la commande de la MADA. Pour la synthèse de ces contrôleurs, nous proposons une méthode basée sur une technique intelligente l'OEP présentée au chapitre III.

Le vecteur de paramètres de réglage est composé par les paramètres de ces trois contrôleurs:

$$PI = [ K_{P1} \ K_{I1} \ K_{P2} \ K_{I2} \ K_{P3} \ K_{I3} ]^T$$

Le but est de rechercher le meilleur jeu de valeurs de paramètres qui permet de minimiser une fonction objective utilisée pour évaluer le système de commande entier. Dans cette étude et sans perte de généralité, nous avons utilisé la somme des intégrales des erreurs quadratiques pour évaluer la performance du système de commande en réponse à des signaux de références et ce pour une durée de temps déterminée  $[0, t_f]$ . Cette fonction objective est donnée par:

$$J = \int_0^{t_f} e_1^2(t)dt + \int_0^{t_f} e_2^2(t)dt + \int_0^{t_f} e_3^2(t)dt \quad (IV.26)$$

Avec :

$$e_1(t) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (IV.27)$$

$$e_2(t) = i_{qr\_ref} - i_{qr} \quad (IV.28)$$

$$e_3(t) = i_{dr\_ref} - i_{dr} \quad (IV.29)$$

Dans la conception de contrôleur PI en utilisant l'algorithme d'OEP, une particule est un vecteur des paramètres des contrôleurs PI. Un essaim de particules est un groupe de vecteurs des paramètres, qui sont initialisés manuellement ou de façon aléatoire dans l'espace de recherche. Ainsi,  $P_{best}$  est le meilleur vecteur des paramètres personnel des particules rencontré au cours de la recherche par lequel la fonction objective est minimal,  $G_{best}$  est la meilleure position globale parmi tous les particules ( $G_{best} = \min(P_{best})$ ).

Les paramètres des contrôleurs sont d'abord initialisés, puis ajuster simultanément de façon itérative en utilisant la méthode proposée afin de minimiser la fonction objective.

#### IV.4.1 Résultats de simulations

Dans les simulations, pour l'algorithme d'OEP on prend les paramètres donnés par le Tableau IV.2.

Les valeurs des paramètres initiaux sont choisies aléatoirement entre les bornes indiquées dans Le tableau IV.3.

**Tableau IV.2** Paramètres de l'algorithme OEP

Paramètre	Valeur
Nombre de particule par essaimes N	10
$w$	0.9
$c_1$	2
$c_2$	2
Nombre d'itérations $It_{Max}$	100
Vitesse initiale des particules	$5 * rand(6, N)$

**Tableau IV.3** Bornes des valeurs des paramètres initiaux des PI

Paramètre	Min	Max
$K_p^i, i = 1, 2, 3$	$eps$	10
$K_i^i, i = 1, 2, 3$	$eps$	10

Avec :  $eps > 0$

Les résultats présentés ci-dessous sont obtenus en appliquant les lois de commande PI classique sur le modèle de la MADA présenté au chapitre I. Les résultats de simulations sont présentés par les figures et les tableaux ci-dessous.

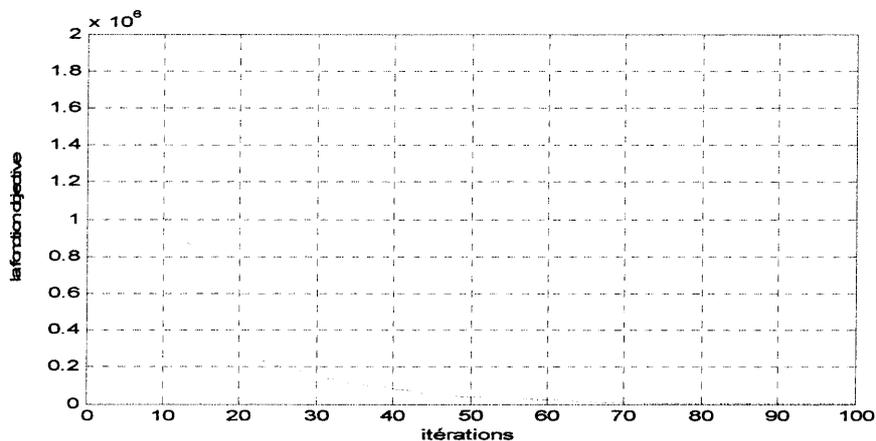
- Les paramètres optimaux des régulateurs PI classique après 100 itérations sont donnés par le Tableau IV.4.
- La figure IV.4 montre l'évolution de la fonction objective en fonction des itérations.
- La figure IV.5 montre les réponses de la MADA au démarrage à vide.
- La figure IV.6 montre les réponses de la MADA au démarrage à vide suivi de l'insertion d'une charge de :

- $C_r = 8 \text{ N.m}$  durant l'intervalle de temps  $t \in [0.8, 2.8]$ .
- $C_r = 15 \text{ N.m}$  durant l'intervalle de temps  $t \in [2.8, 6.3]$ .

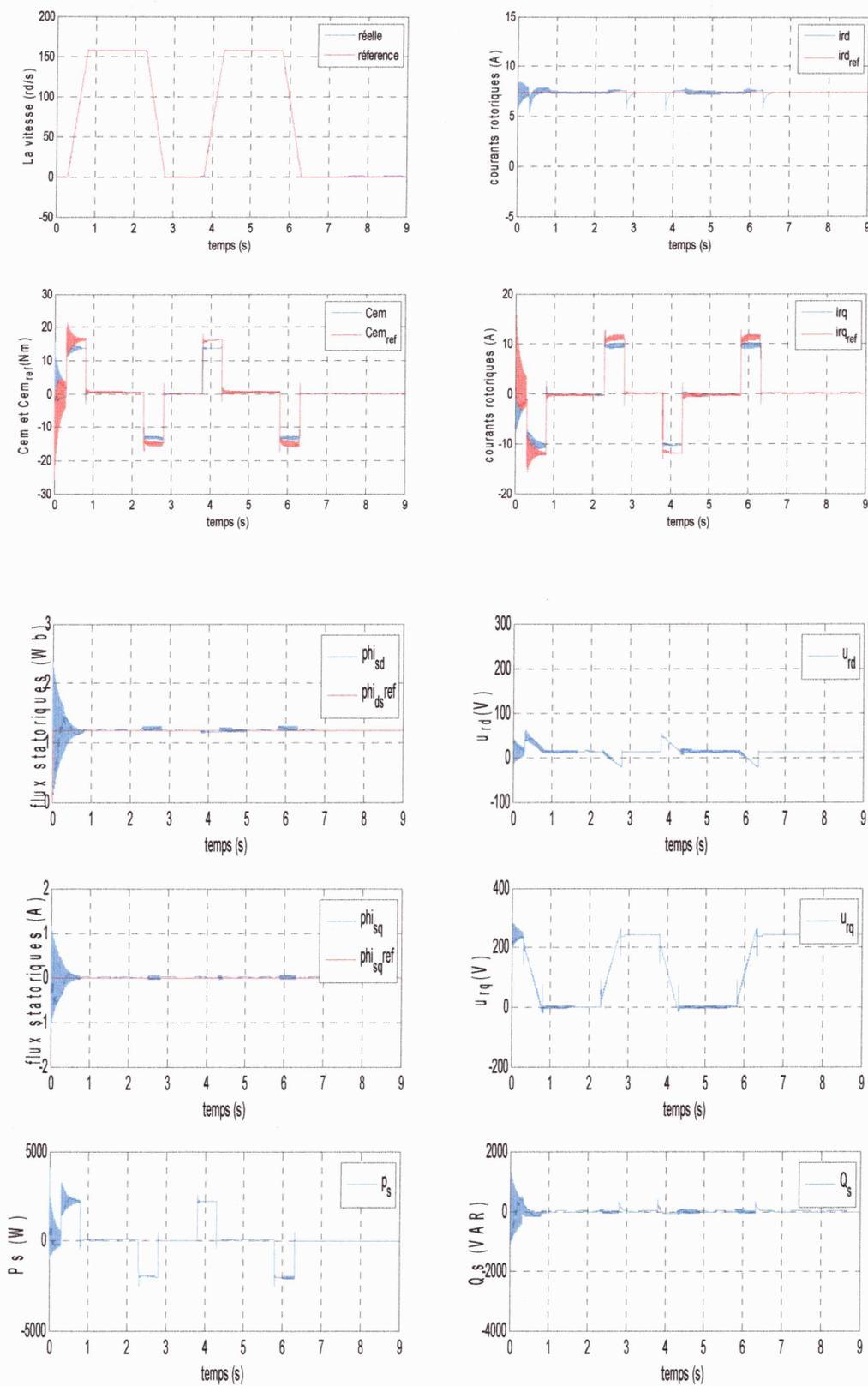
et une variation de +200 % de  $L_r$  et +50 % de  $L_s$  pendant les périodes de temps  $t \in [1, 2]$  et  $t \in [4.5, 5.5]$ .

**Tableau IV.4** Les paramètres des régulateurs PI optimisé par OEP

Régulateurs	Paramètres	Valeurs optimales
$PI_1$	$K_{p1}$	20
	$K_{i1}$	8
$PI_2$	$K_{p2}$	20.12
	$K_{i2}$	15.031
$PI_3$	$K_{p3}$	20.463
	$K_{i3}$	15.245



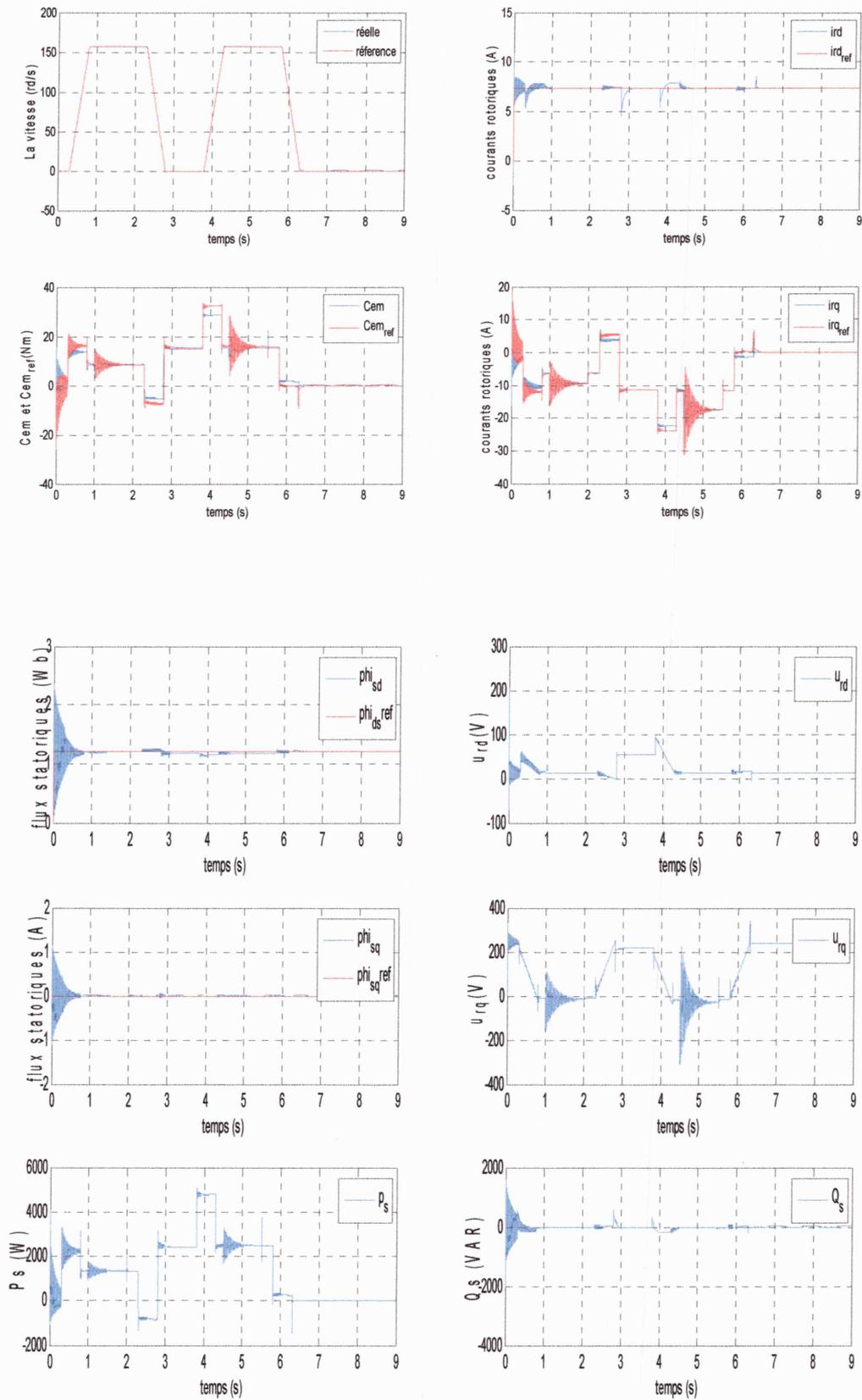
**Figure IV.4** Evolution de la fonction objective



**Figure IV.5** Les réponses de la MADA au démarrage à vide (commande vectorielle à base des PI optimisé par OEP).

## Chapitre IV

### Commande vectorielle de la MADA par PI et PI Flou optimisé avec l'OEP



**Figure IV.6** Les réponses de la MADA au démarrage à vide suivi de l'insertion des perturbations (commande vectorielle à base des PI optimisé par OEP).

**IV.4.2 Interprétations des résultats de simulations**

D'après les résultats de simulation au démarrage à vide (Figure IV.5), on remarque que la MADA est stable et l'allure de vitesse suit sa référence. Les courants de phase rotorique et couple électromagnétique font des pics aux premiers instants de démarrage, puis ils suivent leurs références, La composante directe du flux statorique suit sa valeur de référence et la composante en quadrature prend sa valeur nulle imposée par la condition d'orientation du flux statorique.

On remarque aussi que l'application d'un couple de charge (Figure IV.6) affecte légèrement sur la réponse en vitesse de la MADA. Pour la variation du couple électromagnétique, on constate qu'il rejoint après un régime transitoire au démarrage à la valeur qui compense le couple résistant appliquée.

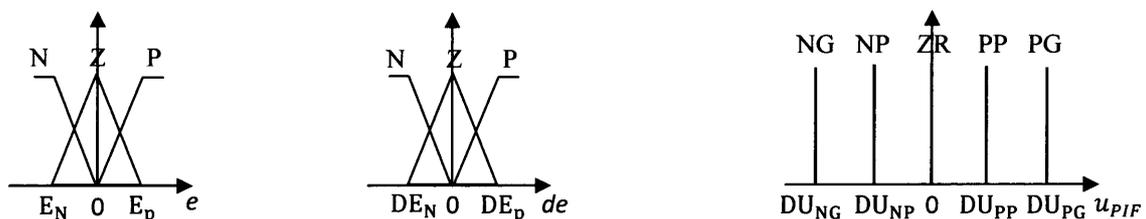
A l'instant d'application des changements paramétrique on distingue des oscillations sur la réponse du couple électromagnétique et le courant  $i_{qr}$  puis ils suivent leur références.

Ces résultats montrent que le découplage entre le couple électromagnétique et le flux statorique sont très acceptable.

**IV.5 Synthèse de la Commande PI floue de la MADA par OEP**

Dans cette section, nous utilisons la même structure de commande (Figure IV.3), on remplace les trois régulateurs PI classiques par trois autres PI flous. Ce choix est justifié par avantages de ces derniers par rapport au premiers, ils sont non linéaires et réjouit d'une structure simple et interprétable en langage naturel avec des paramètres ayant un sens physique. Donc, ils sont facilement assimilables par les opérateurs et offre une facilité lors de la tache de leurs conception. On propose ici, comme on a fait pour les contrôleurs classiques d'utiliser l'OEP pour la synthèse des contrôleurs PIF.

La structure des contrôleurs PI flous est choisie à priori. Pour chaque régulateur, on prend 3 fonctions d'appartenances triangulaires pour les variables d'entrée (l'erreur et ça dérivée) et 5 fonction d'appenance de type singletons pour la variable de sortie (la dérivée de commande).



**Figure IV.7** Fonctions d'appartenance

La base de règles floues des contrôleurs est donnée par le tableau IV.5.

**Tableau IV.5** Base des règles d'un contrôleur PIF

DU	<i>de</i>		
<i>e</i>	N	Z	P
N	$C_1=NG$	$C_2=NP$	$C_3=ZR$
Z	$C_4=NP$	$C_5=ZR$	$C_6=PP$
P	$C_7=ZR$	$C_8=PP$	$C_9=PG$

La dérive de la commande (Défuzzification) est déterminée par la méthode de la moyenne pondérée :

$$DU_{PIF}(t) = \frac{\sum_{i=1}^9 V_i C_i}{\sum_{i=1}^9 V_i} \quad (IV.30)$$

$$U_{PIF} = \int DU_{PIF}(t)dt \quad (IV.31)$$

Avec :  $C_i$  est la conclusion de la règle  $i$ .  $V_i$  est la valeur de vérité de la règle  $i$ , calculée par la méthode du produit algébrique donné par :

$$V_i = \mu_{A_i}(e(t)) \cdot \mu_{B_i}(de(t)) \quad (IV.32)$$

$\mu_{X_i}(y)$  : est le degré d'appartenance de la variable d'entrée  $y$  évalué en règle  $i$  par la fonction d'appartenance correspondante  $X_i$ .

Les conclusions de la base des règles : NG, NP, ZR, PP, et PG se réfèrent respectivement à les termes linguistiques; Négatif Grand, Négatif Petit, Zéro, Positif Petit et Positif Grand.

Le vecteur des paramètres de réglage d'un contrôleur PIF est choisi en fonction des objectifs de commande et les connaissances disponibles sur le système à commander. Il peut être construit par les positions des fonctions d'appartenance des variables d'entrée et/ou les positions des singletons de la variable de sortie.

Le vecteur des paramètres de conception d'un correcteur peut être exprimé par :

$$PIF = [E_p \ DE_p \ E_N \ DE_N \ DU_{PP} \ DU_{PG} \ DU_{NP} \ DU_{NG}]^T$$

Pour simplifier, on prend des PI flous symétrique, c.à.d. on a la même distribution des fonctions d'appartenance autour de zéro :

$$E_N = -E_P, DE_N = -DE_P, DU_{NP} = -DU_{PP} \text{ et } DU_{NG} = -DU_{PG}.$$

Le vecteur des paramètres à optimiser pour chaque régulateur  $PIF_i$  ( $i = 1,2,3$ .) est donc réduit à :

$$PIF_i = [Ei_p \ DEi_p \ DUi_{pp} \ DUi_{pg}]^T$$

Le vecteur des paramètres de l'ensemble des régulateurs est donné comme suite :

$$PIF = [PIF1 \ PIF2 \ PIF3]^T$$

Avec :

$$PIF1 = [E1_p \ DE1_p \ DU1_{pp} \ DU1_{pg}]^T$$

$$PIF2 = [E2_p \ DE2_p \ DU2_{pp} \ DU2_{pg}]^T$$

$$PIF3 = [E3_p \ DE3_p \ DU3_{pp} \ DU3_{pg}]^T$$

On applique l'algorithme d'OEP pour l'optimisation les paramètres du vecteur PIF. On utilise la même fonction objective (équation IV.26) et les mêmes paramètres de l'algorithme d'OEP du tableau IV.2 sauf pour la matrice des vitesses initiales on prend :

$$v = 10 * rand(12,10)$$

Les paramètres initiaux des contrôleurs PIF sont pris aléatoirement dans leurs espaces de recherche respectives délimités par les bornes indiquées dans le tableau IV.6.

**Tableau IV.6** Les bornes initiales des paramètres des contrôleurs PIF

Paramètres	Min	Max
$Ei_p$	$eps$	10
$DEi_p$	$eps$	10
$DUi_{pp}$	5	10
$DUi_{pg}$	10	20

#### IV.5.1 Résultats de simulations

Après la simulation on a obtenu les résultats suivants:

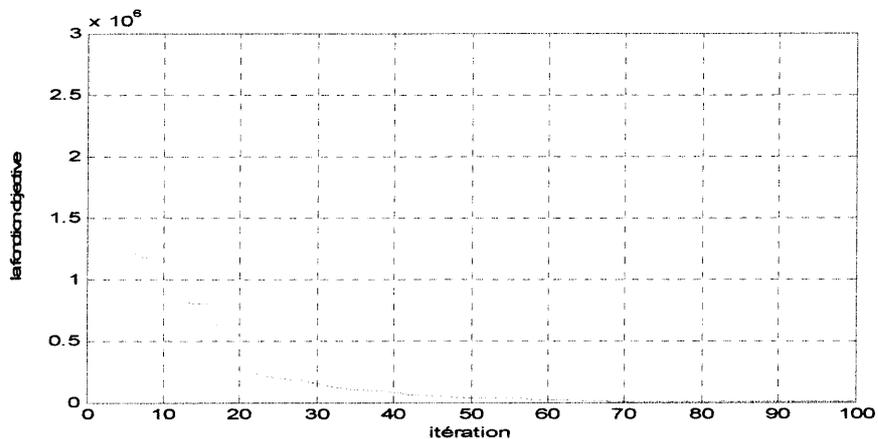
- les paramètres optimaux des régulateurs PIF après 100 itérations sont donnés par le Tableau IV.7.
- La figure IV.8 montre l'évolution de la fonction objective en fonction des itérations.

- La figure IV.9 montre les réponses de la MADA au démarrage à vide.
- La figure IV.10 montre les réponses de la MADA au démarrage à vide suivi de l'insertion d'une charge de :
  - $C_r = 8 \text{ N.m}$  durant l'intervalle de temps  $t \in [0.8, 2.8]$ .
  - $C_r = 15 \text{ N.m}$  durant l'intervalle de temps  $t \in [2.8, 6.3]$ .

et une variation de +200 % de  $L_r$  et +50 % de  $L_s$  pendant les périodes de temps  $t \in [1, 2]$  et  $t \in [4.5, 5.5]$ .

**Tableau IV.7** Paramètres des régulateurs (PIF) optimisé par OEP

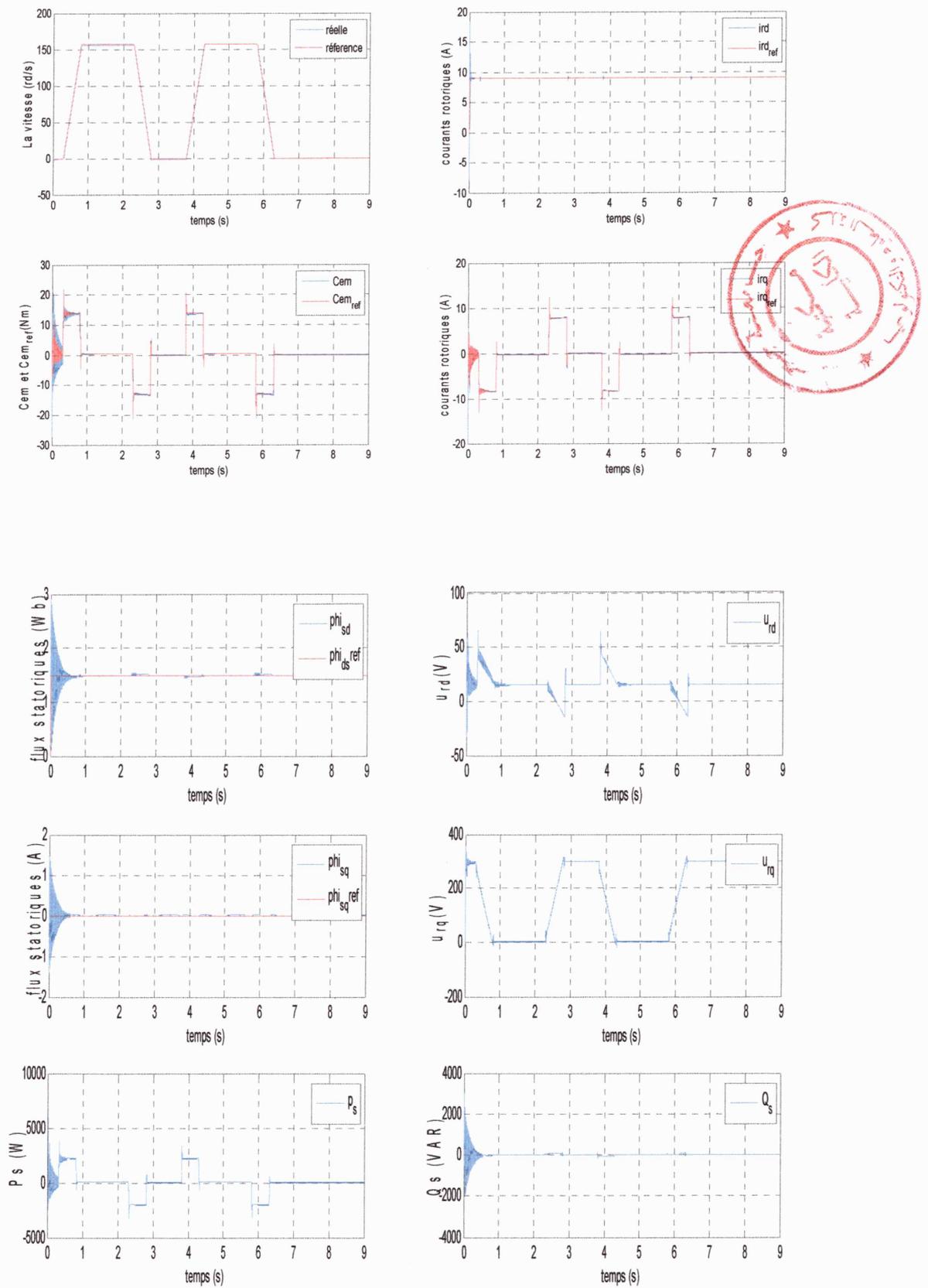
Régulateur	Paramètres	Valeurs optimales
PIF <sub>1</sub>	$E1_P(E1_N = -E1_P)$	-3.0749
	$DE1_P(DE1_N = -DE1_P)$	516.03
	$DU1_{PP}(DU1_{NP} = -DU1_{PP})$	5101.2
	$DU1_{PG}(DU1_{NG} = -DU1_{PG})$	5563.7
PIF <sub>2</sub>	$E2_P(E2_N = -E2_P)$	8.2606
	$DE2_P(DE2_N = -DE2_P)$	-23.056
	$DU2_{PP}(DU2_{NP} = -DU2_{PP})$	678.6
	$DU2_{PG}(DU2_{NG} = -DU2_{PG})$	286500
PIF <sub>3</sub>	$E3_P(E3_N = -E3_P)$	0.79185
	$DE3_P(DE3_N = -DE3_P)$	5486.6
	$DU3_{PP}(DU3_{NP} = -DU3_{PP})$	23816
	$DU3_{PG}(DU3_{NG} = -DU3_{PG})$	1116.4



**Figure IV.8** Evolution de la fonction objective

## Chapitre IV

### Commande vectorielle de la MADA par PI et PI Flou optimisé avec l'OEP



**Figure IV.9** Les réponses de la MADA au démarrage à vide (commande vectorielle à base des PIF optimisé par OEP).

### IV.5.2 Interprétations des résultats de simulations

D'après les résultats de simulation au démarrage à vide de la commande PI floue (Figure IV.9), on constate que la MADA est stable et la vitesse suit la référence demandée, dans toutes les zones de fonctionnement. Les performances de poursuite des courants de phase rotorique et couple électromagnétique sont très satisfaisant. Et montre la bonne orientation du flux rotorique suivant l'axe  $d$ .

Nous remarquons que le comportement des grandeurs électriques et mécanique de la commande vectorielle a base des PI floue de la MADA est très satisfaisant par rapport à la commande PI classique malgré les perturbations (couple de charge et changement paramétrique), les courants rotoriques et le couple électromagnétique marquent une nette amélioration et suivent parfaitement leur référence. Et l'orientation du flux rotorique suivant l'axe  $d$  est bien claire.

Des deux figures précédentes, nous pouvons conclure que le comportement du MADA est satisfaisant du point de vue mécanique et magnétique. Et montrent clairement que le découplage entre le couple électromagnétique et le flux statorique est très acceptable.

Et qui concerne le vecteur de commande (Tableau IV.7) on a remarqué des valeurs négatives ( $E1_p = -3.0749$  et  $DE2_p = -23.056$ ) et on a remarqué aussi que  $DU3_{pp} > DU3_{pg}$ . Donc l'algorithme OEP est sorti de l'espace de recherche et n'a pas respecté l'interprétabilité de la base des règles.

### IV.6 Synthèse de la Commande PI floue de la MADA par OEP avec contrainte

Pour éviter le problème de divergence du vecteur des paramètres vers des valeurs négatives et pour garantir l'interprétabilité de base des règles on fait des contraintes sur l'algorithme OEP qui sont :

Chaque fois le vecteur des paramètres  $i$  de l'essai diverge on régénère ce vecteur vers le meilleure vecteur des paramètres  $i$  dans lequel la fonction objective est minimal ( $P_{best}$ ).

La même chose pour le cas ou  $DU1_{pp} > DU1_{pg}$  ,  $DU2_{pp} > DU2_{pg}$  ou  $DU3_{pp} > DU3_{pg}$  on régénère le vecteur des paramètres vers  $P_{best}$ .

Dans la simulation on a gardé la même fonction objective (équation IV.26) et les mêmes paramètres d'algorithme (tableau IV.2) et les mêmes limites des paramètres initiaux de tableau IV.6.

## IV.6.1 Résultat de simulation

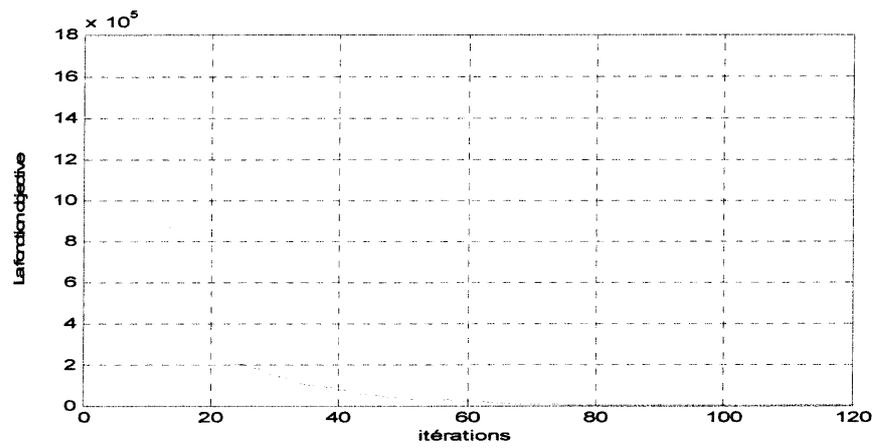
Après exécution de l'algorithme on a obtenu les résultats suivants :

- Le tableau IV.8 montre les paramètres optimaux du PIF après 120 itérations
- L'évolution de la fonction objective en fonction des itérations est donnée par la figure IV.11
- La figure IV.12 montre les réponses de la MADA au démarrage à vide.
- La figure IV.13 montre les réponses de la MADA au démarrage à vide suivi de l'insertion d'une charge de :
  - $C_r = 8 \text{ N.m}$  durant l'intervalle de temps  $t \in [0.8, 2.8]$ .
  - $C_r = 15 \text{ N.m}$  durant l'intervalle de temps  $t \in [2.8, 6.3]$ .

et une variation de +200 % de  $L_r$  et +50 % de  $L_s$  pendant les périodes de temps  $t \in [1, 2]$  et  $t \in [4.5, 5.5]$ .

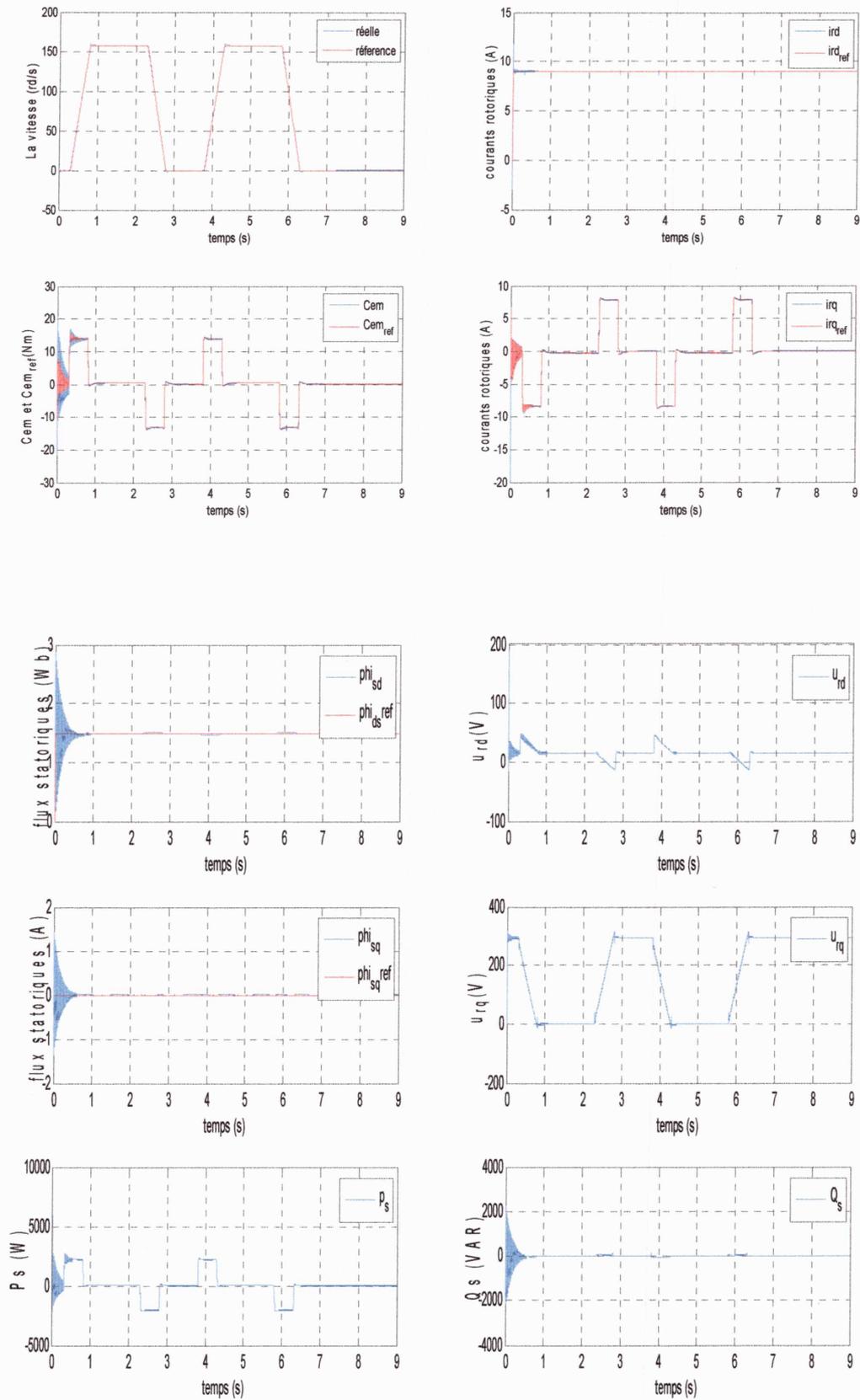
**Tableau IV.8** Paramètres des régulateurs (PIF) optimisé par OEP avec contrainte

Régulateur	Paramètres	Valeurs optimales
PIF <sub>1</sub>	$E1_P(E1_N = -E1_P)$	100.5667
	$DE1_P(DE1_N = -DE1_P)$	1037.7
	$DU1_{PP}(DU1_{NP} = -DU1_{PP})$	5511.8
	$DU1_{PG}(DU1_{NG} = -DU1_{PG})$	5624.8
PIF <sub>2</sub>	$E2_P(E2_N = -E2_P)$	8.2901
	$DE2_P(DE2_N = -DE2_P)$	10.103
	$DU2_{PP}(DU2_{NP} = -DU2_{PP})$	431.06
	$DU2_{PG}(DU2_{NG} = -DU2_{PG})$	319300
PIF <sub>3</sub>	$E3_P(E3_N = -E3_P)$	7.045
	$DE3_P(DE3_N = -DE3_P)$	15338
	$DU3_{PP}(DU3_{NP} = -DU3_{PP})$	157440
	$DU3_{PG}(DU3_{NG} = -DU3_{PG})$	199880



**Figure IV.11** Evolution de la fonction objective

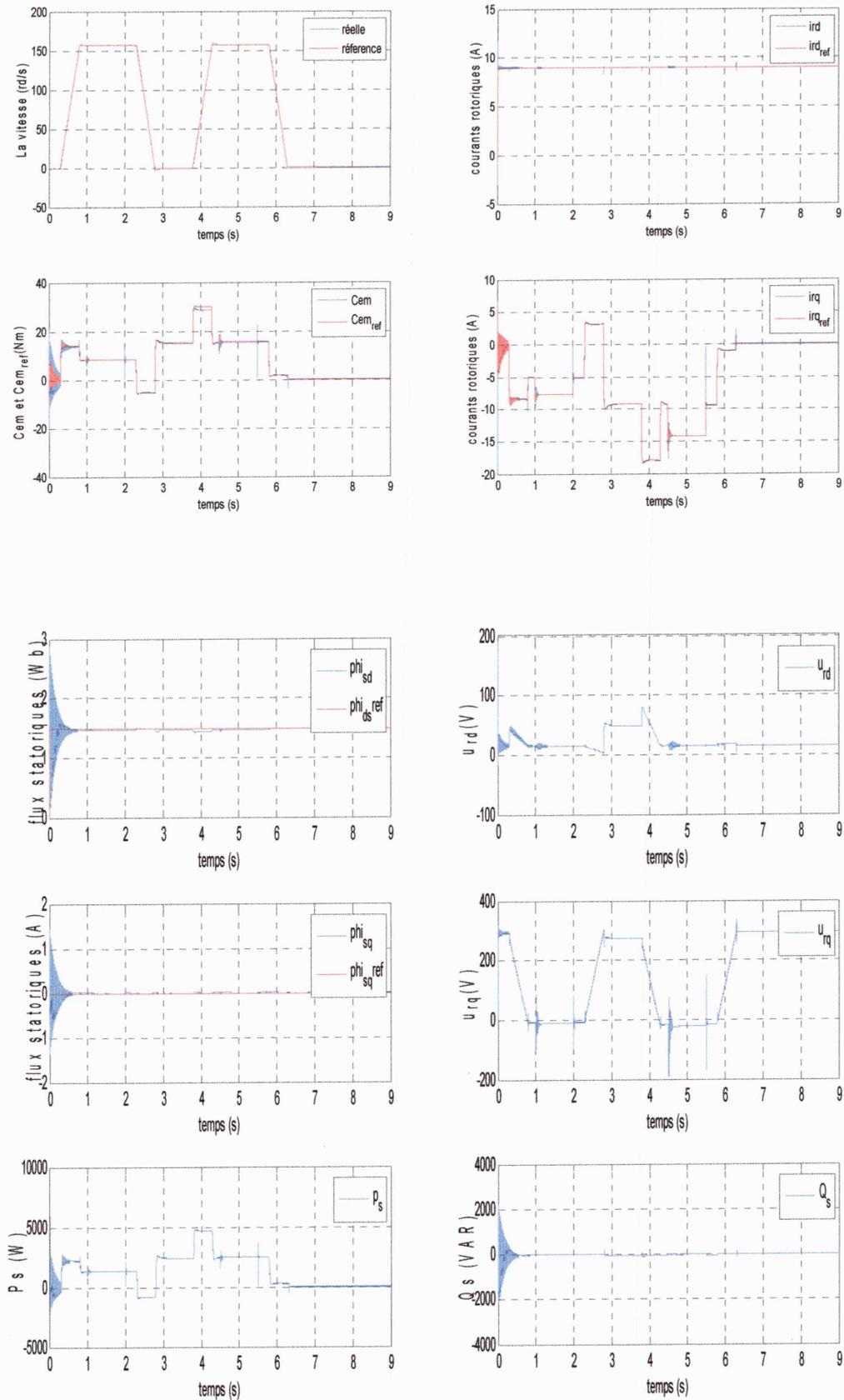
Chapitre IV  
 Commande vectorielle de la MADA par PI et PI Flou optimisé avec l'OEP



**Figure IV.12** Les réponses de la MADA au démarrage à vide (commande vectorielle à base des PIF optimisé par OEP avec contrainte).

## Chapitre IV

### Commande vectorielle de la MADA par PI et PI Flou optimisé avec l'OEP



**Figure IV.13** Les réponses de la MADA au démarrage à vide suivi de l'insertion des perturbations (commande vectorielle à base des PIF optimisé par OEP avec contrainte).

**IV.6.2 Interprétation des résultats de simulation**

D'après les figures précédentes, nous pouvons constater que la commande vectorielle à base des PI flou de la MADA est très satisfaisant du point de vue de poursuite des courants et de couple électromagnétique et la bonne orientation de flux statorique vers l'axe  $d$ , Et dévoilent clairement la robustesse de cette commande vis-à-vis la perturbation ( couple de charge et la variation paramétrique de la machine) et que le découplage entre le couple électromagnétique et le flux statorique est très acceptable et on a vu une amélioration considérable de la performance de la MADA commandé par des PI flous par rapport à celle du PI classique.

**IV.7 Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons proposé une méthode de synthèse basée sur l'OEP de la commande vectorielle par PI classique et par PI flous appliqué à la MADA.

Nous avons commencé par présentation du principe de la commande vectorielle appliqué à la MADA, cette dernière est basée sur l'orientation du flux statorique vers l'axe  $d$  pour assurer un découplage entre le flux statorique et le couple électromagnétique comme un MCC.

Ensuite nous avons utilisé la commande vectorielle à base des régulateurs PI classiques. Afin d'optimiser le fonctionnement de la commande qui donne des résultats acceptables du point de vu poursuite des grandeurs de référence mais ce dernier peut perdre sa robustesse vis-à-vis a des perturbations (couple de charge et changement paramétrique).

Pour remédier au problème de la commande PI classique, nous avons adopté une commande vectorielle avec des régulateurs PI flous. Ces derniers sont connus essentiellement par leur fonctionnement non linéaire et aussi leur structure interprétable linguistiquement. Ces régulateurs sont optimisés pour la commande de la MADA en utilisant la même méthode basée sur l'OEP. Dans un premier temps, l'optimisation est effectuée sans contraintes sur l'espace de recherche. Les résultats de simulations obtenus sont satisfaisants, mais malheureusement les régulateurs PI flous optimisés sont dépourvus de la sémantique de leurs structures. Afin de surmonter ce problème et de préserver la sémantique dans structure des régulateurs flous, nous avons proposé une méthode qui permet la préservation de la sémantique. Les résultats obtenus sont très satisfaisant par rapport aux PI classiques.

Conclusion

Générale

### Conclusion générale

L'objectif de ce mémoire concerne deux points essentiels :

- L'optimisation de la commande vectorielle classique de la MADA à base de contrôleurs PI.
- La commande vectorielle de la MADA par des contrôleurs PI flous optimisés.

Pour ce faire nous avons adopté le plan suivant :

Le premier chapitre de ce mémoire est consacré à une étude générale de la machine asynchrone à double alimentation (MADA), à savoir son principe de fonctionnement, ses modes de fonctionnement, ses applications, ses avantages et ses inconvénients. Nous avons exposé le modèle de cette machine dans système d'enroulement triphasé d'axes  $(A, B, C)$  et on a utilisé la transformation de *PARK* pour obtenir un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes  $(d, q)$  puis traduit sous forme d'équation d'état. Les résultats de simulation de ce modèle confirment le couplage existe entre les axes  $(d, q)$  et l'instabilité de la MADA en boucle ouverte.

Dans le deuxième chapitre on a fait un rappel sur la commande PID classique et on a fait une recherche bibliographique sur la commande floue, en particulier, la commande PID floue. Cette technique se distingue par sa structure simple, interprétable linguistiquement et facilement assimilable par les opérateurs. Le problème majeur de ces commandes est le choix des paramètres des régulateurs. Mais, contrairement au PID classique ces paramètres sont physiquement interprétables et peu facilement introduire des connaissances sur les systèmes de commande dans sa structure. Cela peut aider le concepteur dans la phase de réglage.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté une technique d'optimisation intelligente qui a connu un succès ces dernières années à travers plusieurs problèmes d'optimisation, c'est l'optimisation par essaims de particules (OEP). C'est une méthode d'optimisation stochastique à base de population (essaim). Elle se distingue des autres méthodes par sa simplicité, sa facilité de mise en œuvre et aussi par son efficacité. Dans notre travail cette technique est utilisée pour l'optimisation des contrôleurs PI et PI flous appliqués à la MADA.

Dans le quatrième chapitre, le principe de la commande vectorielle de la MADA est d'abord présenté. Cette technique basée sur l'orientation de flux statorique vers l'axe  $d$ , elle permet d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique et améliore la

## *Conclusion générale*

dynamique de la MADA. On a associé la commande vectorielle à des régulateurs de type PI classiques, qui est optimisé par une méthode basé sur l'OEP. Cette association des PI avec l'OEP nous a permis d'obtenir des bonnes performances de point de vu poursuite des grandeurs de référence. Mais vue la linéarité de la commande PI, la robustesse vis-à-vis de la perturbation extérieure (la charge) et la variation paramétrique n'est pas garantie.

Pour palier à ce problème de robustesse, on a utilisé une commande vectorielle avec des régulateurs PI Flous. Ces derniers sont connus essentiellement par leur fonctionnement non linéaire. Ces régulateurs sont optimisés par la même méthode basée sur l'OEP. Dans un premier temps l'optimisation est effectuée sans contraintes sur l'espace de recherche. Les résultats de simulations obtenus sont satisfaisants, mais malheureusement les régulateurs PI flous optimisés sont dépourvus de la sémantique de leurs structures. Afin de surmonter ce problème et de préserver la sémantique dans la structure des régulateurs flous, nous avons proposé une méthode qui a permis la préservation de la sémantique. Les résultats obtenus sont très satisfaisants par apport aux PI classiques.

D'après les résultats obtenus, il serait intéressant d'envisager les perspectives et les suggestions suivantes :

- ✓ Refaire le même travail, avec un fonctionnement générateur utilisé dans les systèmes d'énergie renouvelable.
- ✓ Optimisation des différentes stratégies de commande de la MADA.
- ✓ Utiliser un observateur pour estimer le flux et la vitesse de la MADA avec plus de précision.

Annexe A

Transformation

Triphasée – Biphasée

**Annexe A**  
**Transformation Triphasée –Biphasée**

**A.1 Grandeurs réelles – Grandeurs  $(\alpha, \beta)$**

La transformation utilisée pour calculer les composantes  $(\alpha, \beta)$  dans le repère fixe d'une grandeur triphasée telle que  $\underline{X} = (X_1, X_2, X_3)^T$  est:

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

La transformation inverse peut donc être obtenue et s'écrit :

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 & \frac{\sqrt{2}}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{\sqrt{2}}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{\sqrt{2}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

**A.2 Grandeurs  $(\alpha, \beta)$ – Grandeurs  $(d, q)$**

La transformation des grandeurs biphasées du repère fixe  $(\alpha, \beta)$  vers le repère tournant  $(d, q)$  s'exprime par :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

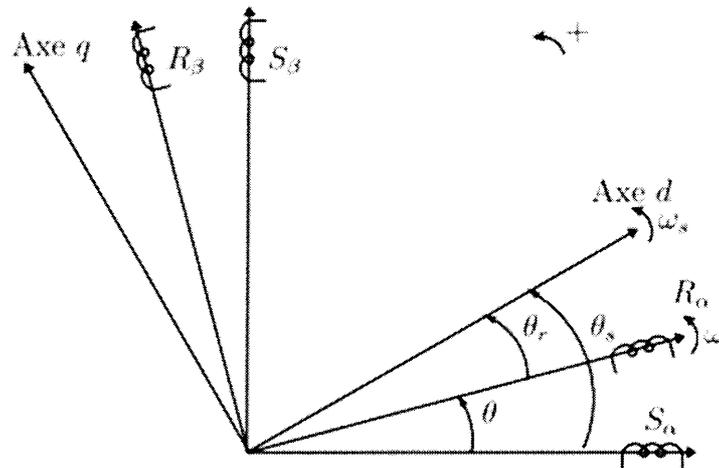
$\theta$  : est l'angle entre le repère biphasé fixe et le repère tournant  $(d, q)$

La transformation inverse qui permet de passer de variables exprimées dans le repère biphasé  $(d, q)$  vers des variables exprimées dans le repère  $(\alpha, \beta)$  est :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

### A.3 Synthèse

Nous avons adopté pour ce mémoire une définition des angles et des repères illustrée sur la figure (A.1).



**Figure A.1** Repères de référence : statorique ( $S_\alpha, S_\beta$ ), rotorique ( $R_\alpha, R_\beta$ ) et tournant ( $d, q$ )

L'expression liant les angles  $\theta_s$ ,  $\theta_r$  et  $\theta$  entre eux est :

$$\theta_s = \theta_r + \theta \quad (\text{A.5})$$

Par conséquent, les grandeurs seront exprimées dans le repère ( $d, q$ ) suivant :

– pour les grandeurs statoriques :

$$\underline{X}_{dq}^s = \underline{X}_{\alpha\beta}^s e^{-j\theta_s} \quad (\text{A.6})$$

– pour les grandeurs rotoriques :

$$\underline{X}_{dq}^r = \underline{X}_{\alpha\beta}^r e^{-j\theta_r} \quad (\text{A.5})$$

Annexe B

Paramètre de la  
Machine Asynchrone à  
Double Alimentation  
'MADA'

**Annexe B**

*Paramètre de la Machine Asynchrone à Double Alimentation 'MADA'*

**B.1 Paramètre de la Machine Asynchrone à Double Alimentation 'MADA'**

➤ Puissance	$p_e = 1.5 \text{ kW}$
➤ Tension statorique nominale (étoile)	$u_{sn} = 380 \text{ V}$
➤ Tension rotorique nominale (triangle)	$u_{rn} = 225 \text{ V}$
➤ Nombre de paires de pôles	$P = 2$
➤ Résistance statorique	$R_s = 1.75 \Omega$
➤ Résistance rotorique	$R_r = 1.68 \Omega$
➤ Inductance statorique	$L_s = 0.295 \text{ H}$
➤ Inductance rotorique	$L_r = 0.104 \text{ H}$
➤ Inductance mutuelle	$M = 0.165 \text{ H}$
➤ Moment d'inertie	$J = 0.0426 \text{ Kg.m}^2$
➤ Coefficient de frottement	$f = 0.0027 \text{ N.m.s/rad}$
➤ Fréquence nominale	$f_n = 50 \text{ Hz}$
➤ La vitesse nominale	$\Omega_n = 157 \text{ Rad/s}$

Références  
bibliographiques

## Références bibliographiques

---

### Références bibliographiques

- [1] L. BENALA, " *Commande en Tension des Moteur à Induction Double Alimentation* ", Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [2] Y. ELBIA, " *Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté* ", Magister En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2009.
- [3] G. SALLOUM, " *Contribution à la Commande Robuste de la Machine Asynchrone à Double Alimentation* ", Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007.
- [4] V. Paul-Etienne, " *Commande non-Linéaire d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation* ", Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [5] T. AYOUB, " *Analyse et Commande Quatre Quadrants de la Machine Asynchrone à Double Alimentation* ", Mémoire Présenté à L'Ecole de Génie électrique de L'Université du Québec, Janvier 2013.
- [6] F. BONNET, " *Contribution à l'Optimisation de la Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation utilisée en Mode Moteur* ", Thèse de Doctorat de l'Université de Toulouse, France, 2008.
- [7] M. Ould Boukhary & A. Boulahya, " *Modélisation et Identification de la Machine Asynchrone a Double Alimentation* ", PFE en génie électrique Université de Jijel Algérie.
- [8] P. LADOUX, " *Variation de Vitesse des Machines à Courant Alternatif* ", <http://www.iufmrese.cict.fr/>, juin 1999
- [9] H. BENNANI, " *la Machine Asynchrone a Double Alimentation les Lois de Commandes en Régime Permanent* ", mémoire présenté à la faculté de Science et de Génie électrique Université de LAVAL Québec ,2011.
- [10] K. GUESMI, " *Contribution A La Commande Floue d'un Convertisseur Statique* ", Thèse de Doctorat de Université de REIMS CHAMPAGNE ARDENNE, France ,2006.
- [11] N. AKKARI, " *Contribution à l'Amélioration de la Robustesse de la Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation* ", Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [12] S. KHOJET EL KHIL, " *Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Alimentation* ", Thèse doctorat en Génie Electrique l'Université de Toulouse, France & Université de TUNIS, 2006.
- [13] S. ARDJOUN, " *commande en vitesse par mode glissant d'une MADA* ", Magister en Electrotechnique Université DJILLALI LIABES De Sidi-Bel-Abbès Algérie, 2010.

## Références bibliographiques

---

- [14] T. L. SOW, "*commande non linéaire de l'éolienne à MADA*", Thèse en génie Electrique Université du Québec, 2012.
- [15] F. POITIERS, "*Etude et Commande De Génératrices Asynchrone pour l'Utilisation de l'Energie Eolienne* ", Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes France, 2003.
- [16] F. J. POZA LOBO, "*Modélisation, Conception et Commande d'une Machine Asynchrone sans Balais Doublement Alimentée pour la Génération à Vitesse Variable* ", Thèse de Doctorat Université de Grenoble France, 2003.
- [17] Z. ZOUAOUI, "*Commande des Convertisseurs Statiques DC/DC Par la Logique Floue*", Magister En Electrotechnique Université de Batna Algérie, 2007.
- [18] S. DJAABOUB, "*Logique floue et SMA : Aide à la décision floue dans les systèmes multi-agents*", Magister en informatique Universitaire Mentouri de Constantine Algérie, 2009.
- [19] J. FAUCHER, "*Les plans d'expériences pour le réglage de commandes à base de logique floue*", Thèse de Doctorat de l'Université de Toulouse France, 2006.
- [20] K. GUESMI, "*Contribution à la Commande Floue d'un Convertisseur Statique* ", Thèse de Doctorat Université de Reims Champagne Ardenne France, 2006.
- [21] L. BAGHLI, "*Contribution à la commande de la machine asynchrone, Utilisation de la Commande Floue, des réseaux de neurones et des algorithmes de génétique* ", Thèse de Doctorat en Génie Electrique Université de Nancy I France, 1999.
- [22] A. El OUGLI, "*Intégration des techniques floues à la synthèse de contrôleurs adaptatifs* ", Thèse de Doctorat en Automatique Université de Fés Maroc, 2009.
- [23] N. BOUMELLA, "*Génération et Optimisation des Contrôleurs Flous Type-2*", Thèse de Doctorat en Electronique Université de Batna Algérie, 2013.
- [24] V. H. GRISALES PALACIO, "*Modélisation et Commande Floues de Type TAKAGI-SUGENO Appliquées à un Bioprocédé de Traitement des Eaux Usées*", Thèse de Doctorat Université de Toulouse III France, 2007.
- [25] S. CHEKROUN, "*Commande NEURO-FLOUE Sans Capteur de Vitesse d'une Machine Asynchrone Triphasée*", Magister en Electrotechnique Université d'Oran Algérie, 2009.
- [26] A. MELLOUL, "*Simulation et diagnostic d'une machine asynchrone à double alimentation d'une éolienne*", Magister en Electrotechnique Université de Sétif Algérie, 2011.
- [27] A. HAROUCHE & W. BOUSSEBT, "*Commande par Mode Glissants-Floue de la Machine Asynchrone à Double Alimentation*", PFE Université de Jijel Algérie, 2013.

## *Références bibliographiques*

---

- [28] A. Habbadi, '*Commande Numérique d'une Machine Asynchrone Alimentée par un Onduleur de Tension MLI : nouvelle structure d'autopilotage*', Thèse de Doctorat Institut national polytechnique Toulouse France, 1988.
- [29] Y. COOREN, M. CLERC et P. SIARRY, "*Optimisation par essaim particulaire améliorée par hybridation avec un algorithme à estimation de distribution*", Université de Paris XII France, 2008.
- [30] A. TOUMI, "*Restauration Adaptative d'image par les méthodes intelligences*", Thèse de Doctorat en génie électrique, Université Mohamed Khider– Biskra Algérie, 2013.
- [31] A. BOUSSAYOUD, D. BOUHBEL, "*Synthèse par OEP des commandes PID et PID floue pour la stabilisation d'un quadrirotor*", PFE, Université de Jijel Algérie, 2013.
- [32] E. A. LEMAMOU & C. GAGNÉ, M. GRAVEL, "*Optimisation par Essaims Particulaires pour le Problème RPCSP*", 8<sup>ème</sup> Conférence Internationale de Modélisation et Simulation, Hammamet Tunisie, 2010.
- [33] M. CLERC et P. SIARRY, "*Une nouvelle métaheuristique pour l'optimisation difficile la méthode des essaims particulaires*", Université de Paris XII France, 2003.