

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTRY OF HIGHER EDUCATION  
AND SCIENTIFIC RESEARCH



المدرسة العليا في العلوم التطبيقية  
École Supérieure en  
Sciences Appliquées

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

HIGHER SCHOOL IN APPLIED SCIENCES

--T L E M C E N--

المدرسة العليا في العلوم التطبيقية

-تلمسان-

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Energie et environnement

Présenter par :

**BENDEDOUCHE Ilyes**

**BELHARAZEM Walid Touhami**

Theme:

**Etude, modélisation et commande  
robuste d'une MADA**

Soutenu publiquement, le 25 / 07 / 2023, devant le jury composé de :

M. BOUKLI Hacène Fouad	Professeur	ESSA. Tlemcen	Président
M. CHEMIDI Abdelkarim	MCA	ESSA. Tlemcen	Encadrant
M. TAHOUR Ahmed	Professeur	ESSA. Tlemcen	Examineur 1
M. KERBOUA Abdelfattah	MCA	ESSA. Tlemcen	Examineur 2

Année universitaire : 2022 /2023



بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

# Remerciement

# Remerciement

Tout d'abord, on remercie dieu -ALLAH- de tout puissant de nous avoir donné le courage et la patience durant toutes ces années d'études.

On tient à exprimer nos profonde gratitude à notre encadrant, monsieur CHEMIDI Abdelkarim, pour son soutien constant et ses précieux conseils tout au long de l'élaboration de ce mémoire. Ses orientations et ses connaissances approfondies dans le domaine ont grandement contribué à la qualité de ce travail.

Nos remerciements les plus sincères sont adressés à monsieur BOUKLI Fouad Professeur à l'ESSAT Pour l'honneur qu'il nous a fait en acceptant la présidence du jury de ce mémoire.

Nos vifs remerciements vont aussi à monsieur TAHOR Ahmed Professeur l'ESSAT pour qu'il a porté à ce travail en nous faisant l'honneur de participer à ce jury.

On est très reconnaissants également à monsieur KERBOUA Abdelfattah Professeur à l'ESSAT pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à ce travail en acceptant de siéger dans ce jury.

A toutes les personnes (dont le nombre est très élevé pour les citer ici), qui ont contribué de près ou de loin directement ou indirectement à l'aboutissement de ce mémoire.

# Dédicace

## Dédicace

À mes parents, je vous suis infiniment reconnaissant pour tout ce que vous avez fait. Votre dévouement et votre soutien inconditionnel ont été une source d'inspiration pour moi. Vous avez toujours cru en moi, même lorsque j'en doutais moi-même.

À mes sœurs, merci d'avoir été mes complices, mes amies et mes confidentes. Votre présence joyeuse et votre soutien constant ont rendu ce parcours encore plus spécial.

À ma famille et à mes amis, merci d'avoir été là à chaque étape. Vos encouragements, vos sourires et votre soutien indéfectible ont fait toute la différence. Je vous suis reconnaissant d'avoir partagé cette aventure avec moi.

Cette réussite est la nôtre, car vous avez contribué à sa réalisation. Merci du fond du cœur pour votre amour, votre soutien et votre amitié précieuse. Cette dédicace est une façon de vous exprimer ma profonde gratitude et mon amour sincère.

BELHARAZEM Walid Touhami

## Dédicace

À mon père et ma mère, vous êtes ma source d'inspiration et ma motivation constante. Votre soutien inconditionnel et vos encouragements sans faille m'ont permis de repousser mes limites et de croire en moi-même.

À mon frère et ma sœur, K.B votre soutien indéfectible a été ma force tout au long de ce parcours. Votre présence bienveillante et vos encouragements m'ont donné la confiance nécessaire pour aller de l'avant.

À mes amies, vous avez apporté de la joie, du soutien et des moments précieux dans ma vie. Vos encouragements chaleureux et votre amitié sincère ont illuminé mes journées et rendu cette expérience encore plus belle.

À vous tous, je dédie cette mémoire de fin d'étude en signe de gratitude pour votre amour, votre soutien et votre croyance en moi. Votre présence dans ma vie a été un cadeau inestimable et j'espère que ce succès sera également le vôtre.

BENDEDDOUCHE Ilyes

ملخص

**Résumé**

**Abstract**

# « دراسة، نمذجة وتحكم قوي لماكينة اللامتزامنة ذات التغذية المزدوجة (MADA)»

## ملخص:

تتناول هذه الرسالة دراسة ونمذجة وتحكم في آلة غير متزامنة ذات تغذية مزدوجة (MADA) في سياق تكوين نظام ذو سرعة متغيرة.

في البداية، قمنا بتقديم آلة غير متزامنة ذات تغذية مزدوجة، بنيتها، ومزاياها، وأوضاع التشغيل، والتكوينات الممكنة.

ثم، قمنا بتقديم النماذج الرياضية لـ MADA، ثم، توجهنا إلى نمذجة هذا النظام باستخدام تحكم متجهي مع مراقب PI الذي تم تصميمه باستخدام طريقة تعويض القطب.

تمت مناقشة طريقة تجمع الجسيمات (PSO) ثم تحدثنا عن تاريخها، وشرح مبدأ تقنية PSO وخوارزميتها، ثم تم استخدامها لتحسين معاملات المراقب PI .

بعد محاكاة النظامين) باستخدام طريقة تعويض القطب وباستخدام الأمثلية باستخدام طريقة (PSO باستخدام بيئة Matlab/Simulink، تمت مناقشة النتائج ومقارنتها، مما أظهر تحسين أداء النظام الذي أحضرته طريقة PSO .

## الكلمات الرئيسية :

الماكينة اللامتزامنة ذات التغذية المزدوجة (MADA) ، التحكم المتجهي، المراقب PI ، طريقة التحديد الكلاسيكي لمواقع الأقطاب، تحسين بواسطة جمع الجسيمات (PSO).

# « Etudes, modélisation et commande robuste d'une MADA »

## Résumé :

Ce mémoire traite l'étude, la modélisation et la commande d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) dans le contexte d'une configuration de système à vitesse variable.

Tout d'abord nous avons commencé par la présentation de la machine asynchrone à double alimentation, structure, intérêt, les modes de fonctionnement, les configurations possibles.

Puis, nous avons exposé les modèles mathématiques de la MADA. Ensuite, procéder à la modélisation de ce système avec une commande vectorielle avec un régulateur PI dimensionnée avec la méthode de compensation du pôle.

La méthode d'essaim de particules (PSO) a alors été abordé par son historique, l'explication du principe de la technique PSO et de son algorithme puis a été utiliser pour optimiser les paramètres du régulateur PI.

Ainsi après avoirs effectuer la simulation des deux systèmes (avec la méthode de compensation du pole et avec optimisation par la méthode PSO) sous l'environnement Matlab/Simulink, les résultats ont été discuter et comparer montrant l'amélioration qu'apporte la méthode PSO sur les performances du système.

## Mots clés :

Machine asynchrone à double alimentation (MADA), Commande Vectorielle, Régulateurs PI, méthode de placement de pole, Optimisation par Essaim de particules (PSO).

# « Studies, modelling and robust control of a DFIM»

## **Abstract:**

This thesis deals with the study, modelling and control of a double-fed induction machine (DFIM) in the context of a variable-speed system configuration.

We began by presenting the double-fed induction machine, its structure, advantages, operating modes and possible configurations.

Then, we presented the mathematical models of the DFIM. Then, proceed to the modelling of this system with a vector control with a PI regulator dimensioned with the pole compensation method.

The particle swarm method (PSO) was then approached by its history, the explanation of the principle of the PSO technique and its algorithm then was used to optimize the parameters of the PI controller.

After simulating the two systems (with the pole compensation method and with optimisation using the PSO method) using the Matlab/Simulink environment, the results were discussed and compared, showing the improvement in system performance brought about by the PSO method.

## **Key words:**

Double-fed induction machine (DFIM), Vector control, PI controllers, pole placement method, Particle Swarm Optimisation (PSO).

# Table des matières

1	Chapitre 1 : Introduction à la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) dans un Système à Vitesse Variable .....	7
1.1	Introduction .....	7
1.2	Structure de la Machine .....	8
1.3	Intérêt de la MADA .....	8
1.4	Configuration du système à vitesse variable avec machine asynchrone à double alimentation de type rotor bobiné .....	9
1.5	Modes de Fonctionnement de la MADA .....	10
1.5.1	Fonctionnement en Mode Moteur Hypo-Synchrone .....	11
1.5.2	Fonctionnement en Mode Moteur Hyper-Synchrone .....	11
1.5.3	Fonctionnement en Mode Générateur Hypo-Synchrone .....	12
1.5.4	Fonctionnement en Mode Générateur Hyper-Synchrone .....	12
1.6	Différentes configurations de la MADA à rotor bobiné .....	13
1.6.1	Machines asynchrones à double alimentation à énergie rotorique dissipée .....	13
1.6.2	Machine asynchrone à double alimentation -structure de Kramer .....	14
1.6.3	Machine asynchrone à double alimentation –structure de Schérbius avec cyclo convertisseur .....	15
1.6.4	Machine asynchrone à double alimentation –structure de Schérbius avec convertisseur MLI .....	16
1.6.5	Machine asynchrone à double alimentation –structure de Schérbius avec convertisseur matriciel .....	17
1.7	Avantages et Inconvénients de la MADA .....	18
1.7.1	Avantages de la MADA .....	18
1.7.2	Inconvénients de la MADA .....	18
1.8	Conclusion .....	19
2	Chapitre 2 : Modélisation et Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) .....	21
2.1	Introduction .....	21
2.2	Modélisation de la MADA .....	21
2.2.1	Hypothèses simplificatrices de la modélisation de la MADA .....	22
2.2.2	Equations de la MADA .....	23
2.2.2.1	Equations électriques .....	23

2.2.2.2	Equations magnétiques .....	23
2.2.2.3	Application de la transformation de Park à la MADA.....	25
2.2.3	Choix du référentiel.....	27
2.2.3.1	Référentiel lié au stator .....	27
2.2.3.2	Référentiel lié au rotor .....	27
2.2.3.3	Référentiel lié au champ tournant .....	27
2.3	Commande vectorielle principes et objectifs.....	29
2.3.1	Hypothèses de travail .....	29
2.3.2	Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique.....	30
2.3.2.1	Choix du référentiel ( $d - q$ ) .....	30
2.3.2.2	Relations entre la puissance statoriques $P_s$ et les courants rotoriques $ir$ ..	32
2.3.2.3	Relations entre la tension rotorique $V_r$ et les courants rotoriques $ir$ .....	33
2.4	Commande vectorielle en puissance.....	35
2.4.1	Principe général.....	35
2.4.2	Objectifs du contrôle .....	35
2.4.3	Mise en place d'un régulateur PI.....	36
2.4.4	Synthèse et calcul du régulateur PI .....	37
2.5	Conclusion .....	39
3	Chapitre 3 : Optimisation par essaim de particule (PSO) .....	41
3.1	Introduction .....	41
3.2	Définitions de Base.....	41
3.2.1	Définition de l'Optimisation .....	42
3.2.2	Fonction Objective .....	42
3.3	Optimisation par Essaim de Particules (PSO) .....	42
3.3.1	Origines .....	42
3.3.2	Principe de la Technique PSO.....	43
3.3.3	Principe de l'Algorithme PSO.....	45
3.3.4	Formulation Mathématique de l'Algorithme PSO .....	46
3.3.5	Algorithme d'optimisation par l'essaim de particules .....	49
3.4	Avantages et inconvénients de l'algorithme PSO .....	50
3.4.1	Avantages .....	50
3.4.2	Inconvénients .....	51
3.5	Optimisation du régulateur PI en utilisant la méthode PSO pour la commande de la GADA.....	51
3.6	Indices de performance d'un Régulateur PI .....	51
3.7	Conclusion .....	55

4	Chapitre 4 : Simulation et discussion des résultats .....	57
4.1	Introduction .....	57
4.2	Résultat de la première simulation .....	57
4.2.1	Discussion et interprétation .....	59
4.3	Résultats de la deuxième simulation .....	59
4.3.1	Discussion des résultats.....	61
4.4	Comparaison entre le résultat des deux simulations :.....	61
4.5	Conclusion .....	62
5	Conclusion générale.....	64
6	Annexe .....	67
7	Bibliographie.....	69

## Table des figures

Figure 1-1: Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA [6] .....	8
Figure 1-2: système à vitesse variable avec machine asynchrone à double alimentation de type rotor bobiné[7].....	10
Figure 1-3 : Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone[9].....	11
Figure 1-4 : Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone[9] .....	11
Figure 1-5 : Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone[9] .....	12
Figure 1-6 : Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone[9] .....	13
Figure 1-7: MADA avec contrôle de glissement par dissipation de l'énergie rotorique[11]...	14
Figure 1-8: Machine asynchrone à double alimentation -structure de Kramer-[11].....	15
Figure 1-9: Structure de Schérbius avec cyclo convertisseur.[11].....	16
Figure 1-10: Structure de Schérbius avec convertisseurs MLI.[7].....	17
Figure 1-11: Structure de Schérbius avec convertisseurs matriciel.[11].....	17
Figure 2-1: Représentation de l'enroulement triphasé de la MADA .....	22
Figure 2-2: Modèle de la MADA après la transformation de Parck .....	26
Figure 2-3: Choix du référentiel[19] .....	28
Figure 2-4: Schéma bloc du modèle simplifié de la MADA[22] .....	34
Figure 2-5: Principe générale de la commande vectorielle en puissance de la MADA[22] ....	35
Figure 2-6: Commande vectorielle directe de la MADA[22] .....	36
Figure 2-7: Schéma bloc de la commande en puissance .....	37
Figure 2-8: Schéma du système a régulé par un régulateur PI[22] .....	37
Figure 3-1: Groupe de : (a) oiseaux, (b) poissons[27] .....	44
Figure 3-2: Déplacement d'une particule[29] .....	45
Figure 3-3: Schéma vectorielle du déplacement d'une particule[6].....	48
Figure 3-4: Organigramme général de la méthode PSO .....	50
Figure 3-5: Schéma bloc global d'implantation de l'algorithme PSO .....	53
Figure 3-6: Organigramme de l'algorithme PSO pour l'ajustement des gains $K_p$ et $K_i$ .....	54
Figure 4-1: Puissance active statorique de la commande directe .....	58
Figure 4-2: Puissance réactive statorique de la commande directe.....	58
Figure 4-3: Puissance active statorique .....	60
Figure 4-4: Puissance réactive statorique.....	60
Figure 4-5: comparaison entre $P_{ref}$ , $P_s$ sans pso et $P_s$ avec pso .....	61

## Table des tableaux

Tableau 4-1: Echelons des puissances active et réactive appliqués à la GADA.....	57
Tableau 4-2: Paramètres du PSO.....	59
Tableau 6-1: paramètres de la simulation .....	67

# Notation et symboles

MADA : Machine Asynchrone à Double Alimentation

GADA : Génératrice Asynchrone à Double Alimentation

MLI : Modulation à Large Impulsion

IGBT : Insulated-gate bipolar transistor (transistor bipolaire à grille isolée)

GTO : thyristor Gate Turn Off (thyristor blocable par la gâchette)

PSO : Particle Swarm Optimization

IAE : Integration Absolute Error

ISE : Integrated of Squared Error

ITAE : Integration Time Absolute Error

PI : régulateur proportionnel Intégrale

$R_r$  : Résistance rotorique

$R_s$  : Résistance statorique

$L_r$  : Inductance rotorique

$L_s$  : Inductance statorique

$g$  : Glissement

$V_r$  : Tension rotorique

$V_s$  : Tension statorique

$M$  : Mutuelle inductance

$i_r$  : Courant rotorique

$i_s$  : Courant statorique

$P_r$  : Puissance active rotorique

$P_s$  : Puissance active statorique

$Q_r$  : Puissance réactive rotorique

$Q_s$  : Puissance réactive statorique

$\phi_r$  : Flux rotorique

$\phi_s$  : Flux statorique

$P$  : Nombre de paires de pôles

$C_{em}$  : Couple électromagnétique

$C_r$  : Couple résistant

$f$  : Coefficient du frottement

$\Omega_m$  : Vitesse de rotation mécanique

$J$  : Inertie de la machine

# **Introduction**

# **Générale**

# Introduction générale

Parmi toutes les sources d'énergie renouvelable, c'est le vent qui a été exploité en premier par l'homme. Depuis l'Antiquité, les humains ont utilisé l'énergie éolienne pour alimenter leurs flottes maritimes, puis pour faire fonctionner des moulins à blé et des systèmes de pompage d'eau.

Les premières traces connues de l'utilisation de l'énergie éolienne remontent à 4000 avant J.-C., lorsque les Chinois ont commencé à prendre la mer sur des radeaux rudimentaires en utilisant le vent. En Inde, on trouve les premières descriptions écrites de l'utilisation des moulins à vent vers 400 avant J.-C. En Europe, les premiers moulins à vent ont fait leur apparition au début du Moyen Âge, vers l'an 1100.

Au fil du temps, les moulins à vent européens ont été améliorés pour augmenter leur efficacité aérodynamique et leur vitesse de rotation, devenant ainsi une source d'énergie répandue dans toute l'Europe. Vers le XVIIIe siècle, les turbines éoliennes ont également été utilisées au Canada pour moulinier le grain.

Cependant, l'arrivée de la machine à vapeur a entraîné un déclin progressif des moulins à vent, car les centrales au charbon et le réseau électrique ont pris de l'ampleur. Malgré cela, l'exploitation de l'énergie éolienne pour produire de l'électricité a connu des périodes de croissance et de déclin, liées à des facteurs tels que les guerres, les crises énergétiques, les évolutions technologiques et les changements de politique énergétique.

Dans les années 1970, la crise pétrolière a ravivé l'intérêt pour l'énergie éolienne à grande échelle, et plusieurs pays, dont l'Allemagne, la Suède, le Canada, le Royaume-Uni et les États-Unis, ont financé des projets de recherche sur les énergies renouvelables. Cela a conduit à la conception de nouveaux designs d'éoliennes, réduisant considérablement le coût de l'énergie éolienne au cours des deux décennies suivantes.

Les années 1980 ont été marquées par un développement significatif de l'industrie éolienne aux États-Unis et en Europe, avec l'Allemagne et le Danemark en tête. Le marché mondial de l'éolien a connu une croissance spectaculaire, passant de 200 MW/an en 1990 à 5500 MW/an en 2001. En 2002, le Danemark a inauguré le plus grand parc d'éoliennes offshore.[1]

Au cours des dernières années, l'énergie éolienne a enregistré une croissance annuelle moyenne de 40 %, principalement en Europe. Elle est devenue la source d'énergie connaissant la

croissance la plus rapide au monde, surpassant largement des sources d'énergie traditionnelles telles que le nucléaire (croissance de 1 %) et le charbon, qui n'a pas du tout augmenté dans les années 90.

Les perspectives pour l'avenir sont également prometteuses. Selon l'Association européenne de l'énergie éolienne (EWEA), on estime que 12 % de l'électricité mondiale sera produite à partir de l'énergie éolienne d'ici 2020, et plus de 20 % d'ici 2040.[1]

Au cours des dernières années, de nombreux chercheurs se sont concentrés sur le contrôle des éoliennes à vitesse variable comme l'atteste la littérature. Ces études ont débuté avec des contrôleurs classiques tels que le contrôleur proportionnel intégral (PI) pour contrôler le couple électromagnétique et les puissances de sortie et le contrôleur linéaire quadratique gaussien (LQG) pour assurer un comportement dynamique optimal du système autour du point de fonctionnement. Ces études ont également exploré le contrôleur RST (Reference Signal Tracking), une méthode de conception de régulateurs qui permet de suivre une référence de manière précise en utilisant une représentation en espace d'état du système.[2] [3] [4]

Ces études ont continué avec certains contrôleurs modernes tels que le contrôleur prédictif généralisé (GPC) pour maximiser la puissance générée du système et la mise en œuvre du modèle de référence pour un générateur asynchrone à double alimentation sur la base du système présenté dans. Malheureusement, les stratégies de contrôle évoquées ci-dessus nécessitaient un modèle linéaire dans lequel la robustesse par rapport aux incertitudes des systèmes ne peut être garantie en raison de la forte dynamique non linéaire des systèmes. [2] [5]

A cet égard, les contrôleurs de synthèse basés sur la stratégie de commande à structure variable ont été suggérés afin d'éviter les inconvénients cités ci-dessus. Les contrôleurs obtenus ont la capacité de maximiser la puissance du générateur asynchrone et de superposer le suivi de la valeur du couple électromagnétique optimal. Cependant, un inconvénient commun à toutes ces stratégies apparaît dans l'étape de définition de la composante de commutation. Pour contourner ce problème, plusieurs techniques ont été proposées afin de réduire l'effet de la composante de commutation telles que la fonction tangente hyperbolique et d'autres lois de contrôle continu dans lesquelles la fonction de signe est substituée. Au cours des dernières années, le contrôle par la logique floue (FLC) a été largement combiné avec l'approche conventionnelle pour contrôler les systèmes non-linéaires.

Afin d'extraire la puissance maximale, l'objectif du contrôle peut être formulé comme un problème d'optimisation et il existe une certaine difficulté à trouver les paramètres du contrôleur. Les problèmes d'optimisation peuvent être résolus en utilisant des méthodes d'optimisation méta-heuristiques. Certaines de ces approches incluent l'algorithme génétique (GA), l'algorithme de recherche bactérienne (BF), l'évolution différentielle (DE), l'algorithme de recherche gravitationnelle (GSA), l'algorithme Firefly (FA), et la recherche de coucou (CS), l'optimisation des essaims de particules (PSO).[2]

Le présent mémoire se concentre sur l'étude approfondie de la MADA à rotor bobiné, en mettant l'accent sur sa configuration, ses modes de fonctionnement et ses différentes configurations. Le premier chapitre vise à introduire le domaine de la MADA en fournissant une description détaillée de la machine, de son intérêt et de sa configuration spécifique à vitesse variable. De plus, les différents modes de fonctionnement de la MADA, tels que le fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone, moteur hyper-synchrone, générateur hypo-synchrone et générateur hyper-synchrone, sont examinés en détail. En outre, diverses configurations de la MADA à rotor bobiné, telles que les machines asynchrones à double alimentation à énergie rotorique dissipée, la structure de Kramer, la structure de Schérbius avec cyclo-convertisseur, la structure de Schérbius avec convertisseur MLI et la structure de Schérbius avec convertisseur matriciel, sont également présentées.

Dans le deuxième chapitre, l'accent est mis sur la modélisation de la MADA. Différentes hypothèses simplificatrices sont formulées pour faciliter la modélisation de la machine, et les équations électriques et magnétiques correspondantes sont développées. La transformation de Park est appliquée à la MADA afin de simplifier l'analyse du système. De plus, le choix du référentiel, lié au stator, au rotor ou au champ tournant, est également abordé. En outre, les principes et objectifs de la commande vectorielle de la MADA sont présentés, en mettant l'accent sur le modèle de la machine avec orientation du flux statorique. Les relations entre la puissance statorique, les courants rotoriques et la tension rotorique sont détaillées. Enfin, la commande vectorielle en puissance et la mise en place d'un régulateur PI sont expliquées, suivies de la synthèse et du calcul du régulateur par la méthode de compensation des pôles.

Le troisième chapitre, quant à lui, se penche sur l'optimisation du régulateur PI en utilisant la méthode de l'optimisation par essaim de particules (PSO) pour la commande de la MADA. Les concepts de base de l'optimisation sont définis, en mettant l'accent sur la fonction objective choisie. Ensuite, l'algorithme PSO est présenté en détail, expliquant son principe et sa formulation mathématique. Les avantages et les inconvénients de l'algorithme PSO sont

discutés. Le chapitre aborde également l'optimisation du régulateur PI en utilisant la méthode PSO pour la commande de la MADA.

Le quatrième chapitre présente les résultats des simulations réalisées. Une première simulation est effectuée par un régulateur PI dimensionné par la méthode de placement de pôles et les résultats sont discutés et interprétés. Ensuite, une deuxième simulation est réalisée par un régulateur PI dimensionné par l'algorithme d'optimisation PSO, et une comparaison entre les résultats des deux simulations est effectuée. Les conclusions tirées des résultats des simulations sont présentées, mettant en évidence les performances et les avantages du régulateur PI optimisé par un algorithme pour la commande de la MADA.

# Chapitre 1

**Introduction à la Machine Asynchrone à Double  
Alimentation (MADA) dans un Système à Vitesse Variable**

# **1 Chapitre 1 : Introduction à la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) dans un Système à Vitesse Variable**

## **1.1 Introduction**

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) est devenue un sujet d'intérêt majeur dans les domaines industriels et énergétiques en raison de ses performances avancées et de sa polyvalence. Ce chapitre se concentre sur l'étude de la MADA et la configuration du système à vitesse variable avec celle-ci. Comprendre la structure de la machine, son intérêt et les différentes configurations possibles revêt une importance cruciale pour exploiter pleinement son potentiel.

Examiner la structure de la machine asynchrone à double alimentation, en analysant ses composants clés et leur rôle dans le fonctionnement global de la machine nous apportera Une compréhension approfondie de cette structure et ainsi jettera les bases nécessaires pour explorer les aspects plus complexes de la MADA.

La structure de la MADA est constituée de plusieurs éléments essentiels, tels que le stator, le rotor et les convertisseurs de puissance. Chacun de ces composants joue un rôle clé dans la génération, la conversion et la régulation de la puissance électrique. Comprendre la structure de la machine permettra de mieux appréhender son fonctionnement global et de discerner les avantages qu'elle offre par rapport à d'autres.

## 1.2 Structure de la Machine

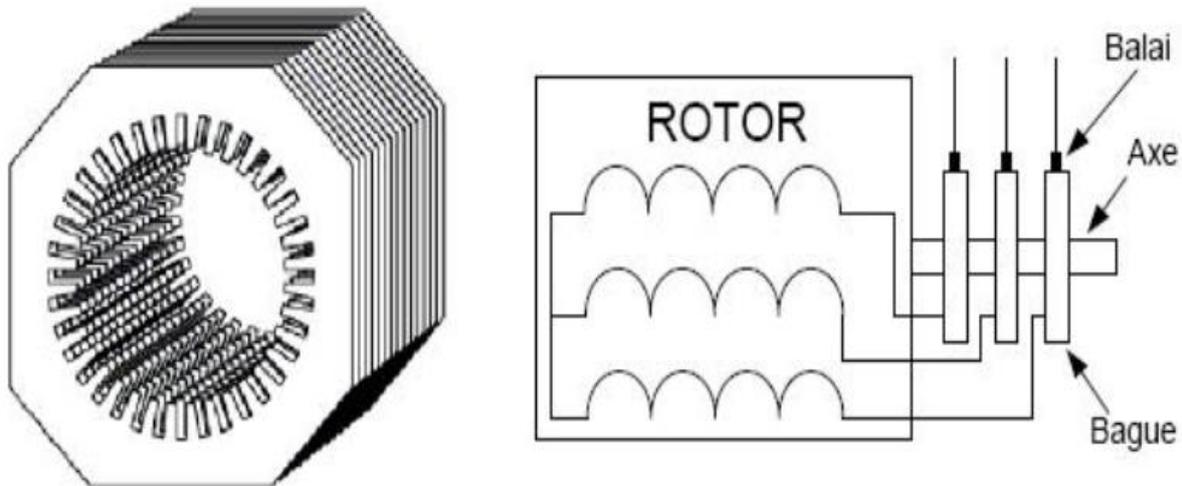


Figure 1-1: Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA [6]

La machine asynchrone à double alimentation MADA possède un stator similaire à celui des machines triphasées traditionnelles (comme les asynchrones à cage ou les synchrones). Ce stator est principalement constitué de tôles magnétiques empilées, dotées d'encoches dans lesquelles sont insérés les enroulements.

Cette machine se distingue par le fait que le rotor n'est plus une cage d'écureuil moulée dans les encoches d'un empilement de tôles, mais plutôt constitué de trois bobinages connectés en étoile. Les extrémités de ces bobinages sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles frottent des balais lorsque la machine est en rotation. Cette conception différente du rotor est une caractéristique distinctive de cette machine (Figure 1-1) [6].

Dans cette machine, les enroulements statoriques sont alimentés par le réseau et les enroulements rotoriques sont alimentés à travers un convertisseur de fréquence.

## 1.3 Intérêt de la MADA

Lorsqu'une machine asynchrone est directement connectée au réseau électrique, sa vitesse de rotation doit rester constante pour qu'elle reste proche du synchronisme, ce qui limite son efficacité pour des applications à des vitesses variables. Cependant, l'utilisation d'un convertisseur de puissance entre le stator de la machine et le réseau électrique permet de découpler la fréquence du réseau de la vitesse de rotation de la machine, permettant ainsi un

fonctionnement à vitesse variable. Cependant, pour transmettre la totalité de la puissance générée par la machine, ce convertisseur doit être correctement dimensionné et refroidi, et représente souvent un encombrement important. De plus, il peut générer des perturbations harmoniques significatives. Avec l'utilisation de machines asynchrones à double alimentation pilotées par le rotor, la majeure partie de la puissance est directement distribuée au réseau électrique via le stator, tandis qu'une partie plus faible (généralement moins de 30%) passe par les convertisseurs de puissance via le rotor. La présence de ce convertisseur permet de contrôler la puissance à la sortie du générateur et de faire varier la vitesse. Cependant, un inconvénient de ce système est la présence de balais au niveau du rotor, ce qui demande un entretien plus important [7].

## **1.4 Configuration du système à vitesse variable avec machine asynchrone à double alimentation de type rotor bobiné**

En se basant sur la description de la construction de la machine asynchrone à rotor bobiné mentionnée dans le paragraphe précédent, on peut conclure que cette machine peut être alimentée par deux sources de tension triphasées différentes. Cette capacité à être alimentée par le stator et le rotor ouvre la voie à différentes configurations possibles.

Selon la littérature, il n'y a pas de configuration parfaite qui convienne à toutes les applications, mais il est nécessaire de se référer au cahier des charges pour identifier la configuration la plus pertinente pour l'application en question.

La configuration, largement répandue dans les systèmes éoliens à vitesse variable est représentée par la Figure (1-2). Elle implique l'utilisation d'un convertisseur bidirectionnel en courant (appelé Convertisseur de tension MLI) pour alimenter le rotor, tandis que le stator est directement connecté au réseau électrique. Cette configuration est appelée machine asynchrone à double alimentation de type rotor bobiné ou MADA. La bidirectionnalité du convertisseur rotorique autorise les fonctionnements hyper et hypo-synchrone et le contrôle du facteur de puissance coté réseau. La même configuration permet de faire fonctionner la MADA sur une grande plage de variation de la vitesse pour des applications moteur de grandes puissances telles que le laminage, le pompage ou encore la propulsion maritime [7].

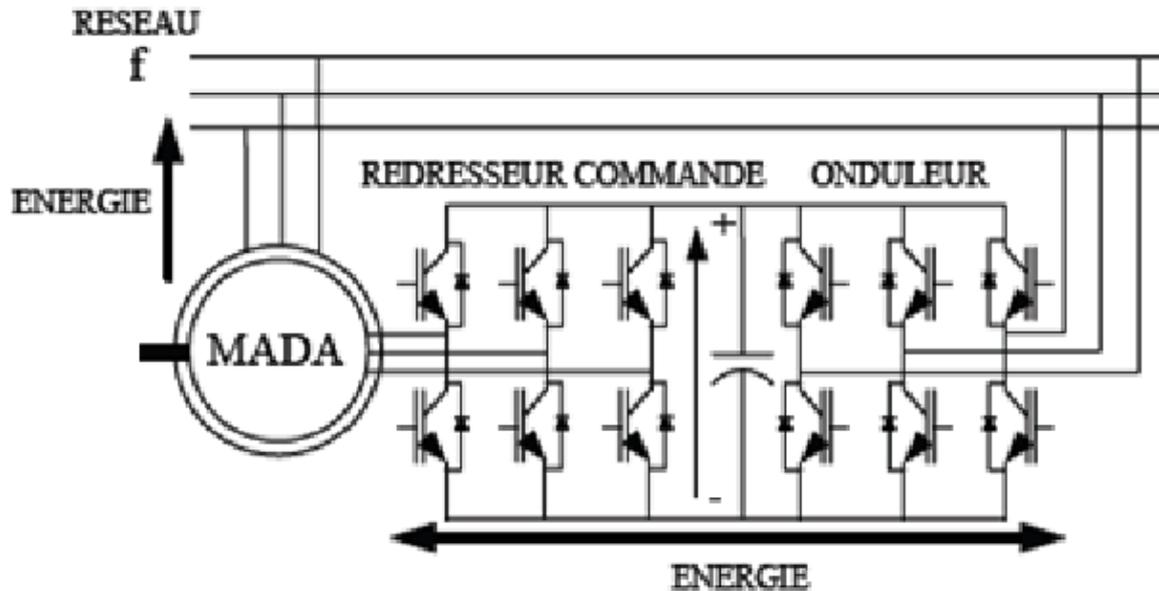


Figure 1-2: système à vitesse variable avec machine asynchrone à double alimentation de type rotor bobiné[7]

## 1.5 Modes de Fonctionnement de la MADA

Le mode de fonctionnement qui nous intéresse dans ce mémoire est celui avec le stator directement connecté au réseau et le rotor alimenté par un convertisseur.

La MADA étant une variante la machine asynchrone classique, elle permet de fonctionner en moteur ou en générateur, seulement pour la MADA ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur.

La vitesse d'une machine à cage doit certes être en dessous de sa vitesse de synchronisme pour son fonctionnement moteur et au-dessus pour fonctionner en générateur. Ici, La commande des tensions du rotor est utilisée pour contrôler le champ magnétique à l'intérieur de la machine, ce qui permet de l'utiliser en mode moteur ou générateur en mode hyper- ou hypo-synchronisé [6].

La MADA peut être facilement contrôlée à condition que le flux de puissance soit correctement régulé dans les enroulements du rotor. Étant donné que la MADA peut fonctionner en tant que moteur et générateur à des vitesses hyper-synchrones et hypo-synchrones, il existe quatre modes opérationnels distincts qui définissent les caractéristiques de la machine.

### 1.5.1 Fonctionnement en Mode Moteur Hypo-Synchrone

En se référant à la figure 1-3, Dans ce mode de fonctionnement, la puissance est fournie au stator par le réseau électrique, tandis que la puissance de glissement transite par le rotor avant d'être réinjectée dans le réseau. On peut donc observer que la machine asynchrone fonctionne en mode moteur lorsque la vitesse est inférieure à la vitesse de synchronisme. Toutefois, dans le cas d'une machine asynchrone à cage classique, la puissance de glissement est dissipée sous forme de pertes Joule dans le rotor [8].

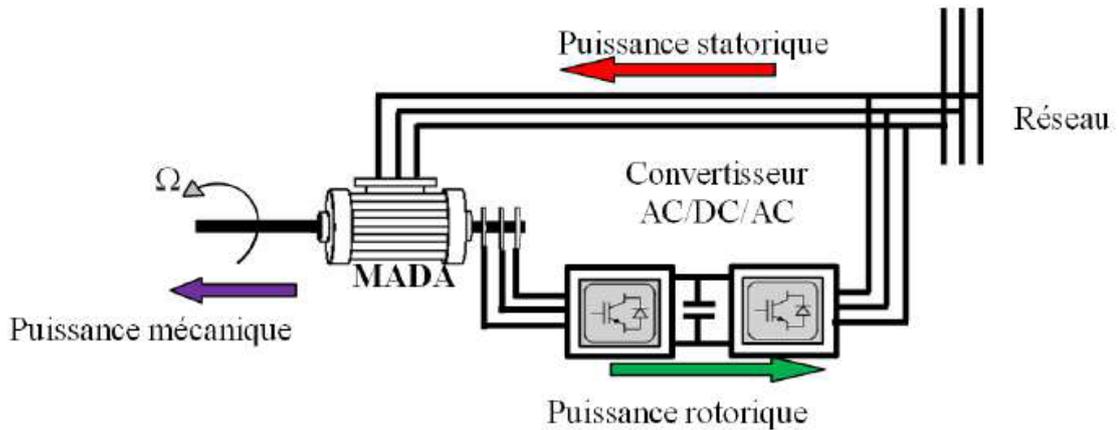


Figure 1-3 : Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone[9]

### 1.5.2 Fonctionnement en Mode Moteur Hyper-Synchrone

En se référant à la Figure 1-4, Dans ce mode de fonctionnement, la puissance au stator est aussi fournie par le réseau électrique, ainsi que la puissance de glissement qui est fourni au rotor par le réseau. On peut donc observer que la machine asynchrone fonctionne en mode moteur lorsque la vitesse est supérieure à la vitesse de synchronisme. Ce type de fonctionnement n'est pas possible avec une machine asynchrone à cage classique.[8]

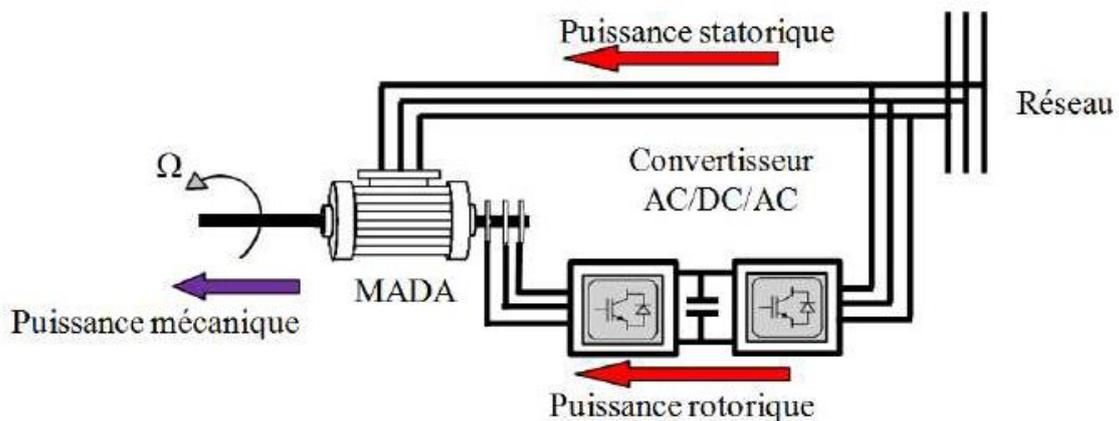


Figure 1-4 : Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone[9]

### 1.5.3 Fonctionnement en Mode Générateur Hypo-Synchrone

Selon la Figure 1-5, Dans ce mode de fonctionnement, la puissance est fournie au réseau par le stator, tandis que la puissance de glissement est absorbée par le rotor. On peut donc observer que la machine asynchrone fonctionne en mode générateur lorsque la vitesse est inférieure à la vitesse de synchronisme. Ce type de fonctionnement n'est pas possible avec une machine asynchrone à cage classique.[8]

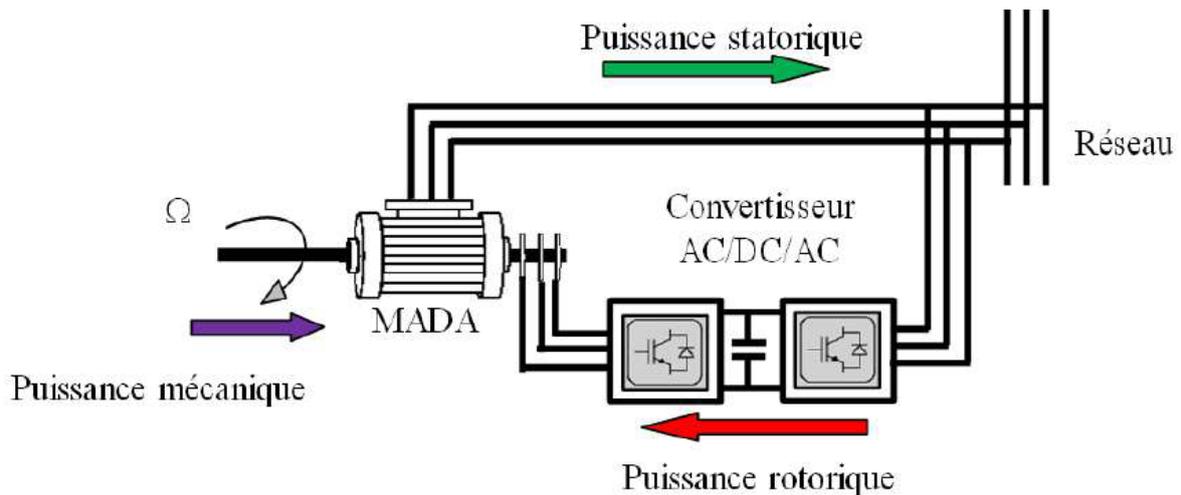


Figure 1-5 : Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone[9]

### 1.5.4 Fonctionnement en Mode Générateur Hyper-Synchrone

Selon la Figure I.6, Dans ce mode de fonctionnement, la puissance est fournie au réseau par le stator, tandis que la puissance de glissement est récupérée et injecter au réseau par le stator. On peut donc observer que la machine asynchrone fonctionne en mode générateur lorsque la vitesse est supérieure à la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor[8].

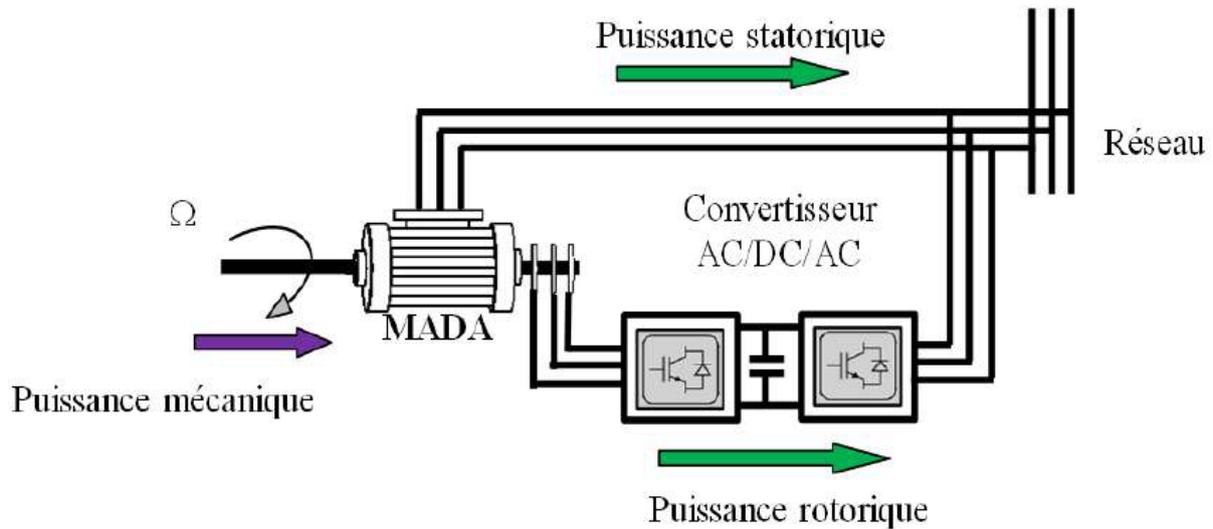


Figure 1-6 : Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone[9]

Il est donc évident que la machine asynchrone à double alimentation (MADA) présente deux avantages significatifs par rapport à la machine asynchrone à cage classique. Tout d'abord, elle est capable de produire de la puissance électrique quel que soit son régime de rotation (au-dessus ou en dessous de la vitesse de synchronisme). Ensuite, elle permet de récupérer la puissance de glissement.

## 1.6 Différentes configurations de la MADA à rotor bobiné

### 1.6.1 Machines asynchrones à double alimentation à énergie rotorique dissipée

La représentation schématique de cette technologie est illustrée dans la Figure I.7, où le stator est relié directement au réseau électrique et le rotor est connecté à un redresseur à diodes. Pour permettre la sortie de la puissance électrique, une charge résistive est placée en aval du redresseur par l'intermédiaire d'un hacheur contrôlé par des dispositifs à IGBT ou GTO [10].

L'objectif est de faire fonctionner la machine à une vitesse variable en ajustant la puissance de glissement qui est dissipée par les enroulements rotoriques. Cette puissance de glissement dissipée permet d'obtenir un glissement maximal qui ne dépasse pas 10% [10].

Si le glissement devient important, la puissance extraite du rotor est élevée et est entièrement dissipée dans la résistance  $R$ , ce qui nuit au rendement du système. De plus, cela augmente la puissance transmise dans le convertisseur ainsi que la taille de la résistance [11].

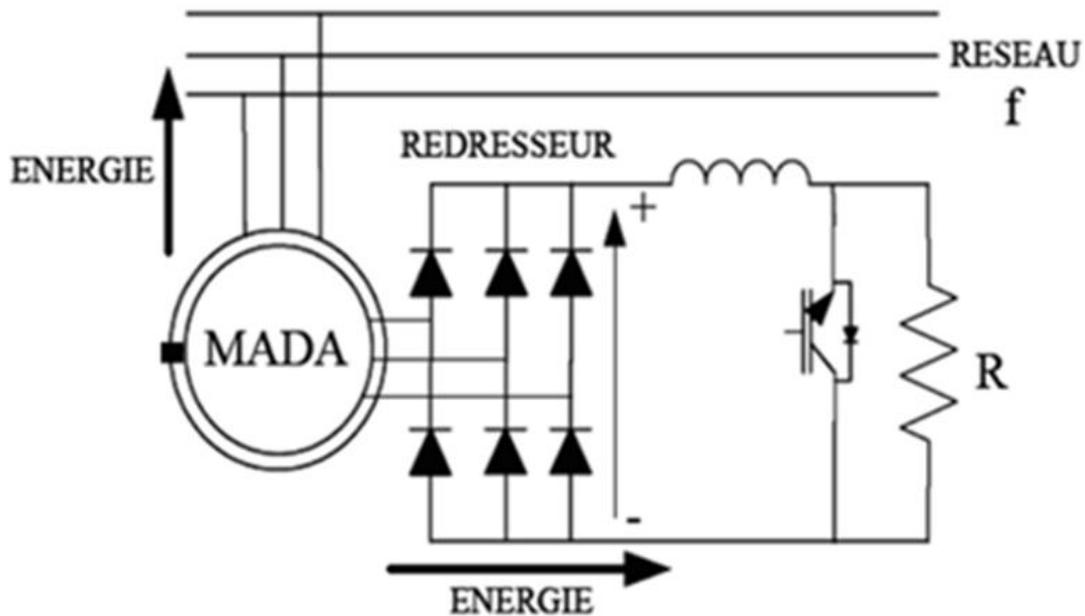


Figure 1-7: MADA avec contrôle de glissement par dissipation de l'énergie rotorique[11]

### 1.6.2 Machine asynchrone à double alimentation -structure de Kramer

Dans le but de réduire les pertes d'énergie dues à la structure du système précédent, le hacheur et la résistance sont remplacés par un onduleur qui renvoie l'énergie de glissement vers le réseau (structure de Kramer) [11].

L'ensemble redresseur-onduleur est alors dimensionné pour une fraction de la puissance nominale de la machine. Ce système est avantageux s'il permet de réduire la taille du convertisseur par rapport à la puissance nominale de la machine. Afin de respecter cette contrainte, le glissement est maintenu inférieur à 30%. L'utilisation de thyristors pour le convertisseur coté réseau nuit au facteur de puissance, de plus le convertisseur coté rotor est unidirectionnel (transfert d'énergie uniquement du rotor de la machine vers le réseau) donc le système ne peut produire de l'énergie que pour des vitesses de rotation supérieures au synchronisme. Cette solution n'est plus utilisée au profit de la structure de Scherbius avec convertisseurs à IGBT [12].

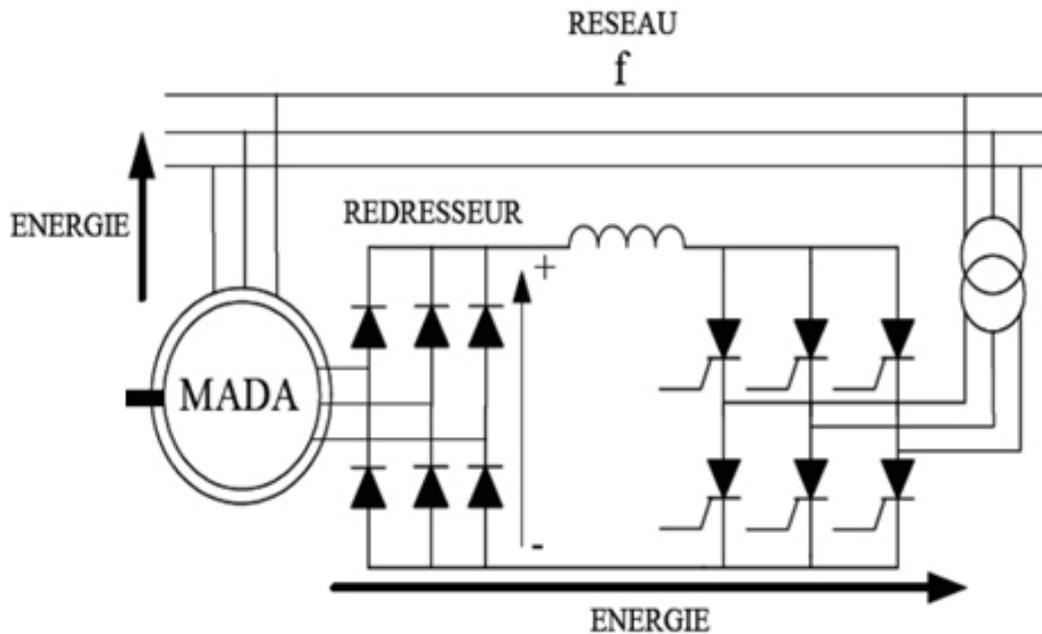


Figure 1-8: Machine asynchrone à double alimentation -structure de Kramer-[11]

### 1.6.3 Machine asynchrone à double alimentation –structure de Schérbius avec cyclo convertisseur

La structure de Schérbius est une configuration qui permet un flux d'énergie bidirectionnel entre le rotor et le réseau. Pour cela, l'association redresseur-onduleur peut être remplacée par un cyclo convertisseur [12].

La plage de vitesse dans la structure de Schérbius avec cyclo convertisseur est deux fois plus grande que celle de Kramer. Pour assurer l'efficacité du système, il est important que la variation de glissement reste en dessous de 30%, et Cela avec une variation positive (fonctionnement hypo synchrone) ou négative (fonctionnement hyper synchrone) [12].

Le cyclo convertisseur fonctionne en prélevant des fractions des tensions sinusoïdales du réseau, permettant ainsi la production d'une onde de fréquence inférieure. Cependant, l'utilisation de cette technologie entraîne une perturbation harmonique importante qui peut affecter négativement le facteur de puissance du dispositif. Les avancées de l'électronique de puissance ont conduit à remplacer le cycloconvertisseur par une structure à deux convertisseurs à IGBT commandés en MLI, offrant ainsi une alternative plus performante et moins nuisible[12].

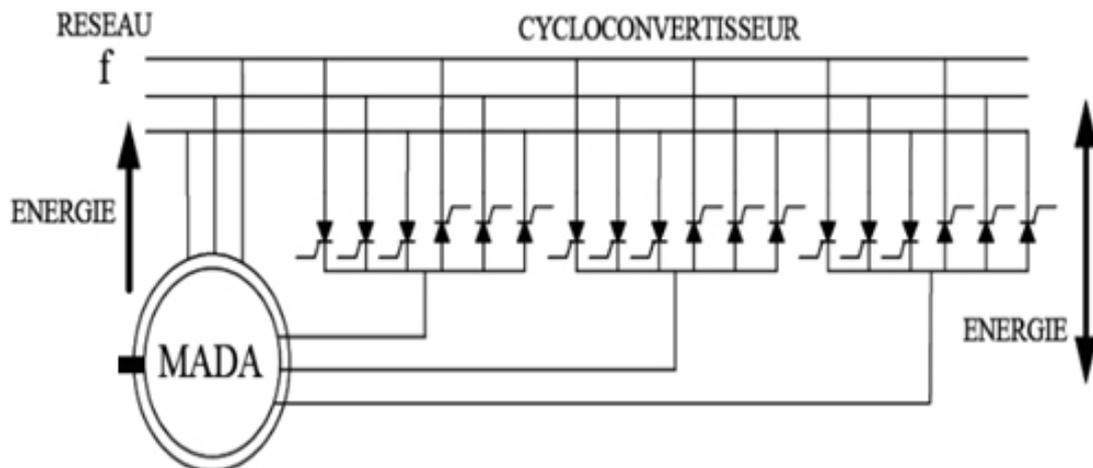


Figure 1-9: Structure de Schérbius avec cyclo convertisseur.[11]

#### 1.6.4 Machine asynchrone à double alimentation –structure de Schérbius avec convertisseur MLI

La configuration actuelle possède les mêmes caractéristiques que la structure de Schérbius équipée d'un cycloconvertisseur. Cependant, les interrupteurs utilisés ici (IGBTs) peuvent être commandés à l'ouverture et à la fermeture, et leur fréquence de commutation est plus élevée, ce qui permet de déplacer les harmoniques du courant rotorique vers des fréquences plus élevées, ce qui facilite leur filtrage. Bien que cette configuration nécessite l'entretien et le remplacement périodique des contacts glissants, elle est plus simple et plus conventionnelle que les autres [11].

Des études récentes ont été appuyées par des réalisations industrielles qui confirment la fiabilité de ce dispositif dans une éolienne à vitesse variable.

La fonction bidirectionnelle du convertisseur rotorique permet des opérations à vitesse supérieure et inférieure à la vitesse de synchronisme ainsi que le contrôle du facteur de puissance.

Le fonctionnement à vitesse supérieure permet non seulement de produire de l'énergie à partir du stator vers le réseau, mais aussi à partir du rotor vers le réseau [11].

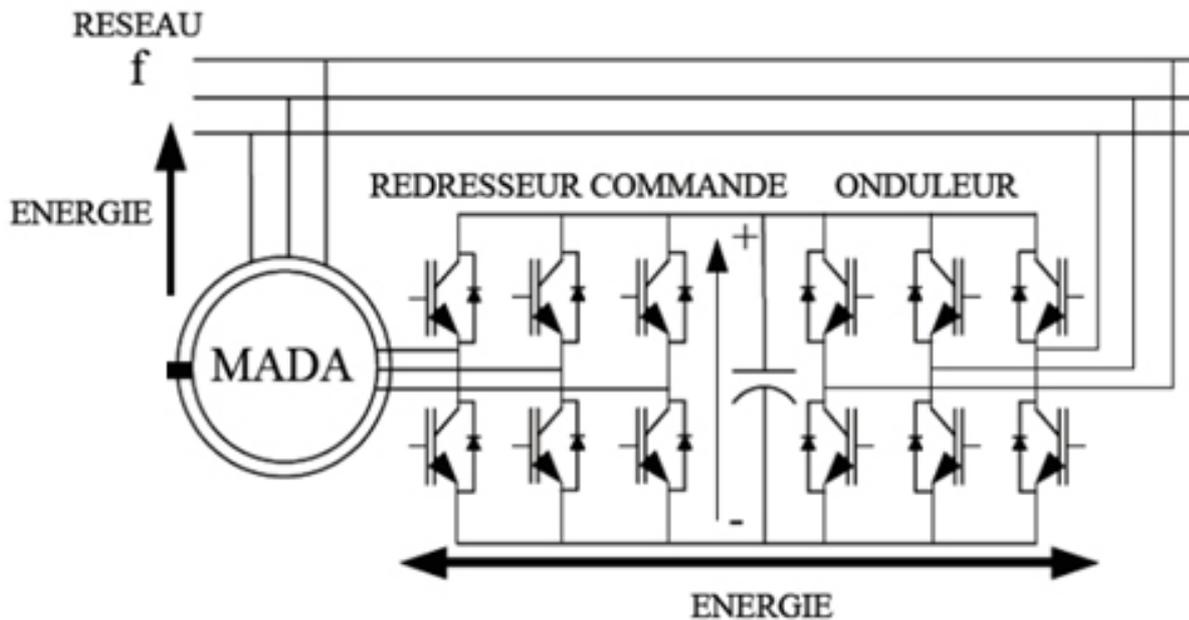


Figure 1-10: Structure de Schérbius avec convertisseurs MLI.[7]

### 1.6.5 Machine asynchrone à double alimentation –structure de Schérbius avec convertisseur matriciel

La configuration de cette structure est similaire à celle de Schérbius avec des convertisseurs MLI. Cependant, le convertisseur utilisé ici est direct (sans étage continu) et représente une nouvelle génération de convertisseurs directs, composé d'interrupteurs bidirectionnels. Un filtre passif LC est connecté à l'entrée du convertisseur pour filtrer les harmoniques. Ce convertisseur présente plusieurs avantages par rapport aux convertisseurs présentés précédemment. Cette configuration est peu abordée dans la littérature[10].

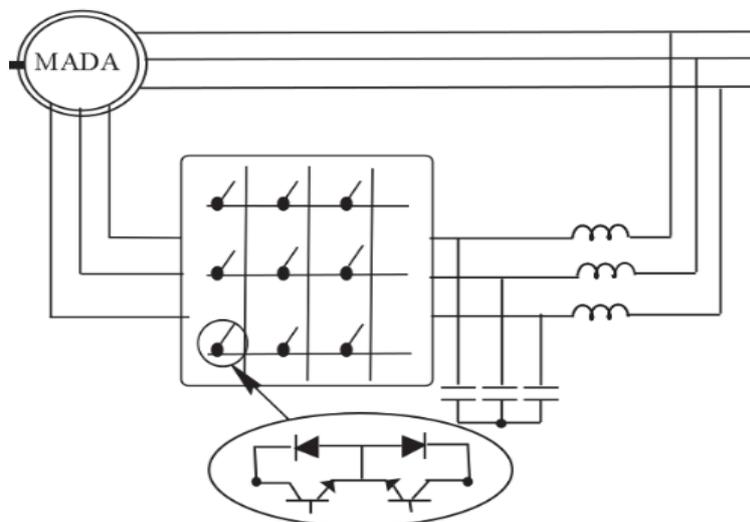


Figure 1-11: Structure de Schérbius avec convertisseurs matriciel.[11]

## 1.7 Avantages et Inconvénients de la MADA

### 1.7.1 Avantages de la MADA

Parmi ses nombreux avantages, nous citons [6]:

- La mesure des courants au stator et rotor, contrairement à la machine à cage, donnant ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.
- La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse nominale.
- Electronique de puissance dimensionnée à 30% de la puissance nominal, Par conséquent, les éoliennes à base de la MADA procurent ainsi plusieurs avantages :
  - Les convertisseurs statiques utilisés sont moins volumineux, moins coûteux, nécessitant ainsi un système de refroidissement moins lourd. Ils génèrent moins de perturbations comparativement aux convertisseurs utilisés pour les éoliennes à base de machine asynchrone à cage ou à aimant permanent,
  - Les pertes liées aux convertisseurs statiques sont diminuées et le rendement du système de génération est amélioré,
  - Le facteur de puissance peut être réglé car la génératrice peut être contrôlée pour fonctionner de façon similaire à un alternateur synchrone
  - En effet, les puissances active et réactive peuvent être contrôlées de façon indépendante grâce au convertisseur connecté au rotor de la MADA.

### 1.7.2 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 :

- Machine plus volumineuse que celle à cage, généralement elle est plus longue à causes des balais.

- Le coût total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage.
- Nous utilisons un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur). [6]

## 1.8 Conclusion

En conclusion, ce chapitre a permis d'explorer en détail la machine asynchrone à double alimentation (MADA) et la configuration du système à vitesse variable. Nous avons examiné la structure de la MADA, son intérêt dans différents domaines d'application, ainsi que les modes de fonctionnement disponibles. De plus, nous avons étudié différentes configurations de la MADA à rotor bobiné, en mettant en évidence les avantages et les inconvénients de chacune.

L'analyse approfondie de ces aspects a révélé que la MADA présente de nombreux avantages, tels qu'un meilleur contrôle de la vitesse et une capacité à fonctionner dans différents modes moteur/générateur. Cependant, elle présente également certains inconvénients, notamment la complexité de sa structure.

En conclusion, la MADA offre une solution polyvalente et efficace pour les systèmes à vitesse variable, offrant des performances améliorées et une adaptabilité aux exigences spécifiques des différentes applications. Une compréhension approfondie de la structure, des modes de fonctionnement et des différentes configurations de la MADA est essentielle pour une utilisation optimale de cette technologie dans divers domaines industriels et énergétiques.

Dans le chapitre suivant on va présenter la modélisation MADA ainsi que sur les principes et objectifs de la commande vectorielle.

# Chapitre 2

**Modélisation et Commande Vectorielle de la MADA**

## **2 Chapitre 2 : Modélisation et Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)**

### **2.1 Introduction**

Ce chapitre se concentre sur la modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) ainsi que sur les principes et objectifs de la commande vectorielle. Dans un premier temps, nous examinerons les hypothèses simplificatrices adoptées pour la modélisation de la MADA, suivies des équations électriques et magnétiques qui décrivent son comportement. Nous aborderons également l'application de la transformation de Park à la MADA et discuterons des choix du référentiel, notamment liés au stator, au rotor et au champ tournant. Par la suite, nous nous pencherons sur les principes fondamentaux de la commande vectorielle, en détaillant les hypothèses de travail et en proposant un modèle de la MADA avec une orientation du flux statorique dans le référentiel (d-q). Nous étudierons les relations entre la puissance statorique, les courants rotoriques et les tensions rotoriques. Enfin, nous explorerons la commande vectorielle en puissance, en exposant le principe général, les objectifs du contrôle, la mise en place d'un régulateur PI et la synthèse ainsi que le calcul du régulateur PI.

### **2.2 Modélisation de la MADA**

La modélisation de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) est une étape cruciale dans le développement de cette machine électrique. Cette représentation mathématique permet d'optimiser les performances de la MADA et de mieux comprendre son comportement électrique [13]. Cela est rendu possible grâce aux progrès de l'informatique et du génie des logiciels, qui permettent de réaliser des modèles performants et précis. La figure (2-1) représente les enroulements statoriques et rotoriques de la MADA [14].

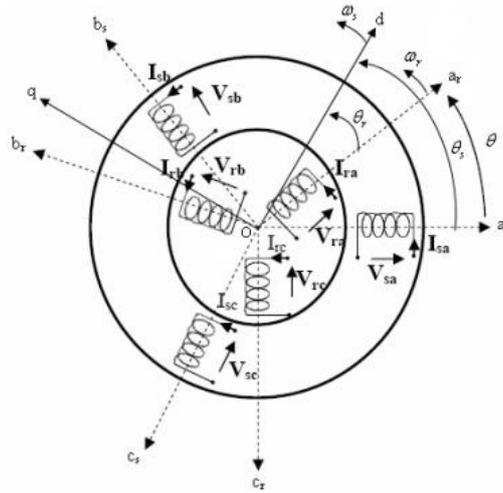


Figure 2-1: Représentation de l'enroulement triphasé de la MADA

Telle que :

$a_s, b_s, c_s$  : Correspondent aux trois phases du stator.

$a_r, b_r, c_r$  : Correspondent aux trois phases du rotor.

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

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

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad (2-1)$$

Avec:

$$\omega = P\Omega \quad (2-2)$$

$\Omega$  : Est la vitesse de rotation angulaire mécanique, et  $P$  c'est le nombre de paires de pôles.

### 2.2.1 Hypothèses simplificatrices de la modélisation de la MADA

On va considérer ces hypothèses simplificatrices [15] afin de simplifier la modélisation de la machine :

- Le circuit magnétique n'est pas saturé ;
- Entrefer constant ;
- Les pertes par courant de Foucault et par hystérésis sont négligées ;
- Les résistances constantes (ne varient pas avec la température) ;
- Distribution sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;
- L'influence de l'effet de peau n'est pas prise en compte.

## 2.2.2 Equations de la MADA

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représenté schématiquement par la figure (2-1) et dont les phases sont repères respectivement  $a_s, b_s, c_s$  et  $a_r, b_r, c_r$  et l'angle électrique  $\theta$  variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases  $a_r$  et  $a_s$  choisis comme axes de référence [16].

### 2.2.2.1 Equations électriques

La MADA est représentée par les équations des phases statoriques et rotoriques suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad 2-3$$

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad 2-4$$

Avec :

$[V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T, [V_{ar} \ V_{br} \ V_{cr}]^T$  : Sont respectivement vecteurs des tensions statoriques et rotoriques ;

$[i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T, [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T$  : Sont respectivement vecteurs des courants statoriques et rotoriques ;

$[\phi_{as} \ \phi_{bs} \ \phi_{cs}]^T, [\phi_{ar} \ \phi_{br} \ \phi_{cr}]^T$  : Sont respectivement vecteurs des flux statoriques et rotoriques ;

$R_s, R_r$  : Sont respectivement la résistance statorique et rotorique.

### 2.2.2.2 Equations magnétiques

Les expressions des flux en fonction des courants statoriques et rotoriques sont données par :

$$\begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad 2-5$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad 2-6$$

Avec :

$L_s, L_r$  : Sont respectivement les inductances propres statoriques et rotoriques ;

$M_s, M_r$  : Sont respectivement la mutuelle inductance entre deux phases statoriques et la mutuelle inductance entre deux phases rotoriques.

La matrice des inductances mutuelles  $[M_{rs}]$  entre les phases du stator et du rotor dépend de la position angulaire  $\theta$  entre l'axe du stator et celui du rotor [17]:

$$[M_{sr}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad 2-7$$

$M_0$  : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et la phase correspondante du rotor (leurs axes magnétiques sont alignés).

Il est évident que l'expression de  $[V_{as}]$  et  $[V_{ar}]$  en fonction des courants conduit à un système d'équations dont les coefficients varient en fonction du temps, ce qui rend leur résolution complexe. Afin de surmonter ce problème, on utilise la transformation de Park comme alternative pour obtenir un modèle équivalent plus facile à manipuler. Cette méthode permet de transformer les grandeurs triphasées variables en des grandeurs continues à deux phases, ce qui facilite la résolution des équations électriques.

### 2.2.2.3 Application de la transformation de Park à la MADA

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes  $(d - q)$ . Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels, d'enroulements fictifs  $d_s, q_s, d_r, q_r$  dont les axes magnétiques sont liés aux axes  $(d - q)$  conformément à la figure (2-2). On désire transformer les enroulements de la MADA triphasée en des enroulements biphasés orthogonaux équivalents selon les axes  $(d - q)$  lié au champ tournant ainsi la composante homopolaire pour équilibrer le système transformé, c'est à dire : direct selon l'axe  $(d)$ , quadrature (transversal) selon l'axe  $(q)$  et homopolaire  $(o)$ .

Dans le cas d'un système de courant, la transformation s'écrit :

$$[I_{dqo}] = [C][I_{abc}] \quad 2-8$$

$$[I_{abc}] = [C]^{-1}[I_{dqo}] \quad 2-9$$

Celle des tensions :

$$[V_{dqo}] = [C][V_{abc}] \quad 2-10$$

$$[V_{abc}] = [C]^{-1}[V_{dqo}] \quad 2-11$$

Celle des flux :

$$[\phi_{dqo}] = [C][\phi_{abc}] \quad 2-12$$

$$[\phi_{abc}] = [C]^{-1}[\phi_{dqo}] \quad 2-13$$

Ou :

$$[I_{dqo}] = [I_d \quad I_q \quad I_o]^T \quad 2-14$$

$$[V_{dqo}] = [V_d \quad V_q \quad V_o]^T \quad 2-15$$

$$[\phi_{dqo}] = [\phi_d \quad \phi_q \quad \phi_o]^T \quad 2-16$$

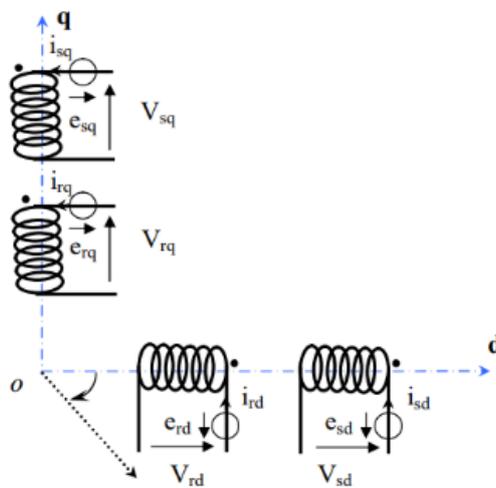


Figure 2-2: Modèle de la MADA après la transformation de Parck

Avec  $[C]$  la matrice de transformation de Park qui s'écrit par :

$$[P] = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad 2-17$$

Et  $[C]^{-1}$  la matrice de transformation de Park inverse qui s'écrit par :

$$[C]^{-1} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad 2-18$$

### 2.2.3 Choix du référentiel

Pour étudier la théorie des régimes transitoires de la machine asynchrone à double alimentation, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes  $(d - q)$  [18].

Dans la suite, les composantes homopolaires sont supposées nulles.

#### 2.2.3.1 Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel, les axes  $(d - q)$  sont immobiles par rapport au stator  $\omega_{\text{coor}} = 0$ . Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel. L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif

#### 2.2.3.2 Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, les axes  $(d - q)$  sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse  $\omega$  donc  $\omega_{\text{coor}} = \omega = P\Omega$ . L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor.

#### 2.2.3.3 Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel, les axes  $(d - q)$  sont immobiles par rapport au champ électromagnétique créé par les enroulements statoriques, d'où  $(\omega_{\text{coor}} = \omega_s)$  avec  $(\omega_r = \omega_s - \omega)$ . Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue.

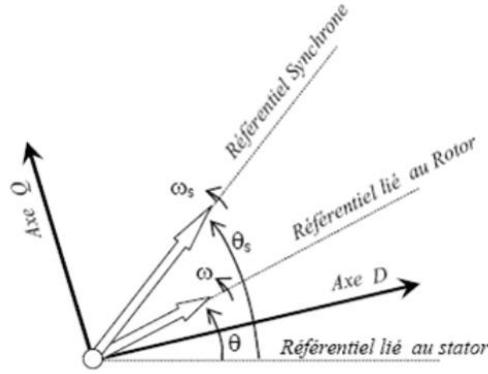


Figure 2-3: Choix du référentiel[19]

Dans notre travail, on utilise le référentiel lié au champ tournant ( $\omega_{coord} = \omega_s$ ) pour la modélisation et la commande de la MADA. Alors, le modèle électrique général de la machine asynchrone obtenue en utilisant la transformation de Park est donné par les équations suivantes :

Les tensions statoriques et rotoriques :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + (\omega_s - \omega) \phi_{rd} \end{cases} \quad 2-19$$

Les flux statoriques et rotoriques :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad 2-20$$

Les puissances actives et réactives statoriques et rotoriques :

$$\begin{cases} P_{sd} = V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq} \\ P_{rd} = V_{rd} i_{rd} + V_{rq} i_{rq} \\ Q_{sd} = V_{sq} i_{sd} - V_{sd} i_{sq} \\ Q_{rd} = V_{rq} i_{rd} - V_{rd} i_{rq} \end{cases} \quad 2-21$$

Le couple électromagnétique :

$$C_e = \frac{M P}{L_s} (\phi_{sd} i_{rq} - \phi_{sq} i_{rd}) \quad 2-22$$

La fréquence de la tension statorique étant imposée par le réseau électrique, la pulsation des courants rotoriques est donnée par :

$$\omega_r = \omega_s - P\Omega \quad 2-23$$

Où  $\omega_s$  est la pulsation des courants statoriques en rad/s et les angles  $\theta_s$  et  $\theta_r$  sont obtenus respectivement par intégration de  $\omega_s$  et  $\omega_r$ .

## 2.3 Commande vectorielle principes et objectifs

Puisque la MADA fonctionne en mode générateur, les deux grandeurs à commander sont les puissances active et réactive, l'objectif est de faire suivre à la machine une référence de puissance active, et une référence nulle pour la puissance réactive. On peut constater, d'après la relation (2-20), le fort couplage entre les flux et les courants. En effet, le couple électromagnétique est le produit croisé entre les flux et les courants statoriques, ce qui rend la commande de la MADA particulièrement difficile. Afin de simplifier la commande, nous approximations son modèle à celui de la machine à courant continu qui a l'avantage d'avoir un découplage naturel entre les flux et les courants. Pour cela, nous appliquons la commande vectorielle, aussi appelée commande par orientation du flux.

### 2.3.1 Hypothèses de travail

Les stratégies de commande de la MADA reposent sur deux approches différentes [20]:

- Le contrôle du flux en boucle fermée, où la fréquence et la tension sont variables (le cas d'un réseau instable).
- Le contrôle du flux en boucle ouverte, où la tension et la fréquence sont constantes (le cas d'un réseau stable)

Dans notre étude, l'amplitude de la tension et la fréquence sont considérées constantes (réseau stable). Nous choisissons un référentiel diphasé ( $d - q$ ) lié au champ tournant. Le flux statorique est orienté suivant l'axe  $d$ . La consigne de puissance réactive sera maintenue nulle de façon à garder un facteur de puissance unitaire côté stator.

## 2.3.2 Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique

### 2.3.2.1 Choix du référentiel ( $d - q$ )

En considérant le choix du repère ( $d - q$ ) lié au champ tournant statorique et en négligeant la résistance des bobinages statoriques, une simplification des équations électriques de la MADA peut être obtenue ;

Equations électriques :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + (\omega_s - \omega) \phi_{rd} \end{cases} \quad 2-24$$

Avec :

$$\omega_s - \omega = \omega_r \quad 2-25$$

Equations magnétiques :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad 2-26$$

Equations mécaniques :

$$C_{em} = C_r + f \Omega_m + J \frac{d \Omega_m}{dt} \quad 2-27$$

Avec l'expression du couple électromagnétique en fonction des flux statoriques et des courants rotoriques:

$$C_{em} = \frac{M P}{L_s} (\phi_{sd} i_{rq} - \phi_{sq} i_{rd}) \quad 2-28$$

En choisissant un référentiel diphasé ( $d - q$ ) lié au champ tournant, et en alignant le vecteur flux statorique  $\phi_s$  avec l'axe  $d$ , nous pouvons écrire :

$$\phi_{sd} = \phi_s \quad \text{et} \quad \phi_{sq} = 0 \quad 2-29$$

L'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = \frac{M P}{L_s} \phi_s i_{rq} \quad 2-30$$

Dans l'hypothèse où le flux  $\phi_{sd}$  est maintenu constant (ce qui est assuré par la présence d'un réseau stable connecté au stator), le choix de ce repère rend le couple électromagnétique produit par la machine, par conséquent la puissance active, uniquement dépendants du courant rotorique d'axe  $q$ .

Dans le repère triphasé ( $a, b, c$ ) la tension aux bornes d'une phase " $n$ " du stator s'exprime par la relation générale :

$$V_{sn} = R_s I_{sn} + \frac{d \phi_{sn}}{dt} \quad 2-31$$

Si l'on néglige la résistance du bobinage statorique  $R_s$ , ce qui est une hypothèse assez réaliste pour les machines de moyenne et forte puissance [20], cette relation devient:

$$V_{sn} = \frac{d \phi_{sn}}{dt} \quad 2-32$$

La relation (2-32) 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) :

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s \end{cases} \quad 2-33$$

En s'alignant sur le repère choisi et en utilisant les simplifications ci-dessus inhérentes à ce repère, nous pouvons simplifier les équations des tensions et des flux statoriques comme suit :

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \phi_s \end{cases} \quad 2-34$$

$$\begin{cases} \phi_s = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ 0 = L_s i_{sq} + M i_{rq} \end{cases} \quad 2-35$$

A partir de l'équation (2-35), nous pouvons alors écrire les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{\phi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} i_{rd} \\ i_{sq} = -\frac{M}{L_s} i_{rq} \end{cases} \quad 2-36$$

### 2.3.2.2 Relations entre la puissance statoriques $P_s$ et les courants rotoriques $i_r$

Dans un repère diphasé quelconque, les puissances active et réactive statoriques d'une machine asynchrone s'écrivent :

$$\begin{cases} P_{sd} = V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq} \\ P_{rd} = V_{rd} i_{rd} + V_{rq} i_{rq} \\ Q_{sd} = V_{sq} i_{sd} - V_{sd} i_{sq} \\ Q_{rd} = V_{rq} i_{rd} - V_{rd} i_{rq} \end{cases} \quad 2-37$$

L'adaptation de ces équations au système d'axes choisi et aux hypothèses simplificatrices effectuées dans notre cas  $V_{sd} = 0$ , nous conduit à :

$$\begin{cases} P_s = V_{sq} i_{sq} \\ Q_s = V_{sq} i_{sd} \end{cases} \quad 2-38$$

En remplaçant  $i_{sq}$  et  $i_{sd}$  par leurs expressions données par l'équation (2-31), nous obtenons celles des puissances active et réactive :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} i_{rq} \\ Q_s = \frac{V_s \phi_s}{L_s} - \frac{V_s M}{L_s} i_{rd} \end{cases} \quad 2-39$$

En approximant  $\phi_s$  par  $\frac{V_s}{\omega_s}$ , l'expression de la puissance réactive  $Q_s$  devient alors :

$$Q_s = \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} - \frac{V_s M}{L_s} i_{rd} \quad 2-40$$

Compte tenu du repère choisi, des approximations faites et si l'on considère l'inductance magnétisante  $M$  comme constante, le système ainsi obtenu lie de façon proportionnelle la puissance active au courant rotorique d'axe  $q$  et la puissance réactive au courant rotorique d'axe  $d$  à une constante  $\frac{V_s^2}{L_s \omega_s}$  préé imposée par le réseau.

### 2.3.2.3 Relations entre la tension rotorique $V_r$ et les courants rotoriques $i_r$

Exprimons d'abord les flux rotoriques d'après les équations (2-26) en remplaçant les courants statoriques par leur expression dans l'équation (2-36) :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{rd} + \frac{M V_s}{\omega_s L_s} \\ \phi_{rq} = \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{rq} \end{cases} \quad 2-41$$

Ces expressions des flux rotoriques d'axe  $d$  et  $q$  sont alors intégrées aux expressions des tensions rotoriques diphasées de l'équation (2-24) ; on obtient :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} + \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{di_{rd}}{dt} - g \omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{di_{rq}}{dt} + g \omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{rd} + g \omega_s \frac{M V_s}{\omega_s L_s} \end{cases} \quad 2-42$$

En régime permanent, les termes faisant intervenir les dérivées des courants rotoriques diphasés disparaissent, nous pouvons donc écrire :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} - g \omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + g \omega_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{rd} + g \omega_s \frac{M V_s}{\omega_s L_s} \end{cases} \quad 2-43$$

$V_{rd}$  et  $V_{rq}$  sont les composantes diphasées des tensions rotoriques à imposer à la machine pour obtenir les courants rotoriques désirés. L'influence des termes de couplage entre les deux axes en  $L_r - \frac{M^2}{L_s}$  est minime. Une synthèse adéquate des régulateurs dans la boucle de commande permettra de les compenser.

En revanche, le terme représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation. Son influence n'est pas négligeable car elle entraîne une erreur de traînage. Le contrôle du système devra donc prendre en compte cette erreur.

Les équations (2-39) et (2-40) et (2-42) permettent d'établir un schéma bloc du système électrique à réguler (Figure 2-4) [14, 21].

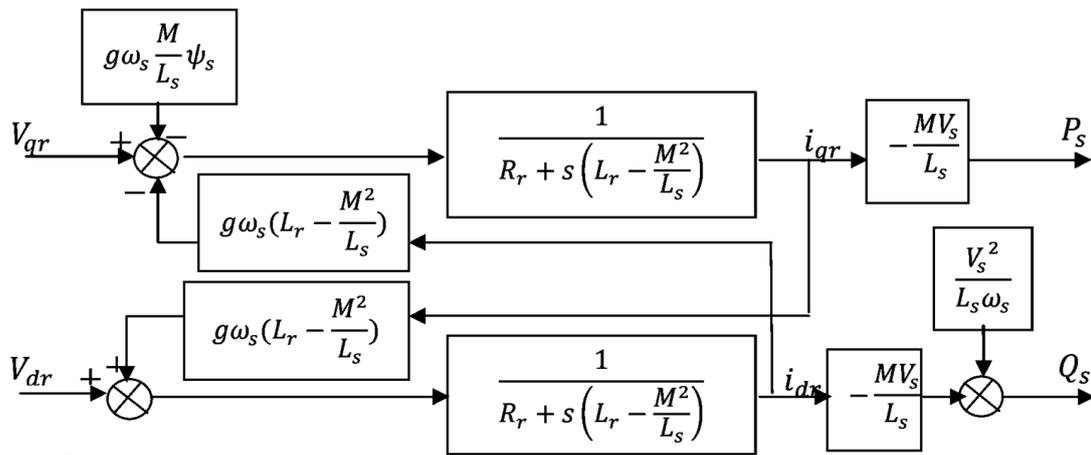


Figure 2-4: Schéma bloc du modèle simplifié de la MADA[22]

Ce schéma fait apparaître des fonctions de transfert du premier ordre pour les deux axes liant les tensions rotoriques aux puissances, active et réactive, statoriques. Il montre également que nous pouvons mettre en place une commande vectorielle étant donné qu'à l'influence des couplages près, chaque axe peut être commandé indépendamment, avec chacun son propre régulateur.

Les grandeurs de références pour ces régulateurs seront : la puissance active pour l'axe  $q$  rotorique et la puissance réactive pour l'axe  $d$  rotorique. La consigne de puissance réactive sera maintenue nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire côté stator de façon à optimiser la qualité de l'énergie renvoyée sur le réseau.

## 2.4 Commande vectorielle en puissance

### 2.4.1 Principe général

L'objectif de la commande vectorielle en puissance de la MADA consiste à lui faire suivre une consigne en puissance avec une dynamique électrique, du mieux que le permet la fréquence de modulation des convertisseurs utilisés. Le schéma bloc de la commande vectorielle, est montré sur la Figure (2-5). Nous pouvons constater la présence de deux régulateurs sur chaque axe (Reg1d et Reg2d) pour l'axe  $d$  et (Reg1q et Reg2q) pour l'axe  $q$  [14, 23].

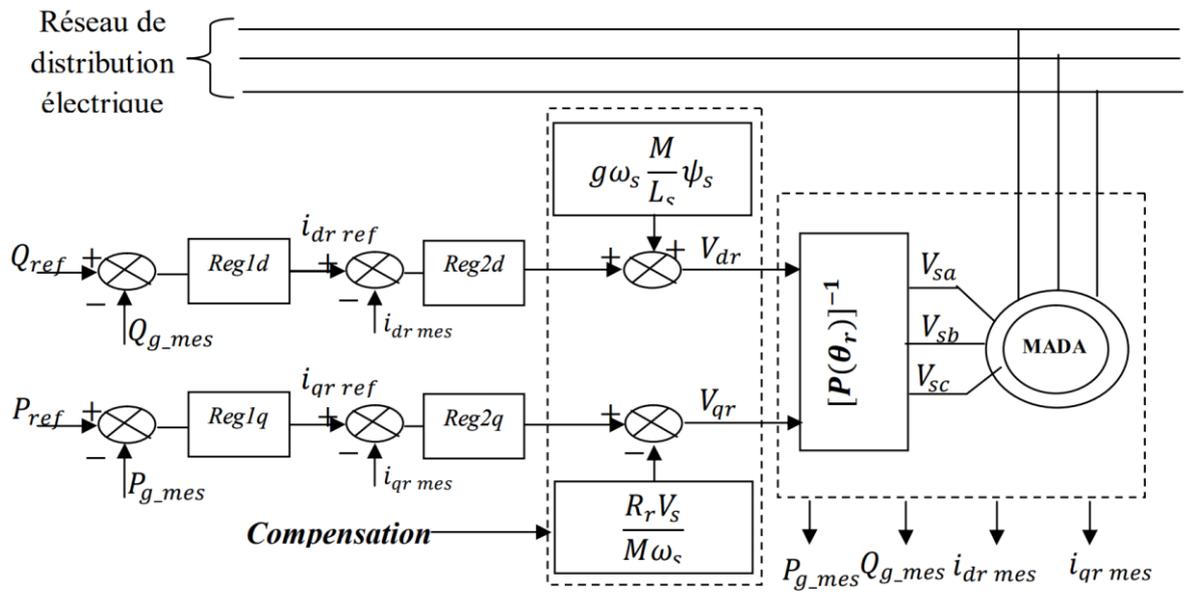


Figure 2-5: Principe générale de la commande vectorielle en puissance de la MADA[22]

Si l'on observe le schéma de la Figure (2-5), on s'aperçoit que les courants rotoriques sont liés aux puissances, active et réactive par le terme  $\frac{MV_s}{L_s}$ . Lorsque la machine fonctionne en mode autonome ou lorsque le réseau auquel le stator de la machine est connecté présente des variations importantes, le terme  $V_s$  est variable et la présence des régulateurs Reg2d et Reg2q se justifie [23].

### 2.4.2 Objectifs du contrôle

Les régulateurs de la commande vectorielle seront calculés de façon à forcer le système à suivre le signal référence et rejette les perturbations.

Les différents types de commandes comprennent la commande directe, où la sortie est déterminée uniquement par la commande d'entrée, la commande indirecte, qui utilise la rétroaction pour ajuster la sortie en fonction des écarts par rapport à la valeur désirée, et la

commande indirecte avec boucle de puissance, qui combine la régulation précise de la puissance avec l'utilisation de la rétroaction pour corriger les écarts [12].

Dans notre cas, nous considérons que la machine est connectée à un réseau stable, la valeur de la tension  $V_s$  est par conséquent constante et les régulateurs Reg2d et Reg2q sont inutiles. Chaque axe comporte donc un seul régulateur comme indiqué sur la Figure (2-6).

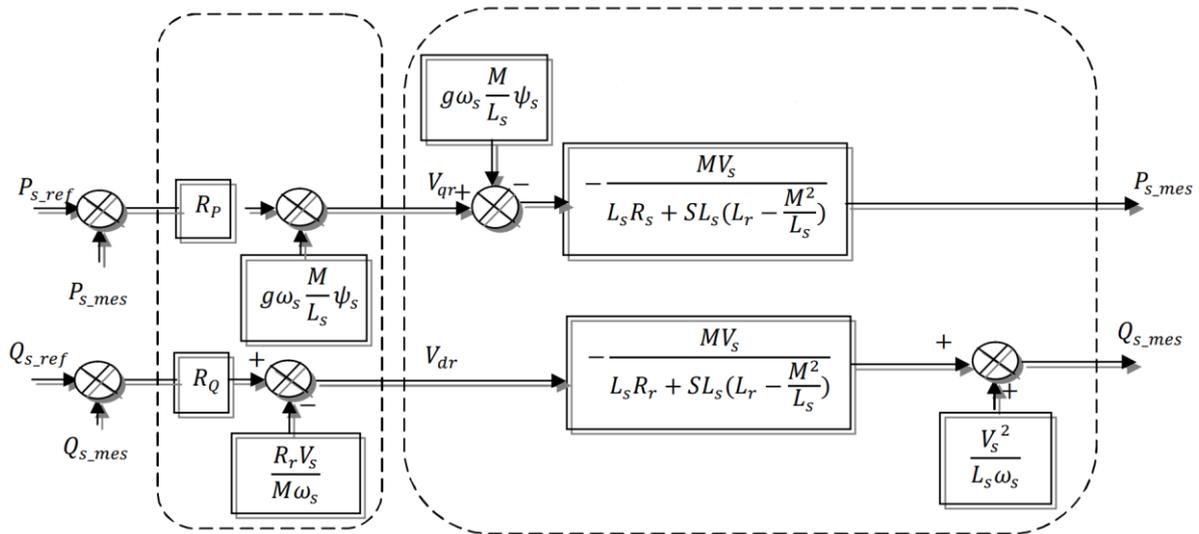


Figure 2-6: Commande vectorielle directe de la MADA[22]

Les blocs  $R_p$  et  $R_q$  représentent les régulateurs de puissance active et réactive. Le but de ces régulateurs est d'obtenir des performances dynamiques élevées, et une bonne robustesse. Pour atteindre ces objectifs on utilise des régulateurs PI.

### 2.4.3 Mise en place d'un régulateur PI

Considérons le schéma bloc du système à réguler de la Figure (2-6) afin de déterminer les éléments à mettre en place dans la boucle de régulation. Pour réguler la machine, nous allons mettre en place une boucle de régulation sur chaque puissance avec un régulateur indépendant tout en compensant les termes de perturbation. Nous négligeons les termes de couplage entre les deux axes de contrôle du fait de la faible valeur du glissement. Nous obtenons alors une commande vectorielle avec un seul régulateur par axe, présentée sur la Figure (2-7).

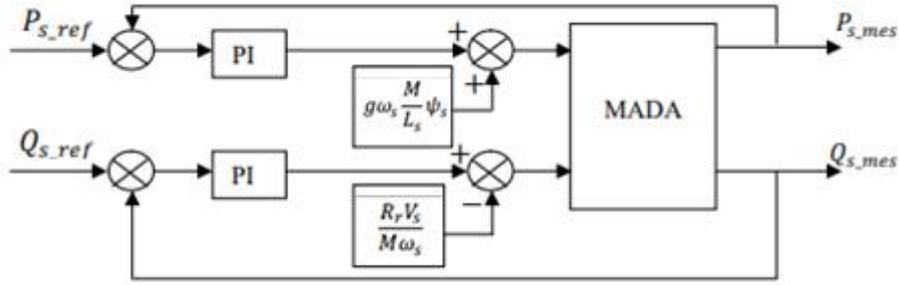


Figure 2-7: Schéma bloc de la commande en puissance

### 2.4.4 Synthèse et calcul du régulateur PI

Le régulateur PI est un régulateur simple et rapide à mettre en œuvre. La Figure (2-7) montre un système en boucle fermée corrigé par un régulateur PI. Dans notre cas, la fonction de transfert est sous la forme  $K_p + \frac{K_i}{p}$  comme illustré par la Figure (2-8).

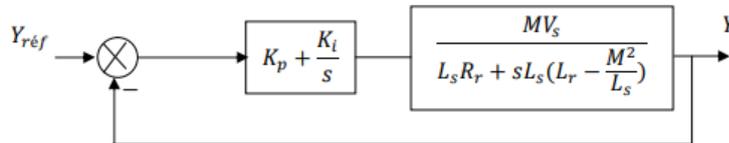


Figure 2-8: Schéma du système à régler par un régulateur PI[22]

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) avec les régulateurs s'écrit de la manière suivante:

$$FTBO = \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{\frac{p}{K_p}} \frac{\frac{M V_s}{L_s (L_r - \frac{M^2}{L_s})}}{s + (L_r - \frac{M^2}{L_s})} \tag{2-44}$$

Nous choisissons la méthode de compensation de pôle pour la synthèse du régulateur afin d'éliminer le zéro de la fonction de transfert [20, 24]. Ceci nous conduit à l'égalité suivante :

$$\frac{K_i}{K_p} = L_s (L_r - \frac{M^2}{L_s}) \tag{2-45}$$

Donc on obtient la *FTBO* suivante :

$$FTBO = \frac{K_p M V_s}{s L_s (L_r - \frac{M^2}{L_s})} \quad 2-46$$

Ce qui nous donne en boucle fermée :

$$FTBF = \frac{1}{1 + \tau_r s} \quad 2-47$$

$$\text{Avec : } \tau_r = \frac{L_s (L_r - \frac{M^2}{L_s})}{K_p M V_s}$$

Avec  $\tau_r$  le temps de réponse du système que l'on se fixe de l'ordre de 10ms, correspondant à une valeur suffisamment rapide pour l'utilisation faite sur la machine.

Imposer une valeur plus faible n'améliorerait probablement pas les performances de l'ensemble, mais risquerait d'engendrer des perturbations lors des régimes transitoires en provoquant des dépassements et des instabilités indésirables [20, 25, 26].

On peut désormais exprimer les gains des correcteurs en fonction des paramètres de la machine et du temps de réponse :

$$K_p = \frac{L_s (L_r - \frac{M^2}{L_s})}{\tau_r M V_s} \quad 2-48$$

$$K_i = \frac{R_r L_s}{\tau_r M V_s} \quad 2-49$$

Nous avons utilisé la méthode de compensation des pôles pour sa rapidité ; il est évident qu'elle n'est pas la seule méthode valable pour la synthèse du régulateur PI.

La compensation des pôles est utile uniquement lorsque les paramètres de la machine sont connus avec précision, car les gains des correcteurs en dépendent directement. Si les paramètres ne sont pas précis, la compensation sera moins efficace.

## 2.5 Conclusion

Ce chapitre a permis d'établir les bases de la modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) et de présenter les principes et objectifs de la commande vectorielle. Nous avons examiné les hypothèses simplificatrices utilisées dans la modélisation de la MADA, ainsi que les équations électriques et magnétiques qui décrivent son comportement. Nous avons également étudié les choix du référentiel, en mettant en évidence les référentiels liés au stator, au rotor et au champ tournant. Par la suite, nous avons abordé en détail les principes fondamentaux de la commande vectorielle, en proposant un modèle de la MADA avec une orientation du flux statorique dans le référentiel (d-q). Les relations entre la puissance statorique, les courants rotoriques et les tensions rotoriques ont été analysées. Enfin, nous avons exploré la commande vectorielle en puissance, en présentant le principe général, les objectifs du contrôle, la mise en place d'un régulateur PI, ainsi que la synthèse et le calcul du régulateur PI. Ces fondements sont essentiels pour la compréhension et la mise en œuvre de la commande vectorielle appliquée à la MADA, ce qui sera développé dans les chapitres suivants de ce mémoire de fin d'étude.

# Chapitre 3

**Optimisation par essaim de particule (PSO)**

## **3 Chapitre 3 : Optimisation par essaim de particule (PSO)**

### **3.1 Introduction**

Ce chapitre se concentre sur l'optimisation des paramètres du régulateur PI pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) à l'aide d'une méthode d'optimisation par essaim de particules (PSO). Nous allons d'abord introduire la définition de base de l'optimisation et la fonction objective. Puis nous nous penchons plus spécifiquement sur l'optimisation par essaim de particules (PSO), indiquant ses origines et expliquant le fonctionnement de la technique. Nous discuterons également des principes et de la formulation mathématique de l'algorithme PSO, ainsi que de l'applications de cet algorithme d'optimisation des essais de particules. Nous examinons ensuite les forces et les faiblesses de l'algorithme PSO, en soulignant les forces et les limites de cette approche et enfin ce qui nous importe le plus dans notre mémoire son application sur un régulateur PI.

### **3.2 Définitions de Base**

En recherche opérationnelle, il n'est souvent pas possible de déterminer une méthode exacte pour résoudre un problème d'optimisation. Dans de tels cas, il peut être utile de chercher des problèmes similaires qui ont déjà été résolus. Si cela ne donne aucun résultat, on peut avoir recours à une heuristique, qui est un algorithme fournissant une solution approximative. Les heuristiques sont généralement simples et intuitives, basées sur des observations et du bon sens. Leur principe est de rechercher plusieurs solutions possibles et de retenir la meilleure. Elles peuvent impliquer une part de hasard pour explorer un plus grand nombre de solutions possibles, mais nécessitent souvent plusieurs exécutions pour tendre vers la solution optimale [6].

Il existe des heuristiques qui sont considérées comme des métaheuristiques. Ces algorithmes sont conçus pour être réutilisés dans différents problèmes d'optimisation, avec des principes génériques adaptables selon les besoins. La descente stochastique est la méthode heuristique la plus couramment utilisée et la plus simple. Elle est appliquée pour minimiser un problème en sélectionnant une solution initiale, puis en choisissant aléatoirement l'un de ses voisins :

- Si la valeur de la fonction objective de cette nouvelle solution est inférieure, elle devient le nouveau point de référence et on explore ses voisins.
- Si la valeur de la fonction objective n'est pas inférieure, on continue à chercher un autre voisin jusqu'à ce que l'on ne puisse plus trouver de meilleure solution, ce qui marque la fin du processus.

### 3.2.1 Définition de l'Optimisation

Le but d'un problème d'optimisation est de trouver le minimum ou le maximum (optimum) d'une fonction donnée. Dans certains cas, les variables de la fonction à optimiser sont contraintes à évoluer dans une certaine partie de l'espace de recherche, ce qui donne lieu à un type particulier de problème appelé problème d'optimisation sous contraintes [6].

### 3.2.2 Fonction Objective

La fonction objective, également appelée fonction de coût, critère d'optimisation ou fitness, est le nom donné à la fonction que l'algorithme d'optimisation doit optimiser pour trouver un optimum.

## 3.3 Optimisation par Essaim de Particules (PSO)

### 3.3.1 Origines

Le concept d'intelligence d'essaim (swarm intelligence « SI ») a été introduit dans le domaine de l'informatique et de l'intelligence artificielle en 1989, inspiré par des études en neurosciences, psychologie cognitive, éthologie sociale et sciences comportementales. C'est un paradigme collectif et intelligent distribué novateur pour résoudre des problèmes, principalement dans le domaine de l'optimisation, sans contrôle centralisé ni modèle global. Le point de départ était la réalisation que de nombreuses limites et inconvénients observés dans le cadre de l'intelligence artificielle peuvent être attribués à l'hypothèse selon laquelle l'intelligence est basée dans des esprits individuels, négligeant la contribution fondamentale de la socialité. Par conséquent, le concept d'essaim - inspiré par le comportement collectif des animaux sociaux tels que les

oiseaux, les poissons, les fourmis, les abeilles et les termites - a été introduit pour étudier les systèmes distribués multi-agents d'intelligence [27]. Les premières simulations

Kennedy et Eberhart 1995 ont été influencées par le travail de Heppner et Grenander et impliquaient des analogues de troupeaux d'oiseaux cherchant du maïs. Celles-ci se sont rapidement développées [28], cherchant à modéliser des interactions sociales entre des « agents » devant atteindre un objectif donné dans un espace de recherche commun, chaque agent ayant une certaine capacité de mémorisation et de traitement de l'information. La règle de base était qu'il ne devait y avoir aucun chef d'orchestre, ni même aucune connaissance par les agents de l'ensemble des informations, seulement des connaissances locales[6]. se développant en une méthode d'optimisation puissante - l'optimisation par essaim de particules (PSO)[28].

### **3.3.2 Principe de la Technique PSO**

Un essaim est une population d'agents simples et homogènes effectuant des tâches plutôt élémentaires et interagissant localement entre eux et avec leur environnement, sans contrôle central : un comportement collectif émerge comme conséquence de l'auto-organisation et des interactions locales (et partiellement stochastiques). En effet, bien que ces agents (individus de l'essaim) soient relativement peu sophistiqués avec des capacités limitées en eux-mêmes, la capacité d'atteindre le but final de la résolution de problèmes est fournie par leurs modèles comportementaux et d'interaction à travers le partage d'informations[27]. La méthode PSO est basée sur l'observation du comportement social des animaux en groupe tels que les bancs de poissons, comme décrit par Wilson en 1975 et Reynolds en 1987, (Figure 3-1).



Figure 3-1: Groupe de : (a) oiseaux, (b) poissons[27]

Bien que chaque individu dans le groupe ait une intelligence limitée et une connaissance locale de sa situation, ils sont capables de mouvements complexes en utilisant des règles simples telles que "aller à la même vitesse que les autres" et "rester proche de ses voisins". Ces comportements permettent aux animaux de maintenir la cohésion du groupe et de mettre en œuvre des comportements collectifs complexes et adaptatifs. Ainsi, l'intelligence globale du groupe résulte des interactions locales entre les différentes particules de l'essaim et la performance du système entier est supérieure à la somme des performances de ses parties. Kennedy et Eberhart ont utilisé ces comportements socio-psychologiques pour créer le PSO, dans lequel un groupe de particules survole l'espace de recherche pour trouver l'optimum global. Le mouvement de chaque particule est influencé par trois composantes :

- ❖ Une composante physique : la particule tend à suivre sa direction courante de déplacement.
- ❖ Une composante cognitive : la particule tend à se diriger vers le meilleur site par lequel elle est déjà passée.
- ❖ Une composante sociale : la particule tend à se fier à l'expérience de ses congénères et, ainsi, à se diriger vers le meilleur site déjà atteint par ses voisins.

Dans le cas d'un problème d'optimisation, la qualité d'un site de l'espace de recherche est déterminée par la valeur de la fonction objective en ce point. La Figure (3-2) illustre la stratégie de déplacement d'une particule [29]

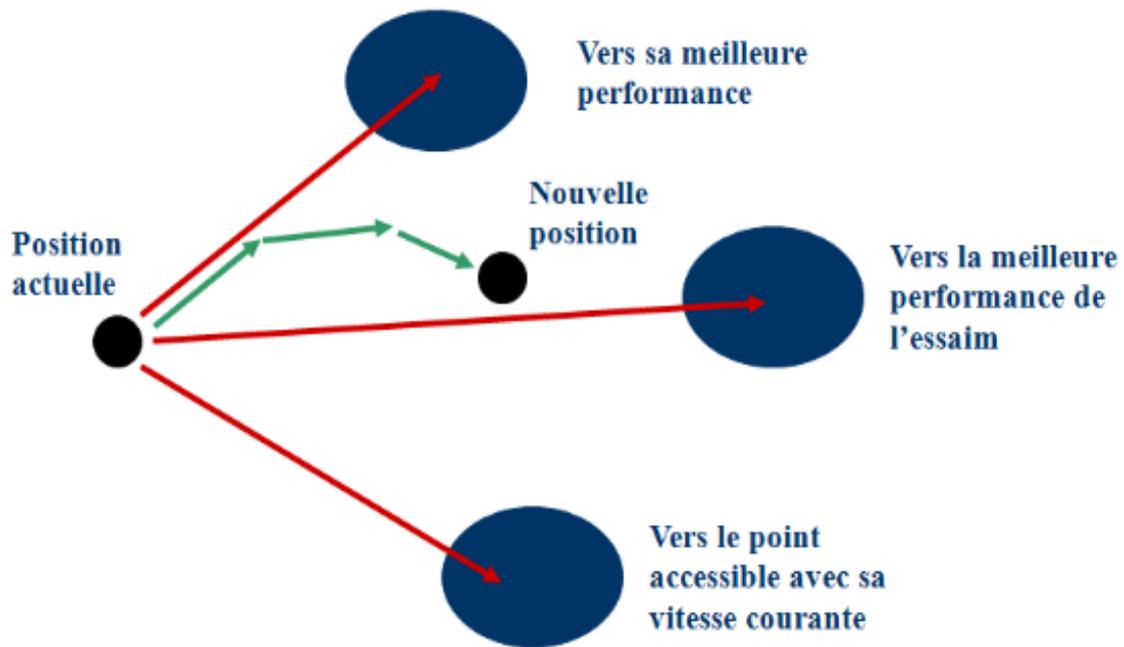


Figure 3-2: Déplacement d'une particule[29]

### 3.3.3 Principe de l'Algorithme PSO

La nuée de particules est bien plus qu'une simple collection de particules. Une particule en elle-même n'a presque aucun pouvoir pour résoudre un problème ; le progrès n'intervient que lorsque les particules interagissent [28].

Le principe de fonctionnement du PSO est assez simple. PSO est initialisé avec un groupe de particules aléatoires, chacune représentant une solution potentielle du problème d'optimisation auxquelles des positions et des vitesses aléatoires sont attribuées.

La recherche d'optima à travers des procédures itératives est l'étape suivante de l'algorithme où la position des particules est ajustée en fonction de leur propre expérience et de celle des autres particules. La mise à jour se fait en ajustant la position et la vitesse de chaque particule en fonction de deux facteurs principaux : la meilleure solution trouvée par la particule elle-même (appelée «pbest») et la meilleure solution trouvée par ses voisins (appelée «gbest»).

La position de chaque particule est mise à jour en fonction de sa position actuelle, de sa vitesse et de la meilleure solution trouvée par la particule elle-même. La vitesse de chaque particule est

mise à jour en fonction de sa vitesse actuelle, de la différence entre la position actuelle et la meilleure position de la particule elle-même, et de la différence entre la position actuelle et la meilleure position de l'essaim [30].

Les principaux avantages de PSO par rapport à d'autres algorithmes d'optimisation résident dans la procédure relativement simple de PSO. En effet, l'équation de mise à jour de la vitesse (Eq. 3-1) et l'équation de position (Eq. 3-2) sont les seules équations nécessaires dans PSO [30].

Les paramètres de l'algorithme PSO, tels que le nombre de particules et le nombre d'itérations, peuvent être ajustés en fonction des besoins du problème d'optimisation spécifique. Les performances de l'algorithme PSO dépendent également de la fonction objective utilisée pour évaluer les solutions potentielles.

### 3.3.4 Formulation Mathématique de l'Algorithme PSO

Dans un espace de recherche de dimension  $D$ , la particule  $i$  de l'essaim est modélisée par son vecteur position  $\vec{X} = (x_{i1}, x_{i2}, x_{i3}, \dots, x_{iD})$  et par son vecteur vitesse  $\vec{V} = (v_{i1}, v_{i2}, v_{i3}, \dots, v_{iD})$ . Cette particule garde en mémoire la meilleure position par laquelle elle est déjà passée, que l'on note  $\vec{P} = (p_{i1best}, p_{i2best}, p_{i3best}, \dots, p_{iDbest})$ . La meilleure position atteinte par toutes les particules de l'essaim est notée  $\vec{G} = (g_{1best}, g_{2best}, g_{3best}, \dots, g_{Dbest})$ .

Au temps  $t$ , le vecteur vitesse est calculé à partir de l'équation 3-1, [29]

$$v_{ij}(t) = w \cdot v_{ij}(t-1) + c_1 \cdot r_1 \cdot (p_{ijbest}(t-1) - x_{ij}(t-1)) + c_2 \cdot r_2 \cdot (g_{jbest} - x_{ij}(t-1)), \quad 3-1$$

$$j \in \{1, \dots, D\}$$

La position au temps  $t$  de la particule  $i$  est alors définie par l'équation 3-2 :

$$x_{ij}(t) = x_{ij}(t - 1) + v_{ij}(t), j \in \{1, \dots, D\} \quad 3-2$$

Où [29] :

- $w$  est en général une constante appelée, coefficient d'inertie,  $c_1$  et  $c_2$  sont deux constantes appelées coefficients d'accélération,  $r_1$  et  $r_2$  sont deux nombres aléatoires tirés uniformément dans  $[0,1]$  à chaque itération et pour chaque dimension.
- $w \cdot v_{ij}(t-1)$  correspond à la composante physique du déplacement. Le paramètre
- $w$  contrôle l'influence de la direction de déplacement sur le déplacement futur. Il est à noter que, dans certaines applications, le paramètre  $w$  peut être variable.
- $c_1 \cdot r_1 \cdot (p_{ij\_best}(t - 1) - x_{ij}(t - 1))$  Correspond à la composante cognitive du déplacement où  $c_1$  contrôle le comportement cognitif de la particule.
- $c_2 \cdot r_2 \cdot (g_{j\_best} - x_{ij}(t - 1))$  Correspond à la composante sociale du déplacement, où  $c_2$  contrôle l'aptitude sociale de la particule.

Le coefficient d'inertie est donné par [31] :

$$w = w_{max} - \left( \frac{w_{max} - w_{min}}{t_{max}} \right) * t \quad 3-3$$

Où  $t_{max}$  représente le nombre maximum d'itérations autorisées,  $t$  représente le nombre actuel d'itérations, et  $w_{max}$  et  $w_{min}$  sont les valeurs initiales et finales de l'inertie.

En général, on croit que dans le PSO, le poids d'inertie est utilisé pour équilibrer la recherche globale et la recherche locale, et un poids d'inertie plus important est destiné à la recherche globale tandis qu'un poids d'inertie plus faible est destiné à la recherche locale, donc la valeur du poids d'inertie doit diminuer graduellement avec le temps[32].

Chaque particule dans un algorithme PSO se déplace dans un espace de recherche multidimensionnel en volant. Pendant le vol, la position de chaque particule est ajustée en fonction de son expérience individuelle, ( $p_{ij\_best}$ ) t selon l'expérience d'une particule voisine ( $g_{ij\_best}$ ) servie la meilleure position produite par elle-même et son voisin [6].

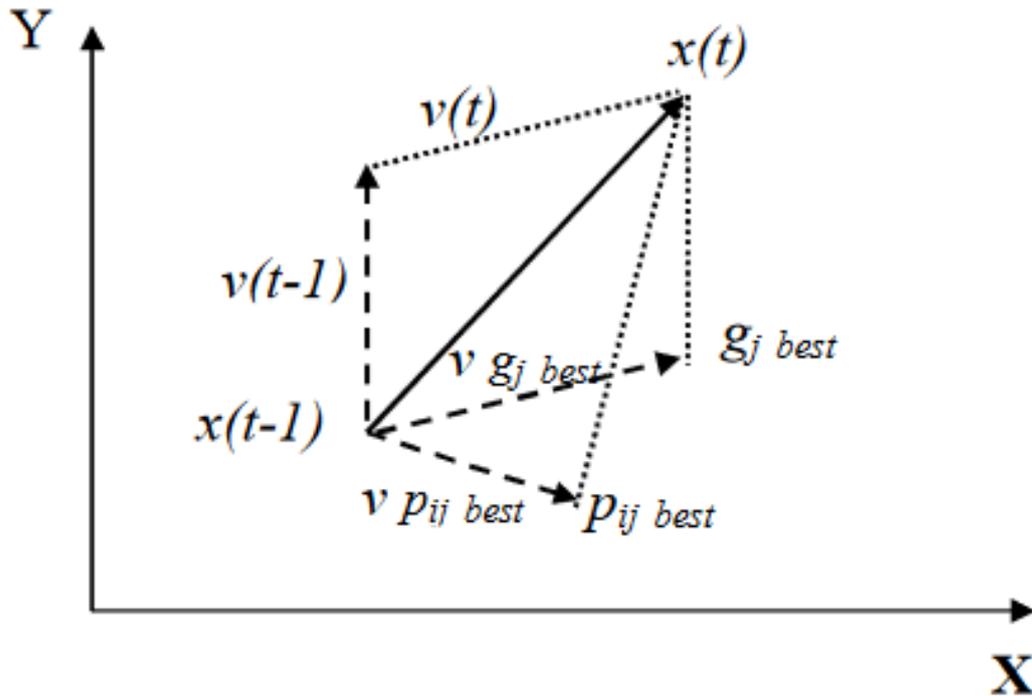


Figure 3-3: Schéma vectorielle du déplacement d'une particule[6]

A chaque itération de l'algorithme, chaque particule est déplacée suivant les équations (3-1) et (3-2). Une fois le déplacement des particules effectué, les nouvelles positions sont évaluées. Les  $\vec{P}_{i\ best}$  ainsi que  $\vec{G}_{best}$  sont alors mises à jour. Cette procédure est résumée par l'algorithme.

Le choix du critère d'arrêt dans un problème donné peut varier en fonction des circonstances. Si l'optimum global est connu à l'avance, une erreur admissible " $\epsilon$ " peut être utilisée comme critère d'arrêt. Dans les autres cas, il est fréquent d'utiliser un nombre maximal d'évaluations de la fonction objectif ou d'itérations comme critère d'arrêt. Cependant, d'autres critères de fin peuvent être considérés en fonction des spécificités du problème et des attentes de l'utilisateur [29].

### 3.3.5 Algorithme d'optimisation par l'essaim de particules

1-Initialisations aléatoires des positions et des vitesses de chaque individu uniformément réparties dans l'espace de recherche D, avec le nombre d'itérations comme critère d'arrêt dans ce cas-là.

2- pour chaque particule  $i$ ,  $\vec{P}_{i\ best} = \vec{X}_i$

3- tant que le critère n'est pas atteint exécuter le programme :

Pour  $i=1$  à  $N$  exécuter ;

4-Déplacement des particules grâce aux équations de positions et de vitesse

5-Evaluation des nouvelles positions :

Si  $f(\vec{X}_i) < f(\vec{P}_{i\ best})$

Alors  $\vec{P}_{i\ best} = \vec{X}_i$  désignant la nouvelle meilleure position pour l'individu en question

Et Si  $f(\vec{P}_{i\ best}) < f(\vec{G}_{best})$

6-alors  $\vec{G}_{best} = \vec{P}_{i\ best}$  désignant la nouvelle meilleure position pour tout l'essaim initialisant ainsi les nouvelles valeurs positions et vitesse de la prochaine itération en utilisant les données de la dernière et des nouvelles positions.

7-Répétition de l'exécution jusqu'au critère d'arrêt.

La figure 3-4 montre l'organigramme général de la méthode PSO,[6] :

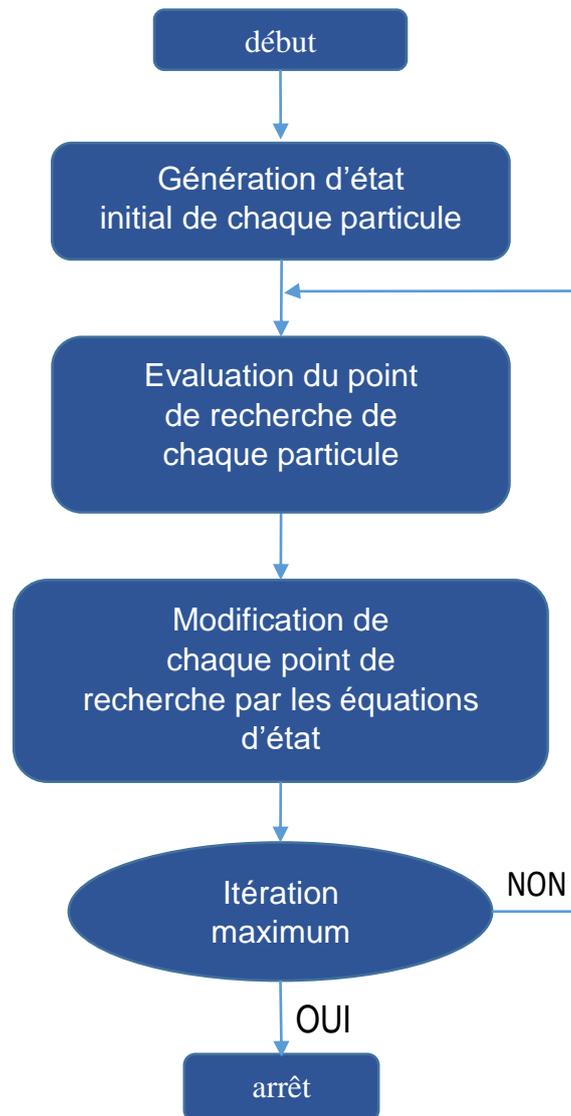


Figure 3-4: Organigramme général de la méthode PSO

## 3.4 Avantages et inconvénients de l'algorithme PSO

### 3.4.1 Avantages

Aux vues de sa capacité à permettre une exploration aléatoire de l'espace de solution ainsi prenant en compte un très grand nombre de solution possible l'algorithme PSO présente un avantage certain sur les méthodes classiques. En plus de sa mise œuvre simple donnant de très bon résultat convergeant rapidement avec peu de paramètres à ajuster.

La qualité des résultats est facilement améliorer par une plus grande population ce qui permet à l'algorithme de couvrir un espace de recherche plus large et d'explorer davantage la surface

de la fonction à optimiser, ou bien d'utiliser des mécanismes de diversification tels que des opérateurs de perturbation, permet d'explorer des régions de l'espace de recherche qui ne sont pas atteintes par la recherche locale et d'empêcher l'algorithme de converger prématurément vers des solutions sous-optimales.

### 3.4.2 Inconvénients

L'algorithme PSO a deux inconvénients principaux :

Le premier inconvénient est que l'essaim peut prématurément converger s'il n'est pas bien paramétré.

Le deuxième inconvénient est que les approches stochastiques ont un problème de dépendance tout changement d'un de leurs paramètres peut avoir un effet sur le fonctionnement de l'algorithme tout comme sur la solution obtenue.[33]

## 3.5 Optimisation du régulateur PI en utilisant la méthode PSO pour la commande de la GADA

Cette partie est dédiée à l'optimisation des régulateurs PI utilisés pour le contrôle de la puissance active et réactive de la commande vectorielle appliquée à la GADA (générateur asynchrone à double alimentation) où les équations de ce générateur sont citées dans le chapitre II.

### 3.6 Indices de performance d'un Régulateur PI

Le régulateur PI étant un système linéaire du premier ordre avec une entrée et une sortie se définit par sa fonction de transfert dans le domaine de Laplace par l'équation suivante :

$$C(p) = K_p + \frac{K_i}{p}$$

Où :

$K_p$  : Constante de proportionnalité ou gain proportionnel

$K_i$  : Constante d'intégration ou gain intégral.

Les indices couramment utilisés sont définies de la façon suivante [6] :

L'intégral de la valeur absolue de l'erreur (IAE, Integration Absolute Error) est définie par :

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad 3-4$$

L'intégral du produit de l'erreur par le temps (ITAE, Integration Time Absolute Error) est définie par :

$$ITAE = \int_0^{\infty} t \cdot |e(t)| dt \quad 3-5$$

Integral de l'erreur quadratique (ISE, Integrated of Squared Error) est définie par:

$$ISE = \int_0^{\infty} e^2(t) dt \quad 3-6$$

Où  $e(t)$  est l'erreur entre la consigne (valeur désirée) et la valeur mesurer.

Telle que :

$$e(t) = P_s^* - P_s \quad 3-7$$

$P_s^*$  : Puissance active de référence statorique,

$P_s$  : Puissance active mesurer statorique.

Le but de l'algorithme PSO est de réduire au minimum la fonction objective, pour cela on a choisi l'équation :

$$ITAE = \int_0^{\infty} t \cdot |e(t)| dt \quad 3-8$$

L'algorithme PSO est utilisé pour déterminer les paramètres du régulateur PI ( $K_p$  et  $K_i$ ) (utilisé pour compensée l'erreur entre les puissances statorique mesurer et les puissances de référence statorique dont l'erreur est l'écart entre les deux puissances « sortie et référence ») où toutes les particules dans cet algorithme sont décodées en deux dimensions pour  $K_p$  et  $K_i$ .

La figure (3-5) présente le schéma bloc global d'implantation de l'algorithme PSO pour l'ajustement des gains  $K_p$  et  $K_i$  du régulateur PI.

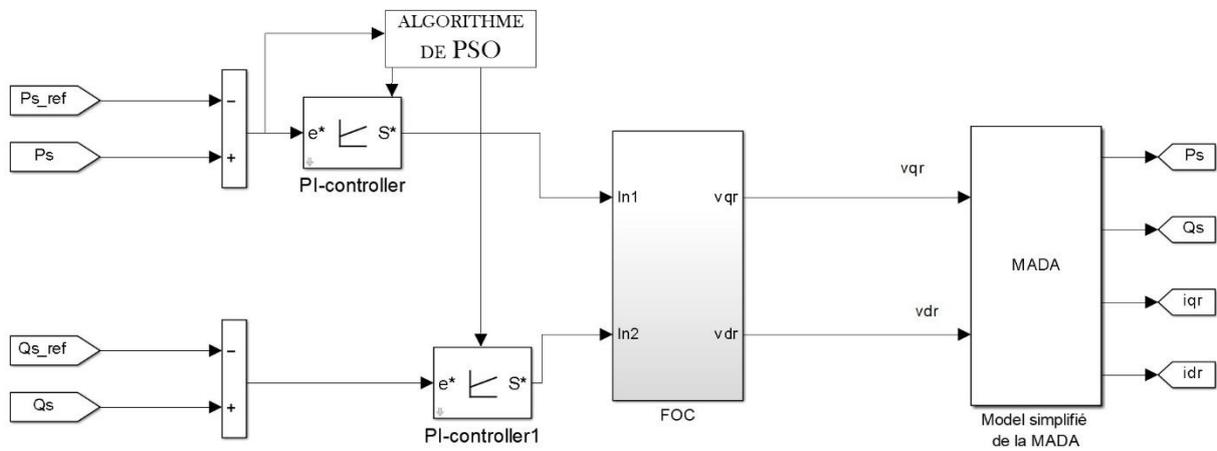
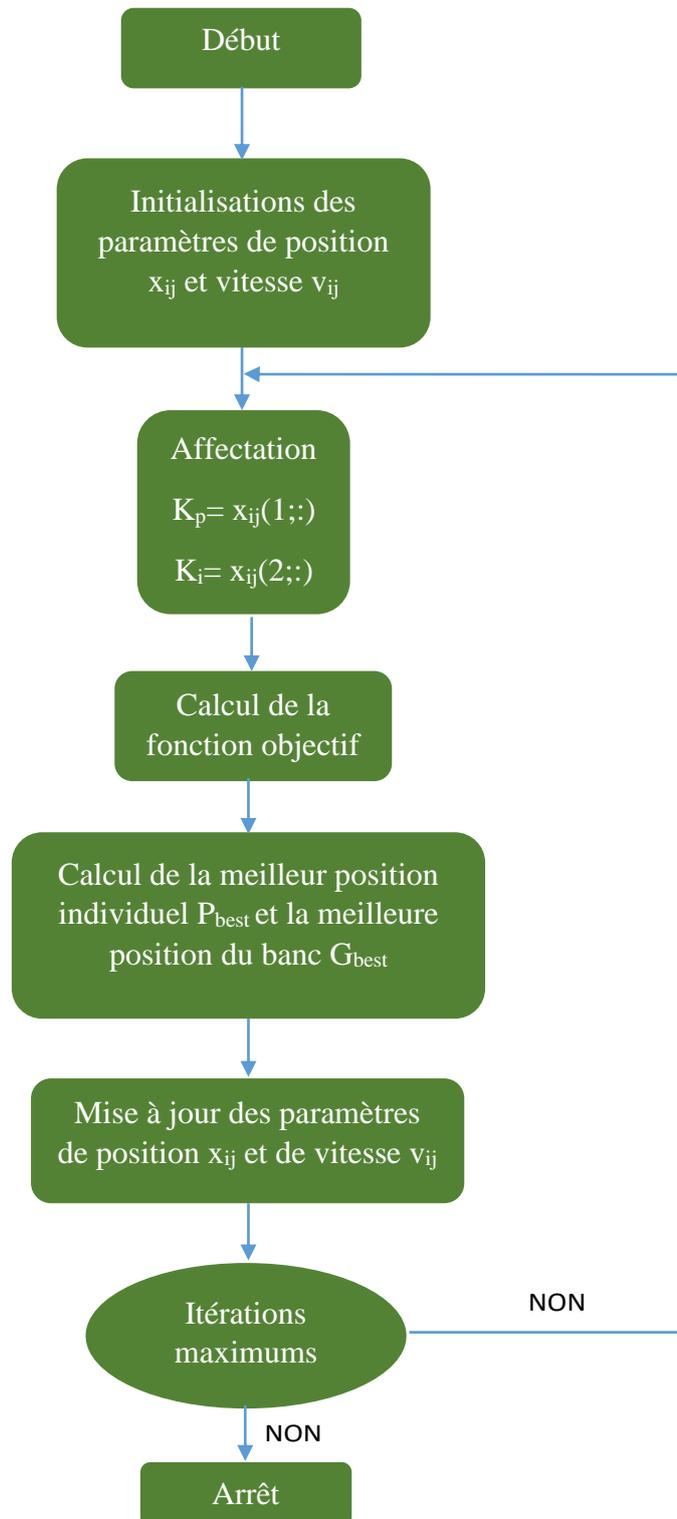


Figure 3-5: Schéma bloc global d'implantation de l'algorithme PSO

Pour la mise en œuvre informatique de l'algorithme PSO, nous avons exploité les équations (3-1) et (3-2) pour le développement d'un programme sous le logiciel Matlab qu'on peut le schématiser sous l'organigramme présenté par la figure 3-6.

Figure 3-6: Organigramme de l'algorithme PSO pour l'ajustement des gains  $K_p$  et  $K_i$

### 3.7 Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter l'optimisation du régulateur PI en utilisant la méthode de l'Optimisation par Essaim de Particules (PSO) pour la commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA). Nous avons commencé par définir les bases de l'optimisation, en mettant en évidence la nature de l'optimisation et la fonction objectif à optimiser. Ensuite, nous avons examiné en détail l'Optimisation par Essaim de Particules (PSO), en retraçant ses origines et en expliquant le principe de cette technique. Nous avons également formulé mathématiquement l'algorithme PSO et présenté son application concrète dans le contexte de l'optimisation. Par la suite, nous avons évalué les avantages et les inconvénients de l'algorithme PSO, en soulignant ses points forts et ses limitations. Enfin, nous avons étudié l'optimisation du régulateur PI en utilisant la méthode PSO pour la commande du MADA, en énumérant les indices de performance pertinents dans ce domaine. Les résultats obtenus dans ce chapitre serviront de fondement pour la mise en œuvre de l'optimisation du régulateur PI dans les chapitres suivants de ce mémoire de fin d'étude, contribuant ainsi à l'amélioration de la commande de la MADA.

# Chapitre 4

**Simulation et discussion des résultats**

## 4 Chapitre 4 : Simulation et discussion des résultats

### 4.1 Introduction

Ce chapitre présente les résultats obtenus dans le dimensionnement des coefficients du correcteur PI en utilisant deux approches différentes : la méthode de compensation du pôle et l'algorithme d'optimisation par essaim de particules (PSO). Nous examinerons les performances des deux méthodes et discuterons des avantages de l'une par rapport à l'autre à titre de comparaison. Les résultats obtenus fourniront des informations précieuses sur l'efficacité de chaque approche dans le contexte spécifique du dimensionnement du correcteur PI.

### 4.2 Résultat de la première simulation

Cette section de l'étude visait à analyser et visualiser le comportement de la commande d'une GADA. Pour cela, nous avons soumis le système à des échelons de puissance active et réactive statoriques, afin d'évaluer sa réponse dans différentes situations. Les puissances de référence (active et réactive) appliqués au système sont présentées dans le tableau 4-1,

Tableau 4-1: Echelons des puissances active et réactive appliqués à la GADA

Intervalle de temps	$P_{ref}(W)$	$Q_{ref}(Var)$
[0s – 1s]	-5000	0
[1s – 1.5s]	-7000	0
[1.5s – 3s]	-7000	-2500
[3s – 4s]	-6000	-2500
[4s – 6s]	-6000	-1500

Les paramètres de la machine asynchrone à double alimentation (MADA), utilisée en mode générateur, sont exposés dans l'annexe.

Afin d'évaluer la capacité du système à ignorer les perturbations et à suivre les signaux de référence, une perturbation a été introduite au moment  $t = 2.3(s)$ . Cette perturbation correspond à une variation brusque de la vitesse de rotation de l'arbre de la GADA, passant de

290(rad/s) à 320(rad/s). L'objectif était de vérifier si le système était capable de compenser cette perturbation et de maintenir la trajectoire de la valeur de référence.

La simulation avec MATLAB Simulink a donné les résultats représentés dans la figure (4-1) et la figure (4-2).

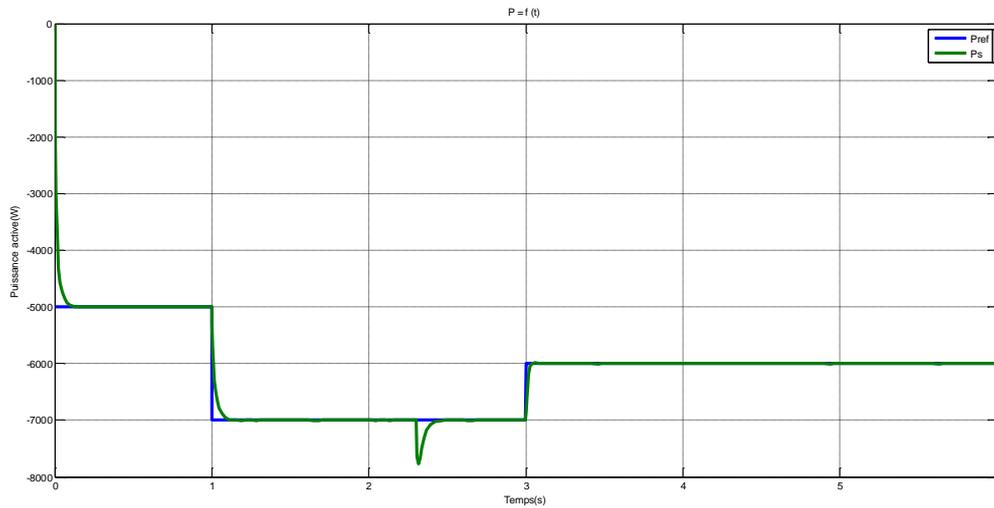


Figure 4-1: Puissance active statorique de la commande directe

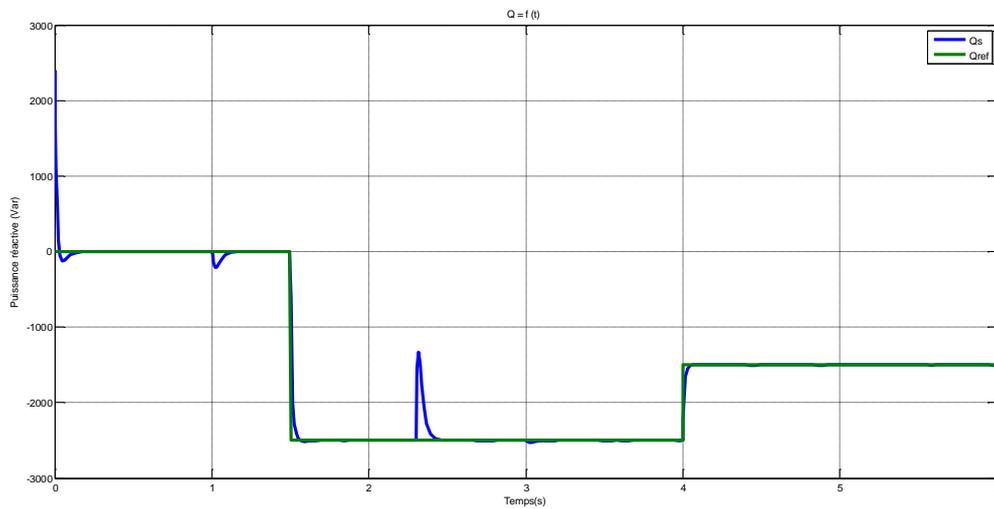


Figure 4-2: Puissance réactive statorique de la commande directe

### 4.2.1 Discussion et interprétation

On remarque que les puissances statoriques suivent rapidement leur signal référence, avec un petit dépassement raisonnable pour la courbe de la puissance réactive, De plus les variations des échelons démontrent un bon découplage entre les deux axes de commande (d et q) avec des oscillations négligeables. Par ailleurs, l'impact de la perturbation sur la sortie du système est clairement observé, notamment à  $t = 2.3(s)$  où les puissances statoriques subit une variation indésirable. Cependant, grâce à un dimensionnement approprié du correcteur PI, la puissance statorique revient rapidement sur la trajectoire du signal de référence en quelques millisecondes.

### 4.3 Résultats de la deuxième simulation

Pour la présente simulation, les paramètres suivants ont été sélectionnés afin d'obtenir des résultats satisfaisants pour ce mémoire de fin d'étude. Le nombre de population a été fixé à 15, et le nombre d'itérations à 10. Ces valeurs de configuration ont démontré leur efficacité dans nos expérimentations.

Nous avons utilisé les paramètres  $c_1=c_2=2$  et  $w_1=0.4$  ;  $w_2=0.9$ , conformément à des études préalables (par exemple[34]) pour notre algorithme PSO.

Tableau 4-2: Paramètres du PSO

$C_1=C_2$	2
$W_1$	0.4
$W_2$	0.9
NoPo	15
NoIter	10
Upper bande [ $Ub_{Kp}$ ; $Ub_{Ki}$ ]	[100 ; 100]
Lower bande [ $Lb_{Kp}$ ; $Lb_{Ki}$ ]	[0 ; 0]

Suite à l'exécution du processus d'optimisation à l'aide du fichier script contenant le programme de l'algorithme PSO, les coefficients suivants ont été obtenus :

$$\begin{cases} K_p = 74.618224 \\ K_i = 11.748938 \end{cases}$$

Ces coefficients représentent les gains optimaux du correcteur PI obtenus par la méthode PSO qui minimisent l'erreur de réponse du système.

L'introduction de ces coefficients dans le modèle de commande directe appliqué à la GADA donne lieu aux courbes représentées dans la figure (4-3) et la figure (4-4).

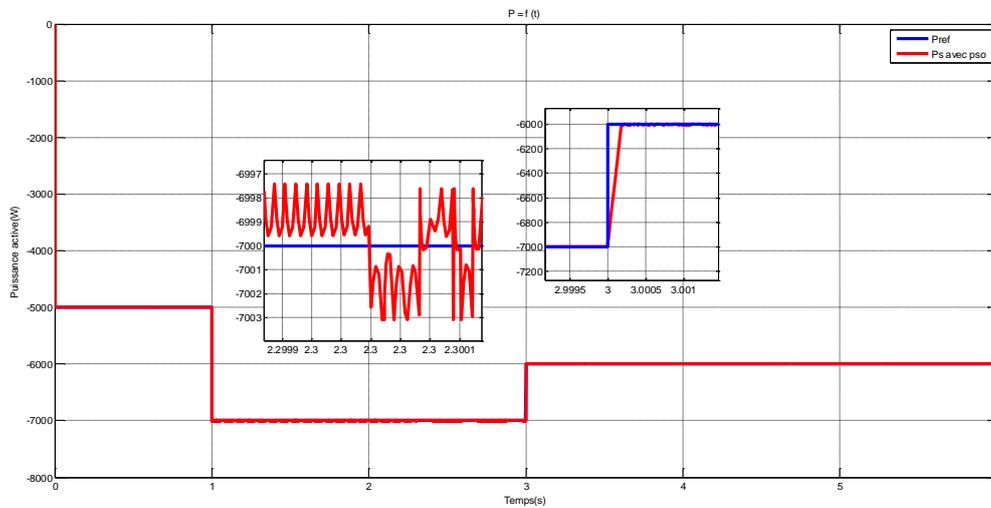


Figure 4-3: Puissance active statorique

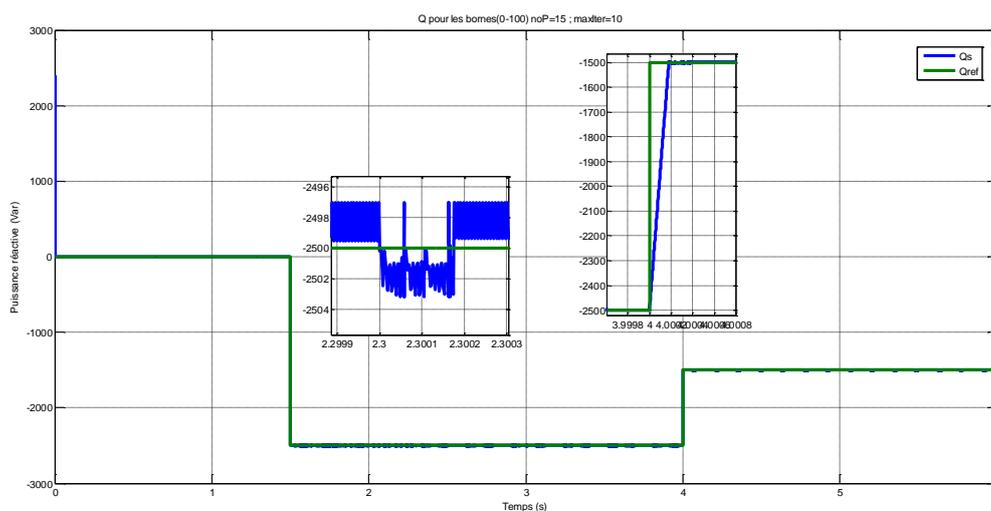


Figure 4-4: Puissance réactive statorique

### 4.3.1 Discussion des résultats

L'utilisation de la fonction objective ITAE pour l'optimisation des coefficients du régulateur PI a donné des résultats prometteurs. L'ITAE tient compte à la fois de l'amplitude et du temps de réponse de l'erreur, ce qui permet de trouver des coefficients qui minimisent efficacement cette erreur. Cependant, il convient de souligner que d'autres fonctions objectives peuvent également être utilisées en fonction des spécifications du système et des objectifs de performance.

La configuration choisie avec 15 particules et 10 itérations a donné des résultats satisfaisants, mais il est important de noter que l'ajustement de ces paramètres peut avoir un impact significatif sur les performances de l'algorithme. Une augmentation du nombre de particules et d'itérations peut permettre d'explorer plus efficacement l'espace de recherche et éventuellement d'obtenir des résultats encore meilleurs en termes de réduction de l'erreur.

Le système est resté stable et a su ignorer la perturbation (imposer à  $t=2.3$ ), par contre ces deux signaux contiennent des fluctuations de faible amplitude et de forte fréquence due à l'erreur statique.

Les signaux de sortie suivent rapidement et sans dépassement la variation des signaux de références et ça est due au bon découplage des axes (d et q).

## 4.4 Comparaison entre le résultat des deux simulations :

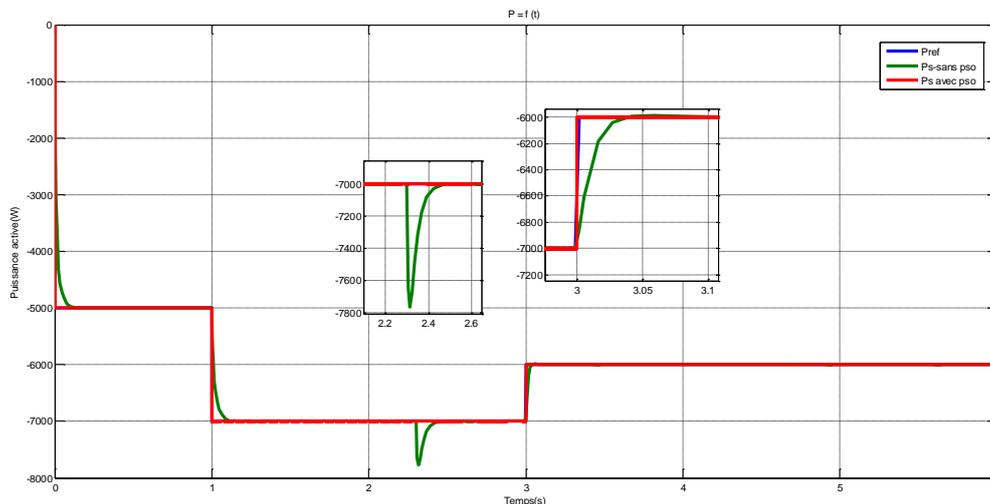


Figure 4-5: comparaison entre Pref , Ps sans pso et Ps avec pso

Il est observé que le système équipé d'un régulateur PI dimensionné à l'aide de l'algorithme PSO (avec les paramètres suivants :  $c_1=c_2=2$  ;  $w_1=0.4$  ;  $w_2=0.9$  ; une population de 15 individus et 10 itérations) a présenté une meilleure capacité à suivre le signal de référence par rapport au système utilisant la méthode classique de la compensation de pôles pour dimensionner le régulateur PI. En effet, ce système a réussi à totalement ignorer la perturbation introduite à  $t=2.3$  s et a pu suivre sans retard la variation abrupte du signal de référence, contrairement au système avec un régulateur PI dimensionné de manière classique. Par conséquent, l'algorithme PSO a permis d'améliorer la robustesse du système.

## 4.5 Conclusion

Ce chapitre a permis de comparer les résultats obtenus par le dimensionnement des coefficients du correcteur PI en utilisant la méthode de placement de pôle et l'algorithme d'optimisation par essaim de particules (PSO). Les performances des deux approches ont été évaluées et discutées en détail. La méthode de placement de pôle a montré une bonne précision, mais elle peut être limitée par la complexité du système et l'expérience nécessaire pour sélectionner les pôles appropriés. En revanche, l'algorithme PSO a démontré sa capacité à trouver des solutions optimales dans un espace de recherche complexe, mais il peut nécessiter plus de temps de calcul et être sensible au réglage des paramètres.

# **Conclusion**

## **générale**

## 5 Conclusion générale

En conclusion, ce mémoire a abordé la modélisation et la commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) dans un système à vitesse variable avec un régulateur PI dimensionner analytiquement puis le but a été d'essayer d'optimiser se régulateur.

Et pour cela on a commencé dans le chapitre 1 à introduire le domaine de la MADA en fournissant une description détaillée de la machine, de son intérêt et de sa configuration spécifique à vitesse variable. De plus, les différents modes de fonctionnement de la MADA, tels que le fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone, moteur hyper-synchrone, générateur hypo-synchrone et générateur hyper-synchrone on était aussi abordé. En outre, diverses configurations de la MADA à rotor bobiné, telles que la structure de Schérbius avec convertisseur MLI et la structure de Schérbius avec convertisseur matriciel.

Le chapitre 2 s'est concentré sur la modélisation et la commande vectorielle de la MADA. La modélisation a été réalisée en utilisant des équations électriques et magnétiques, avec l'application de la transformation de Park. Différents référentiels ont été discutés pour choisir le mieux adapter à la commande vectorielle. Les principes et objectifs de la commande vectorielle ont été présentés, avec une attention particulière portée à la commande en puissance et à la mise en place d'un régulateur PI.

Le chapitre 3 a introduit l'optimisation par essaim de particules (PSO). Les concepts de base de l'optimisation et de la fonction objective ont été définis. L'algorithme PSO a été expliqué en détail, avec une formulation mathématique précise. Les avantages et les inconvénients de l'algorithme PSO ont été discutés. L'optimisation du régulateur PI en utilisant la méthode PSO pour la commande de la MADA a été explorée, en mettant en évidence les indices de performance du régulateur.

Le chapitre 4 a présenté les résultats des simulations effectuées. Les discussions et les interprétations des résultats ont été fournies, en mettant en évidence les performances du système étudié. Une comparaison entre les résultats des deux simulations a été réalisée, permettant d'évaluer l'efficacité de la commande vectorielle et de l'optimisation du régulateur PI avec la méthode PSO.

En résumé, ce mémoire a fourni une étude de la MADA dans un système à vitesse variable. Il a couvert la modélisation, la commande vectorielle, l'optimisation par essaim de particules, et

a présenté des résultats de simulation pertinents. Les connaissances et les résultats obtenus dans ce mémoire peuvent contribuer à l'amélioration des performances des systèmes utilisant la MADA et ouvrir de nouvelles perspectives de recherche dans le domaine.

En conclusion, ce mémoire a permis d'approfondir les connaissances sur la modélisation et la commande machine asynchrone à double alimentation. L'utilisation de l'algorithme PSO pour l'optimisation du régulateur PI a montré des résultats meilleurs que celles du régulateur PI dimensionné analytiquement. Cependant, les résultats obtenus et les observations enregistrées suggèrent plusieurs perspectives de recherche et de réalisations pratiques intéressantes pour améliorer l'exploitation de la machine asynchrone à double alimentation :

- Explorer l'application de techniques de commande robustes, telles que la commande floue en mode glissant, pour obtenir des performances encore améliorées.
- Examiner d'autres méthodes d'optimisation plus avancées que l'algorithme PSO, par exemple en explorant l'hybridation entre les algorithmes génétiques et le PSO, afin d'obtenir une optimisation plus efficace.
- Envisager l'implémentation en temps réel des coefficients résultant de l'optimisation par l'algorithme PSO dans les correcteurs de puissance active et réactive, ce qui permettrait une régulation plus précise et réactive du système.

# Annexe

## 6 Annexe

Les paramètres de la machine asynchrone à double alimentation (MADA), utilisée en mode générateur, sont exposés dans le tableau 5-1. Ces paramètres décrivent les caractéristiques spécifiques de la machine, tels que sa puissance nominale et d'autres paramètres pertinents.

Tableau 6-1: paramètres de la simulation

Paramètres	Valeurs
Puissance nominale $P_N$	10 (kW)
Tension statorique $V_s$	230 (V)
Nombre de pair de pole $P$	2
Résistance statorique $R_s$	0.455 ( $\Omega$ )
Résistance rotorique $R_r$	0.19 ( $\Omega$ )
Le moment d'inertie $J$	0.3125 (kg .m <sup>2</sup> )
Coefficient de frottement $f$	6.73e-3
Inductance statorique $L_s$	0.07 (H)
Inductance rotorique $L_r$	0.0213 (H)
Mutuelle inductance (statorique - rotorique) $M$	0.034 (H)

# Bibliographie

## 7 Bibliographie

- [1] A. CHEMIDI, "Analyse, modélisation et commande avancée d'une éolienne utilisée dans une ferme," Thèse de Doctorat, Université Abou Bekr Belkaid Tlemcen, 2015.
- [2] S. KAHLA, "Modélisation et commande d'un système éolien," Thèse de Doctorat, UNIVERSITE 8 MAI 1945 GUELMA, 2018.
- [3] J.-W. Van Wingerden et al., "Two-degree-of-freedom active vibration control of a prototyped "smart" rotor," IEEE transactions on control systems technology, vol. 19, no. 2, pp. 284-296, 2010.
- [4] B. Boukhezzar, L. Lupu, H. Siguerdidjane, and M. Hand, "Multivariable control strategy for variable speed, variable pitch wind turbines," Renewable energy, vol. 32, no. 8, pp. 1273-1287, 2007.
- [5] S. Abdeddaim, A. Betka, S. Drid, and M. Becherif, "Implementation of MRAC controller of a DFIG based variable speed grid connected wind turbine," Energy Conversion and Management, vol. 79, pp. 281-288, 2014.
- [6] B. YOUCEF, "Contribution à l'étude et à la Commande Robuste d'un Aérogénérateur Asynchrone à Double Alimentation," Thèse de Doctorat, Université de Biskra-Mohamed Khider, 2014.
- [7] H. Bennani, "Machine asynchrone à double alimentation: Les lois de commande en régime permanent," Thèse de Master, Université Laval, 2011.
- [8] A. Chaiba, "Commande de la machine asynchrone à double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle," Thèse de Doctorat, Université de Batna 2, 2010.
- [9] A. ZEMMIT, "Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes," Thèse de Doctorat, Université de M'sila, 2017.
- [10] R. BEHLOUL and S. A. MOKRANI, "Etude, Modélisation Et Commande d'une Eolienne A Base d'une MADA," Directeur: Mr. A. CHEMIDI/Co-directeur: Mr. A. TAHOUR, Thèse d'ingénieur, Ecole Supérieur en Sciences Appliquées Tlemcen, 2020.
- [11] A. CHEMIDI, "Analyse, modélisation et commande avancée d'une éolienne utilisée dans une ferme," Thèse de Doctorat, Université de Tlemcen, 2015.
- [12] F. Poitiers, "Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne-machine asynchrone a cage autonome-machine asynchrone a double alimentation reliée au réseau," Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 2003.
- [13] R. Abdessemed and M. Kadjoudj, "Modélisation des machines électriques," Presses de l'université de Batna, Algérie, 1997.
- [14] A. Boyette, "Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne," Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré-Nancy I, 2006.
- [15] G. Salloum, "Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation," Thèse de Doctorat, INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE 2007.
- [16] T. Laamayad, "Commande Optimale d'une Machine Asynchrone Apport de La Logique Floue," Thèse de Magister, Université de Batna 2, 2008.
- [17] M. Bouharkat, "Etude de l'évolution des courants rotoriques d'une machine asynchrone a cage en regime dynamique," Thèse de Doctorat , Université El Hadj Lakhder Batna, Faculté des Sciences de l'Ingenieur, 2005.
- [18] Y. Bekakra, "Etude et commande du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) par différentes techniques avancées," Thèse de Magister, University of Eloued 2010, جامعة الوادي.
- [19] S. Drid, "Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation: théorie et expérimentation," Contribution to the Modeling and Robust Control of a Double Feed Flux

- Induction Machine with Optimized Feed Structure: Theory and Experimentation), PhD Thesis, University of Batna, Algeria, 2005.
- [20] S. El Aimani, "Modélisation des différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension," Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille, 2004.
  - [21] B. Multon, "Production d'énergie électrique par sources renouvelables," Techniques de l'Ingénieur, Traité de Génie Electrique, 2003.
  - [22] A. R. Naima, "Commode robuste d'une génératrice asynchrone à double alimentation pour la conversion de l'énergie éolienne," Thèse de Doctorat, Université Mouloud Mammeri, 2012.
  - [23] A. Dendouga, R. Abdessemed, M. Bendaas, and A. Chaiba, "Decoupled active and reactive power control of a doubly-fed induction generator (DFIG)," in 2007 Mediterranean Conference on Control & Automation, 2007: IEEE, pp. 1-5.
  - [24] P. J. Moriarty and S. B. Butterfield, "Wind turbine modeling overview for control engineers," in 2009 American Control Conference, 2009: IEEE, pp. 2090-2095.
  - [25] S. Mathew, Wind energy: fundamentals, resource analysis and economics. Springer, 2006.
  - [26] D. Arzelier, "Théorie de Lyapunov, commande robuste et optimisation," Thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier-Toulouse III, 2004.
  - [27] F. Marini and B. Walczak, "Particle swarm optimization (PSO). A tutorial," Chemometrics and Intelligent Laboratory Systems, vol. 149, pp. 153-165, 2015.
  - [28] R. Poli, J. Kennedy, and T. Blackwell, "Particle swarm optimization: An overview," Swarm intelligence, vol. 1, pp. 33-57, 2007.
  - [29] Y. Cooren, "Perfectionnement d'un algorithme adaptatif d'Optimisation par Essaim Particulaire: application en génie médical et en électronique," Thèse de Doctorat, Université Paris-Est, 2008.
  - [30] E. Momeni, D. J. Armaghani, M. Hajihassani, and M. F. M. Amin, "Prediction of uniaxial compressive strength of rock samples using hybrid particle swarm optimization-based artificial neural networks," Measurement, vol. 60, pp. 50-63, 2015.
  - [31] J. Xin, G. Chen, and Y. Hai, "A particle swarm optimizer with multi-stage linearly-decreasing inertia weight," in 2009 International joint conference on computational sciences and optimization, 2009, vol. 1: IEEE, pp. 505-508.
  - [32] D. Wang, D. Tan, and L. Liu, "Particle swarm optimization algorithm: an overview," Soft computing, vol. 22, pp. 387-408, 2018.
  - [33] K. Khanfar and O. Ourzifi, "Optimisation de quelques fonctions difficiles par la méthodes pso," Thèse de Master, Université Larbi Ben M'hidi Oum-El-Bouaghi, 2022.
  - [34] R. C. Eberhart and Y. Shi, "Comparing inertia weights and constriction factors in particle swarm optimization," in Proceedings of the 2000 congress on evolutionary computation. CEC00 (Cat. No. 00TH8512), 2000, vol. 1: IEEE, pp. 84-88.