



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur
et de la Recherche scientifique
Université Echahid Hama Lakhder d'El-Oued
Faculté des Sciences et de la Technologie



Mémoire de Fin d'Étude
En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologie
Filière: Génie Électrique
Spécialité: Commande Électrique

Thème

Commande Optimisée du GADA
Par La Méthode Essaim de
Particules (PSO)

Réalisé par:
Rehouma Ridha
Maamra Ali

Encadré par:
Dr. Bekakra Youcef

Soutenu en Juin 2015

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A tous les membres de ma famille

A mes parents, a mes frères, a mes sœurs.....

A mon collègue Maamra Ali, qui m'a accompagné pendant le long de cette période pour réaliser ce modeste travail.

A tous mes amis surtout mon collègue

A tous les étudiants de la faculté en génie électrotechnique surtout les étudiants de la 2^{ème} année Master commande électrique promotion 2015.

A tous ceux qui m'ont aidé, de près ou de loin, même qu'il soit un mot d'encouragement et de gentillesse.

A tous ceux que j'aime et qui m'aiment.

A tous ceux qui connaissent REHOUMA RIDHA.

REHOUMA RIDHA.

REMERCIEMENTS

Ce travail n'aurait sans l'appui jamais vu le jour d'un certain nombre de personnes que j'aimerais remercier ici après avoir remercié le grand dieu pour son aide. Nous remercions beaucoup et très beaucoup nos encadreurs Docteur

 *Bekakra Youcef* 

pour avoir bien voulu encadrer ce travail et pour tout ses conseils.
Nous avons remercié aussi tous nos enseignants ainsi que le group administratif de notre département ; et tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

ملخص

Résumé

ملخص - Résumé

ملخص :

في مجال إنتاج الطاقة الكهربائية بسرعة متغيرة أو ثابتة يوجد حل جديد و أصلي يستخدم مولد لاتزامني مزدوج التغذية (GADA)، مخطط ربط هذا المولد يعتمد على الربط المباشر للجزء الثابت مع الشبكة بينما الجزء الدوار مربوط مع الشبكة عن طريق محول كهربائي مستمر/متناوب.

بداية، قدمنا النموذج الرياضي للمولد وذلك لمعرفة سلوك هذا المولد، ثم قمنا بتطبيق التحكم الشعاعي والذي يحقق فك اقتران جيد للاستطاعة الفعالة والردية، حيث معاملات المتحكمات التقليدية من نوع PI المستخدمة في التحكم الشعاعي محسوبة مباشرة من خلال عناصر المولد.

للحصول على أداء أمثل للاستطاعة الفعالة والردية المنتجة من طرف المولد، بحثنا عن حساب معاملات المتحكمات من نوع PI المستعملة في التحكم الشعاعي للمولد اللاتزامني مزدوج التغذية بدون الاعتماد على الطرق التحليلية التقليدية لحساب هذه الأخيرة. من أجل هذا قمنا بتطوير خوارزمية بالاستعانة بسرب الجزيئات (PSO) وذلك بتعيين دالة الهدف بحيث نبحث عن تقليل قيمة الخطأ للنظام المتحكم فيه بين إشارة المدخل و إشارة المخرج.

كلمات مفتاحية :

مولد لاتزامني مزدوج التغذية، التحكم الشعاعي، الاستطاعة الفعالة و الردية، متحكمات PI ، طريقة سرب الجزيئات.

Résumé :

Dans le domaine de production de l'énergie électrique à vitesse variable ou constante, il existe une solution nouvelle et originale utilisant un générateur asynchrone à double alimentation (GADA). Le schéma de raccordement typique de cette générateur consiste à connecter le stator directement au réseau, alors que le rotor est alimenté à travers un convertisseur électrique (DC/AC).

Tout d'abord, nous avons exposé le modèle mathématique du GADA pour visualiser le comportement de ce générateur, où la commande vectorielle réalise une bonne découplage des puissances active et réactive où les coefficients des régulateurs classiques (PI) utilisés au sein de la commande vectorielle sont directement calculés à partir des paramètres de la machine afin d'obtenir de meilleurs performances.

Pour obtenir des hautes performances et une meilleur maîtrise des puissances active et réactive générées par la GADA, nous cherchons à déterminer les coefficients des régulateurs PI utilisés pour la commande vectorielle du générateur asynchrone à

double alimentation sans le recours aux méthodes analytiques classiques pour le calcul des ces derniers. Pour ceux-ci nous essayons de développer un algorithme par la méthode d'essaim de particules (PSO) tout en visualisant la fonction objectif (fitness) où on cherche à minimiser l'erreur dans un système asservi entre le signal d'entrée et le signal de sortie.

Mots Clés :

Générateur asynchrone à double alimentation, commande vectorielle, puissances active et réactive, régulateurs PI, optimisation par Essaim de Particules (PSO).

Sommaire

sommaire

Liste des symboles

Liste de figures

Liste des tableaux

Introduction générale 1

CHAPITRE I

ETUDE, MODELISATION ET SIMULATION DE LA MADA

I. 1. Introduction	3
I.2. Présentation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation	3
I.2.1. Constitution de la MADA	3
I.2.2. Fonctionnement de la MADA	3
I.2.2.1. Fonctionnement en Mode Générateur Hyposynchrone	4
I.2.2.2. Fonctionnement en Mode Générateur Hypersynchrone	4
I.2.2.3. Fonctionnement en Mode Moteur Hyposynchrone	5
I.2.2.4. Fonctionnement en Mode Moteur Hypersynchrone	5
I.2.3. Avantages et Inconvénients du MADA	6
I.2.3.1. Avantages de la MADA	6
I.2.3.2. Inconvénients de la MADA	6
I.3. Modélisation de Machine Asynchrone à Double Alimentation	7
I.3.1. Hypothèses Simplificatrices	7
I.3.2. Description	7
I.3.3. Equations de la MADA	8
I.3.3.1. Equations Electriques de la MADA	8
I.3.3.2. Equations Magnétiques	8
I.3.3.3. Equation Mécanique	10
I.3.4. Transformation de Park	10

I.3.4.1. Choix de Référentiel	10
I.3.4.2. Matrice de Park	10
I.3.4.3. L'application de la Transformation de Park	11
I.3.4.5. Transformation de Park du Flux	12
I.3.5. Mise en Equation d'état	13
I.3.6. Expression du Couple	15
I.3.7. Expressions des Puissances	16
I.4. Modélisation de l'alimentation	16
I.4.1. Modélisation du Redresseur	17
I.4.2. Modélisation du Filtre	18
I.4.3. Modélisation de l'onduleur de Tension	19
I.4.3.1. Fonction de Connexion	20
II.4.3.2. Simulation Numérique de L'onduleur	22
I.5. Simulation	23
I.5.1. Conditions de la Simulation	23
I.5.2. Résultats de la Simulation	23
I.6. Conclusion	26

CHAPITRE II

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MADA

II.1. Introduction	26
II.2 . Principe de Base de la Commande Vectorielle	26
II.3. Contrôle Indépendant de Puissance Active et Réactive de Génératrice Asynchrone Double Alimentation.....	27
II.3.1. Commande Directe de Puissance Active et Réactive	31
II.3.1.1. Dimensionnement du Régulateur PI	32
II.3.2. Commande Indirecte de Puissance Active et Réactive	34
II.3.2.1. Commande Indirecte Sans Boucles de Puissance	34
II.3.2.2. Commande Indirecte Avec Boucles de Puissance	36
II.4. Résultats de Simulation de la Commande Directe et Indirecte du GADA.....	37
II.4.1. Résultats de Simulation de la Commande Directe	38

II.4.2. Résultats de Simulation de la Commande Indirecte	39
II.4.2.1. Commande Indirecte Sans Boucles des Puissances	39
II.4.2.2. Commande Indirecte Avec Boucles des Puissances	41
II.5. Conclusion	43

CHAPITRE III

OPTIMISATION DES GAINS PI PAR LA TECHNIQUE PSO

III.1. Introduction	46
III.2. Définition de l'optimisation	46
III.2.1. Fonction Objectif	46
III.3. Optimisation d'Essaim de Particules (<i>Particle Swarm Optimization</i>)	42
III.3.1. Principe de l'Algorithme PSO	50
III.3.2. Formulation Mathématique du PSO	51
III.3.3. Mécanisme de Confinement	52
III.3.4. Conception et Déroulement de l'algorithme	53
III.4. Exemple d'application	54
III.5. Optimisation du Régulateur PI en Utilisant la Méthode PSO Pour la Commande du GADA	58
III.5.1. Indices de Performance d'un Régulateur PI	58
III.5.2. Intégrales Faisant Intervenir l'erreur	58
III.6. Résultats de Simulation	60
III.7. Conclusion	65
III.1. Conclusion générale	66
III.1. Annexe	68
III.1. Références.....	69

Liste des symboles

NOTATIONS	
AC	Courant alternative
DC	Courant Continue
FTBF	Fonction de Transfert en Boucle Fermée
FTBO	Fonction de Transfert en Boucle Ouverte
IAE	Integration Absolute Error
ISE	Integrated of Squared Error
ITAE	Integral Time Absolute Error
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PI	Proportionnel Intégral
THD	Total Harmonic Distortion
MADA	Machine asynchrone à double alimentation
GADA	Générateur asynchrone à double alimentation
P	Constante de Laplace
K_p	Gain proportionnel
K_i	Gain intégral
GADA	
$[x]_{sabc}$	Grandeurs statorique
$[x]_{rabc}$	Grandeurs rotorique
$[x]_{dq}$	Grandeurs dans le repère Park

$[\Phi_{ds}, \Phi_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]$	flux statoriques et rotoriques dans le repère de Park
$[i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr}]$	Courants statoriques et rotoriques dans le repère de Park
$[V_{ds}, V_{qs}, V_{dr}, V_{qr}]$	tensions statoriques et rotoriques dans le repère de Park
$[\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}]$	flux statoriques dans le repère triphasé
$[\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}]$	flux rotoriques dans le repère triphasé
$[i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}]$	Courants statoriques dans le repère triphasé
$[i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}]$	Courants rotoriques dans le repère triphasé
$[Ap]$	Matrice de Park
T_s	Constante de temps statorique
R_s	Résistance d'un phase statorique
R_r	Résistance d'un phase rotorique
L_s	Inductance propre d'une phase statorique
L_r	Inductance propre d'une phase rotorique
M_s	Inductance mutuelle entre deux phases du stator
M_r	Inductance mutuelle entre deux phases du rotor
M_{sr}	La valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une bobine statorique et une bobine rotorique
L_s	Inductance cyclique statorique
L_r	Inductance cyclique rotorique
L_m	Inductance mutuelle cyclique entre l'enroulement du stator et celle du rotor
L_{os}	Inductance homopolaire statorique
L_{or}	Inductance homopolaire rotorique
g	Glissement
p	nombre de paires de pôles

ω_s	Pulsation statorique
ω_r	Pulsation rotorique
ω_m	Pulsation mécanique
θ_s	Angle de stator
θ_r	Angle de rotor
C_e	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
j	Moment d'inertie
f	Coefficient de frottement
σ	Coefficient de dispersion
T_r	Constant de temps rotorique
P_s	Puissance active statorique
Q_s	Puissance réactive statorique
P_j	Pertes joule
P_r	Réserve d'énergie
P_{el}	Puissance électromagnétique
P_r	Puissance rotorique
P_m	Puissance mécanique
Q_r	Puissance réactive rotorique
Q_{sr}	La somme des puissances réactives
S_r	Puissance apparente maximale du rotor
S_s	Puissance apparente maximale du stator
U	Tension composée

U_d	Tension redressée
V	Tension simple
PSO	
w	Coefficient d'inertie
w_{\min}	Coefficient minimum d'inertie
w_{\max}	Coefficient maximum d'inertie
C_1, C_2	Coefficients d'accélération
G_{best}	Meilleure position atteinte par toutes les particules
K, K_{\max}	Nombre d'itération et nombre maximum des itérations
r_1, r_2	Nombres aléatoires tirés uniformément dans [0,1]
t	Temps
P_{ibest}	Vecteur de meilleure position des particules
V_i	Vecteur de vitesse des particules
X_i	Vecteur de position des particules

Liste des Figures

Figure I-1.Schéma d'alimentation typique de la MADA.....	03
Figure I-2:Fonctionnement en mode générateur hyposynchrone.....	04
Figure I-3 : Fonctionnement en mode générateur hypersynchrone	04
Figure I-4 : Fonctionnement en mode moteur hyposynchrone	05
Figure I-5 : Fonctionnement en mode moteur hypersynchrone.....	05
Figure I-6 : Représentation simplifier de la MADA.....	07
Figure I-7:Transformation de repère triphasé a repère biphasé.....	08
Figure I-8 : L'ensemble convertisseur machine.....	16
Figure I-9 : Redresseur tout diodes.....	17
Figure I-10 : Les tensions triphasées et la tension redressée.....	17
Figure I-11 : Représentation du filtre.....	18
Figure I-12 : Représentation schématique d'un onduleur.....	19
Figure I-13 : Demi-bras de l'onduleur.....	20
Figure I-14 : Schéma de principe de la technique MLI.....	22
Figure I-15 : La porteuse et les tensions de référence.....	22
Figure I-16 : Tensions simples à la sortie de l'onduleur.....	22
Figure I-17 : La puissance active P_s et la puissance réactive Q_s	23
Figure I-18 : Tensions statoriques et rotoriques.....	24
Figure I-19 : courants i_{sd} et i_{sq}	24
Figure I-20 : Courants statoriques et rotoriques.....	25
Figure II-1:Principe de la commande vectorielle.....	28
Figure II-2: Orientation de repère Park.....	29
Figure II-3: Schéma bloc du modèle simplifié de la MADA.....	31
Figure II-4: Schéma bloc de la commande directe de la puissance active et réactive du GADA.....	33
Figure II-5: Schéma de régulation des puissances P_s et Q_s	33
Figure II-6: Schéma bloc de la commande indirecte sans boucles des puissances du GADA.....	36

Figure II-7: Schéma de régulation des courants i_{rd} et i_{rq}	36
Figure II-8: Schéma bloc de la commande indirecte avec boucles des puissances du GADA.....	38
Figure II-9: Puissance active statorique de la commande directe.....	39
Figure II-10: Puissance réactive statorique de la commande directe.....	39
Figure II.11: Courants statoriques de la commande directe.....	40
Figure II-12: Courants rotoriques de la commande directe.....	40
Figure II-13: spectre d'harmonique de courant statorique et rotorique.....	40
Figure II-14: Puissance active statorique de la commande indirecte sans boucles.....	41
Figure II-15: Puissance réactive statorique de la commande indirecte sans boucles.....	41
Figure II-16: Courants statoriques de la commande indirecte sans boucles.....	42
Figure II-17: Courants rotoriques de la commande indirecte sans boucles.....	42
Figure II-18: spectre d'harmoniques de courant statorique et rotorique.....	42
Figure II-19: Puissance active statorique de la commande indirecte avec boucles.....	43
Figure II-20: Puissance réactive statorique de la commande indirecte avec boucles.....	43
Figure II-21: Courants statoriques de la commande indirecte avec boucles.....	43
Figure II-22: Courants rotoriques de la commande indirecte avec boucles.....	43
Figure II-18: spectre d'harmoniques de courant statorique et rotorique.....	44
Figure III-1: Groupe de : (a) oiseaux, (b) poissons.....	46
Figure III-2: Déplacement d'une particule.....	48
Figure III-3: Exemple de voisinage géographique.....	48
Figure III-4: Deux cas de voisinage social.....	49
Figure III-5: Organigramme général de la méthode PSO.....	53
Figure III-6: Fonction de « Rastrigin », (a) : avec plusieurs optimums locaux, (b) : optimum global au point $f(0, 0)=0$	54

Figure III-7: Convergence de la fonction objectif «Rastrigin » vers l'optimum global-Test N°1.....55

Figure III-8: Convergence de la fonction objectif «Rastrigin » vers l'optimum global-Test N°2.....56

Figure III-9 : Intégrale faisant intervenir l'erreur.....58

Figure III-10: Les variations de la fonction objectif.....60

Figure III-11: Puissance active statorique sans et avec PSO.....61

Figure III-12: Puissance réactive statorique sans et avec PSO.....62

Figure III-13: Courants statoriques (a) sans et (b) avec PSO avec (c) un zoom.....63

Figure III-14: Spectre d'harmonique du courant statorique : (a) cas de PI et (b) PI-PSO.....63

..

Liste des Tableaux

Tableau II-1: Echelons des puissances active et réactive appliqués à chaque type de commande.....	38
Tableau III-1: Résultats du Test N°1.....	55
Tableau III-2: Résultats du Test N°2.....	55
Tableau III-3: Paramètres de l'algorithme PSO.....	59
Tableau III-4: Valeurs numériques de différents critères de la puissance active statorique des deux contrôleurs, PI et PI-PSO.....	60

Introduction

Générale

Introduction générale

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) a fait l'objet de nombreuses recherches principalement dans son fonctionnement en générateur pour des applications des énergies éoliennes [Amm 14], son principal avantage, et non des moindres est d'avoir des convertisseurs statiques triphasés dimensionnés pour une partie de la puissance nominale de la MADA, ce qui en fait une solution économique importante par rapport à d'autres solutions possibles de conversion électromécanique (machine asynchrone à cage par exemple). En effet, la MADA permet de fonctionner sur une plage de vitesse de $\pm 30\%$ autour de la vitesse de synchronisme, garantissant ainsi un dimensionnement réduit des convertisseurs statiques car ceux-ci sont connectés entre le bobinage rotorique de la MADA et le réseau électrique.

Dans cette optique, nous avons proposé une nouvelle commande pour la MADA basée sur l'orientation du flux statorique, utilisée pour la faire fonctionner en générateur. Cette dernière met en évidence les relations entre les grandeurs rotoriques et statoriques. Ces relations vont permettre d'agir sur les signaux rotoriques en vue de contrôler l'échange de puissance active et réactive entre le stator de la machine et le réseau [Bek 14].

Il est évidemment impossible de cerner toutes les techniques qui traitent la commande et ses contraintes. Alors, on examine plus précisément la régulation ainsi que son optimisation. On s'intéresse exceptionnellement aux coefficients des régulateurs (PI) utilisés au sein de la commande vectorielle, où ils sont directement calculés à partir des paramètres de la machine. Lorsque des dérives de ces derniers provoquent une altération de la commande de la machine, une recherche dans ce contexte est présentée, tout en remplaçant le régulateur optimisé par la méthode Essaim de particules, dont l'objectif est de commander la machine avec de hautes performances [Baz 04].

Plus récemment, une autre méthode d'optimisation nommée « optimisation par essaim de particules », soit en anglais « Particle Swarm Optimization » (PSO), inspirée de l'intelligence d'essaim a attiré les chercheurs et est exploitée dans différents domaines d'optimisation.

Cette méthode est devenue de plus en plus populaire. Elle est caractérisée par une façon décentralisée de travail qui imite le comportement des Essaims d'insectes sociaux, les masses d'oiseaux, ou les écoles de poisson. L'avantage de ces approches sur les techniques traditionnelles est la robustesse et la flexibilité [Baz 15].

Ainsi l'objectif principale de ce travail de mémoire est d'étudier les techniques de la commande robuste de générateur asynchrone à double alimentation par l'optimisation de gains de régulateur PI par la méthode Essaim de particules. Pour ce faire, le mémoire est organisé en trois chapitres:

Dans le premier chapitre, une étude, modélisation et simulation sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA).

Le second chapitre présentera la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation en mode générateur, historique et principe de base de cette commande, avec le calcul des coefficients des régulateurs PI classique selon la compensation des pôles. Différentes simulations sont effectuées afin de tester la robustesse de cette commande .

Le troisième chapitre exposera, brièvement, la technique d'essaim de particules (PSO), fondée sur la notion de coopération entre particules qui peuvent être vus comme des « animaux » aux capacités assez limitées (peu de mémoire et de facultés de raisonnement). L'échange d'information entre eux fait que, globalement, ils arrivent néanmoins à résoudre des problèmes difficiles. Un exemple d'optimisation sera traité par cette technique. Ensuite, l'implantation de la technique PSO, dans le but d'optimiser les gains du régulateur PI, afin d'avoir une commande robuste des puissances active et réactive du générateur asynchrone à double alimentation.

Nous finirons ce travail par une conclusion générale qui résumera l'ensemble des résultats obtenues.

Chapitre I

Etude, Modélisation et Simulation de

la MADA

I. 1. Introduction :

L'objectif de ce chapitre est de mener une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant son principe de fonctionnement, les différents modes de fonctionnement, et les avantages et les inconvénients. On présentera aussi sa modélisation dans le repère de Park avec ses deux alimentations, l'une alimente le stator avec un couplage direct au réseau et l'autre alimente le rotor à travers convertisseurs statiques.

I.2. Présentation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation :

I.2.1. Constitution de la MADA :

La machine asynchrone à double alimentation est un générateur à induction à rotor bobiné, Elle est entraînée par une vitesse mécanique. Les enroulements du stator sont connectés directement au réseau triphasé (figure I-1). Les enroulements du rotor sont reliés à des convertisseurs de puissance bidirectionnels en courant: la puissance traversant ces convertisseurs peut alors être absorbée ou produite par la machine, selon le point de fonctionnement. Le condensateur entre ces deux convertisseurs représente le bus continu [Vid 04].

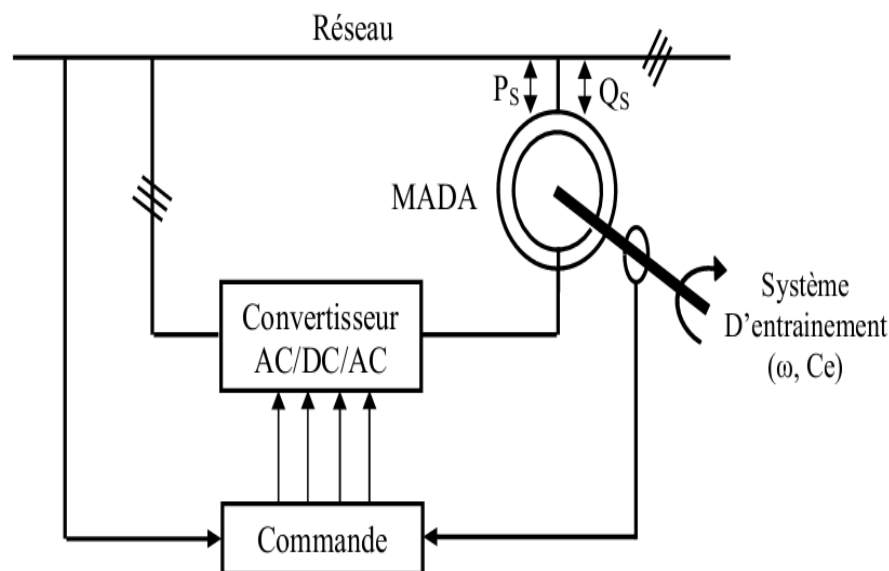


Figure I-1 : Schéma d'alimentation typique de la MADA.

I.2.2. Fonctionnement de la MADA :

En générale, la MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur, mais la différence avec les autres types de machine réside dans le fait que pour la MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur.

En effet une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au dessus pour être en générateur. Par contre dans le cas de la MADA, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper synchronisme ou en hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur [Sid 07], [Boy 09]. Notons qu'en fonctionnement génératrice la puissance P_s absorbée par le stator et la puissance du réseau sont négatives [Vid 04].

I.2.2.1. Fonctionnement en Mode Générateur Hyposynchrone :

La figure (I-2) montre que la puissance est fournie au réseau par le stator (P_s Alimente le réseau). La puissance de glissement est aussi fournie par le stator. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement [Poi 03], [Sid 07], [Boy 09]

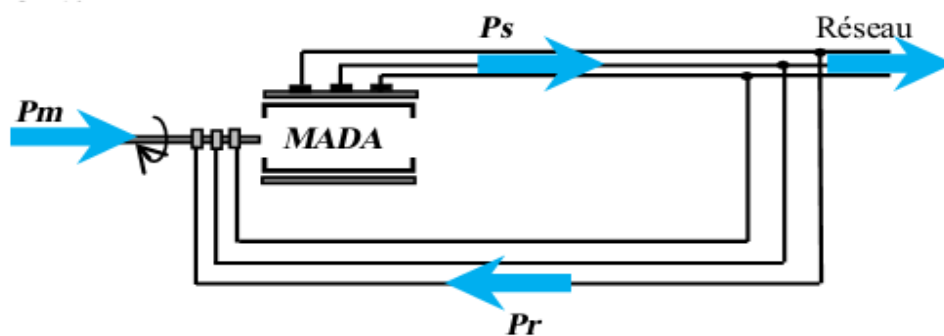


Figure I-2 : Fonctionnement en mode générateur hyposynchrone

I.2.2.2. Fonctionnement en Mode Générateur Hypersynchrone :

La figure (I-3) montre que la puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au dessus de 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 [Poi 03], [Sid 07], [Boy 09].

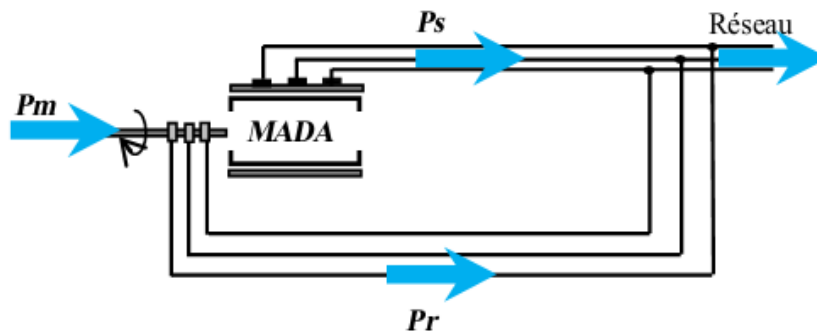


Figure I-3 : Fonctionnement en mode générateur hypersynchrone

I.2.2.3. Fonctionnement en Mode Moteur Hyposynchrone :

La figure (I-4) montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes joules dans le rotor [Poi 03], [Boy 09].

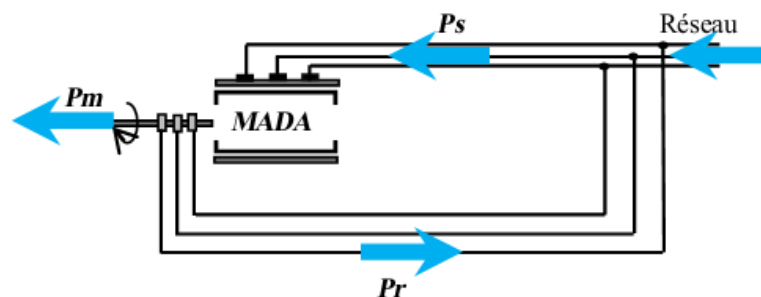


Figure I-4 : Fonctionnement en mode moteur hyposynchrone

I.2.2.4. Fonctionnement en Mode Moteur Hypersynchrone :

La figure (I-5) montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. On a donc un fonctionnement moteur au dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce fonctionnement.

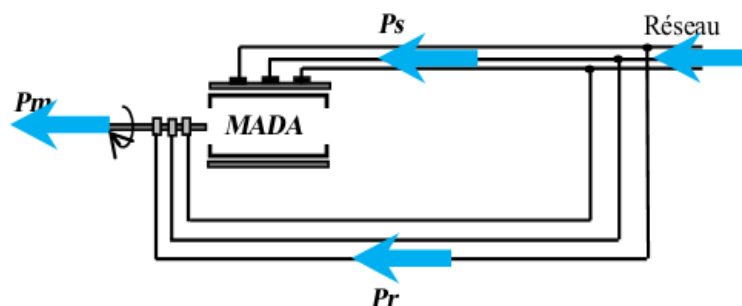


Figure I-5 : Fonctionnement en mode moteur hypersynchrone

I.2.3. Avantages et Inconvénients du MADA :

Comme les autres machines, la MADA présente quelques avantages et inconvénients qui sont liés à plusieurs facteurs, sa structure, sa stratégie de commande et ses applications.

I.2.3.1. Avantages de la MADA :

Comme avantages de la MADA, on peut citer :

- L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance.
- La capacité de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse autour de la vitesse de synchronisme. De plus, l'application de la commande vectorielle associée à une technique de commande moderne permet d'obtenir un couple nominal sur une grande plage de vitesse.
- L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille des convertisseurs d'environ 70 % en faisant varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques. Ce dispositif est par conséquent économique et, contrairement à la machine asynchrone à cage, il n'est pas consommateur de puissance réactive et peut même être fournisseur.
- En fonctionnement générateur, l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée [Poi 03], [Geo 07], [Man 08], [Aik 11].

I.2.3.2. 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 :

- Le marché traditionnel est conquis par la MAS à cage, très étudiée et très connue, la nouveauté peut effrayer.
 - Elle est plus volumineuse qu'une MAS à cage de puissance équivalente. L'aspect multiconvertisseurs, augmente le nombre de convertisseurs et par conséquent le prix. Nous utilisons un nombre des convertisseurs (parfois on utilise deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (toujours un redresseur et un onduleur).
 - Un autre inconvénient apparaît lors de l'étude de cette machine, ce dernier est la stabilité
-

notamment en boucle ouverte. En effet, dans le cas de la machine asynchrone conventionnelle celle-ci est garantie par la relation fondamentale de l'autopilotage réalisant l'asservissement de la vitesse par la fréquence du stator. Par conséquent, les deux forces magnétomotrices du stator et du rotor deviennent synchronisées. Mais dans le cas de la machine asynchrone à double alimentation, la rotation des forces magnétomotrices devient fonction des fréquences imposées par les deux sources d'alimentation externes. De ce fait, une certaine synchronisation entre elles est exigée afin de garantir une stabilité à la machine [Poi 03], [Geo 07], [Man 08], [Aik 11].

I.3. Modélisation de Machine Asynchrone à Double Alimentation :

I.3.1. Hypothèses Simplificatrices :

Pour cette mise en équation, nous supposons que le bobinage est reparti de manière à donner une f.m.m. sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.

Nous supposerons également que nous travaillons en régime non saturé. Nous négligeons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et effet de peau. Enfin, le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié.

Ces choix signifient entre autres que :

- Les flux sont additifs.
- Les inductances propres sont constantes.
- Il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques [Aik 11].

I.3.2. Description :

La machine asynchrone à double alimentation comporte trois bobines statoriques (A_s, B_s, C_s) décalées entre elles par un angle de $(\frac{2\pi}{3})$, et aussi trois bobines rotoriques identiques de répartition et similaire à celles du stator, (A_r, B_r, C_r)

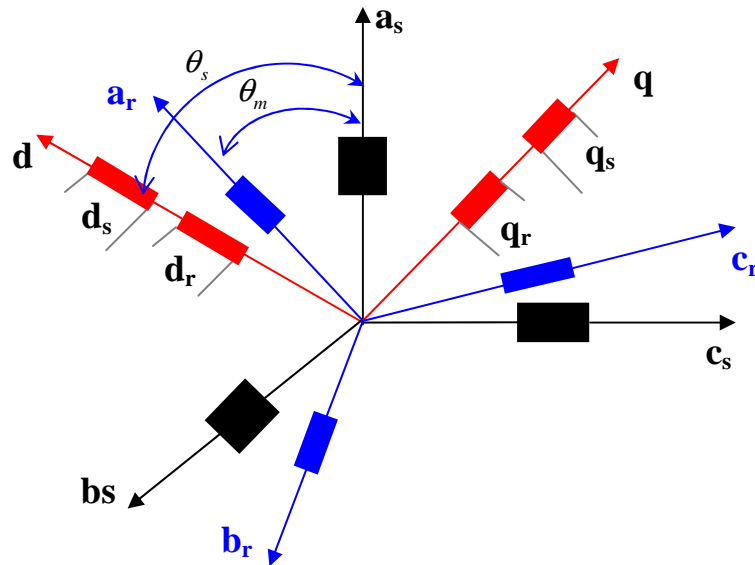


Figure I-6 : Représentation simplifier de la MADA.

I.3.3. Equations de la MADA :

I.3.3.1. Equations Electriques de la MADA :

Du stator

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d\Phi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_{sb} + \frac{d\Phi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d\Phi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (I-1)$$

Du rotor

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d\Phi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d\Phi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d\Phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (I-2)$$

I.3.3.2. Equations Magnétiques :

Les équations magnétiques sous forme matricielle sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [l_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [l_r] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (I-3)$$

Avec :

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} ; [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

$$[i_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{ab} \\ i_{ac} \end{bmatrix} ; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}$$

$$[l_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}$$

$$[l_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{rs}]^t = [M_{sr}] = [M_{sr}] = \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos\theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos\theta \end{bmatrix}$$

L_s, L_r : Inductances propres statoriques et rotoriques,

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques,

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

Cette dernière matrice est nommée inductance mutuelle entre le rotor et le stator, avec θ écart angulaire entre les axes des ces dernières

I.3.3.3. Equation Mécanique :

$$C_e - C_r = j \frac{d \Omega_m}{dt} - f \Omega \quad (I-4)$$

I.3.4. Transformation de Park :

L'application de la transformation de Park, s'avère nécessaire, cette transformation appliquée aux : courants, tensions, et flux permet d'obtenir des équations différentielles à coefficients constants.

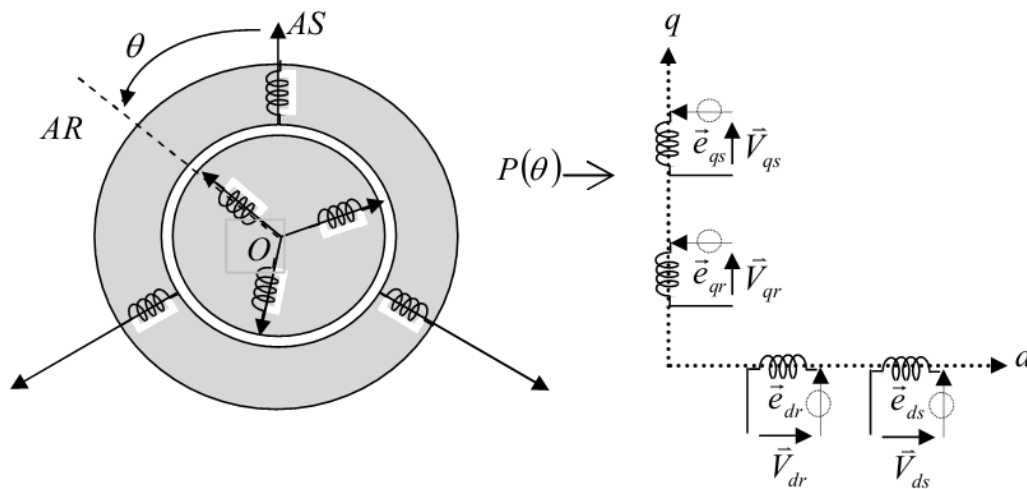


Figure I-7: transformation de repère triphasé à repère biphasé

I.3.4.1. Choix de Référentiel :

Nous avons choisi dans notre cas le système d'axe (d, q) lié au champ tournant parce que dans ce système on a, [Akk 10], [Ham 08]:

$$V_{ds} = U \quad \text{et} \quad V_{qs} = 0 \quad (I-5)$$

Par conséquent :

$$P_s = U \cdot i_{ds} \quad \text{et} \quad Q_s = U \cdot i_{qs} \quad (I-6)$$

Dans ce cas là, on obtient un découplage entre les puissances active et réactive.

I.3.4.2. Matrice de Park :

Consiste à appliquer aux courants, tensions, et flux un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe d'une phase (V_a) statorique et le système d'axe (d, q), elle est définie comme suit, [Ham 08]:

$$[Ap] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\Pi/3) & \cos(\theta + 2\Pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\Pi/3) & -\sin(\theta + 2\Pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

L'angle θ dans la matrice $[Ap]$ prend la valeur (θ_s) pour les grandeurs statoriques et $(\theta_s - \theta_m)$ pour les grandeurs rotorique.

D'autre part :

$$[Ap]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\Pi/3) & -\sin(\theta - 2\Pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 2\Pi/3) & -\sin(\theta + 2\Pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

I.3.4.3. L'application de la Transformation de Park :

La transformation de Park du système d'équations (II-1) :

$$[Ap]^{-1} \cdot [Vdqo] = [R] \cdot [Ap]^{-1} \cdot [idqo] + \frac{d}{dt} \left[[Ap]^{-1} [\Phi dqo] \right] \quad (I-7)$$

$$[Vdqo] = [R] \cdot [idqo] + \frac{d}{dt} [\Phi dqo] + [Ap] \cdot \left[\frac{d}{dt} [Ap]^{-1} [\Phi dqo] \right] \quad (I-8)$$

$$[Ap] \cdot \left[\frac{d}{dt} [Ap]^{-1} \right] = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \quad (I-9)$$

Tel que :

$\theta = \theta_s$: Pour les grandeurs statorique.

$\theta = \theta_s - \theta_m$: Pour les grandeurs rotorique.

I.3.4.4. Modèle de la Machine dans le Référentiel (d, q) :

On remplace la relation (I-9) dans (I-8) on obtient le modèle biphasé suivant :

$$\begin{cases} V_d = Ri_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \Phi_q \\ V_q = Ri_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \Phi_d \\ V_o = Ri_o + \frac{d\Phi_o}{dt} \end{cases} \quad (I-10)$$

N.B :

La composante homopolaire du système (I-10) est nulle pour un système équilibré.

A partir de ce qui précède on obtient les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I-11)$$

Avec:

$$\begin{cases} \theta = \theta_s \Rightarrow \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s & : \text{Pour les grandeurs statorique.} \\ \theta = \theta_s - \theta_m \Rightarrow \frac{d\theta}{dt} = \frac{d(\theta_s - \theta_m)}{dt} = \omega_s - \omega_m & : \text{Pour les grandeurs rotorique.} \end{cases}$$

Le système d'équation (I-11) représente le modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère (d, q) lié au champ tournant.

I.3.4.5. Transformation de Park du Flux :

On applique la transformation de Park pour établir les relations entre les flux d'axes (d.q.o) et ceux des axes (a.b.c) on obtient :

$$\begin{cases} [\Phi_{dqos}] = [A_p] \cdot [\Phi_s] \\ [\Phi_{dqor}] = [A_p] \cdot [\Phi_r] \end{cases} \quad (I-12)$$

* Au stator :

$$\begin{cases} [\Phi_{dqos}] = [A_P] \cdot [[l_s] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r]] \\ [\Phi_{dqos}] = [A_P] \cdot [l_s] \cdot [A_P]^{-1} [i_{dqos}] + [A_P] \cdot [M_{sr}] \cdot [A_P]^{-1} [i_{dqor}] \end{cases} \quad (I-13)$$

* Au rotor :

$$\begin{cases} [\Phi_{dqor}] = [A_P] \cdot [[l_r] \cdot [i_r] + [M_{sr}] \cdot [i_s]] \\ [\Phi_{dqor}] = [A_P] \cdot [l_r] \cdot [A_P]^{-1} [i_{dqor}] + [A_P] \cdot [M_{sr}] \cdot [A_P]^{-1} [i_{dqos}] \end{cases} \quad (I-14)$$

Après les équations (I-12) et (I-13) on obtient le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{os} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 & 3/2(M_{sr}) & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & 0 & 3/2(M_{sr}) & 0 \\ 0 & 0 & l + 2M_s & 0 & 0 & 0 \\ 3/2(M_{sr}) & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & 3/2(M_{sr}) & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r + 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{os} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} \quad (I-15)$$

Tel que :

$$L_s = l_s - M_s$$

$$L_r = l_r - M_r$$

$$L_m = \frac{3}{2} M_{sr}$$

$$L_{os} = L_s + 2M_s$$

$$L_{or} = L_r + 2M_r$$

Si on élimine la composante homopolaire du système (I-15) on obtient :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (I-16)$$

I.3.5. Mise en Equation d'état :

Dans ce cas, on considérons les flux rotorique Φ_{dr} , Φ_{qr} , et les courants statorique i_d , i_q variable d'état. Ainsi que les tensions v_{ds} , v_{qs} , v_{dr} , v_{qr} comme variables de commande, on à donc :

$$X = [i_{ds}, i_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]$$

$$U = [V_{ds}, V_{qs}, V_{dr}, V_{qr}]$$

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU$$

D'après l'équation (I-16) nous avons :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_r} \Phi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \\ i_{qr} = \frac{1}{L_r} \Phi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \end{cases} \quad (I-17)$$

On remplace les équations (I-16) et (I-17) dans l'équation (II-11) après le calcul et la simplification, on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_s (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) i_{qs} - \omega_s \frac{L_m}{L_r} \Phi_{qr} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) i_{ds} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \\ V_{dr} = -R_r \frac{L_m}{L_r} i_{ds} + \frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = -R_r \frac{L_m}{L_r} i_{qs} + \frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I-18)$$

Tel que :

$$\sigma = L_s [1 - (\frac{L_m^2}{L_s L_r})] = (L_s - \frac{L_m^2}{L_r})$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

Après l'arrangement du système d'équations (I-18), on obtient :

$$\begin{cases}
\frac{di_{ds}}{dt} = -\left[\frac{R_s}{\sigma} + \frac{L_m^2}{L_r T_r \sigma}\right] i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \left[\frac{L_m}{L_r T_r \sigma}\right] \Phi_{dr} + \left[\frac{L_m}{L_r \sigma}\right] \omega_m \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma} V_{ds} - \left[\frac{L_m}{L_r \sigma}\right] V_{dr} \\
\frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} - \left[\frac{R_s}{\sigma} + \frac{L_m^2}{L_r T_r \sigma}\right] i_{qs} - \left[\frac{L_m}{L_r \sigma}\right] \omega_m \Phi_{dr} + \left[\frac{L_m}{L_r T_r \sigma}\right] \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma} V_{qs} - \left[\frac{L_m}{L_r \sigma}\right] V_{qr} \\
\frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} + V_{dr} \\
\frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} + V_{qr}
\end{cases} \quad (I-19)$$

L'écriture Sous forme matricielle devient :

$$\dot{X} = A X + B U$$

Où :

$$X = [i_d, i_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]$$

$$U = [V_{ds}, V_{qs}, V_{dr}, V_{qr}]$$

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \frac{di_{ds}}{dt} \\ \frac{di_{qs}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma} + \frac{L_m^2}{L_r \sigma T_r}\right) & (\omega_s) & \left(\frac{L_m}{\sigma T_r L_r}\right) & \left(\omega_m \frac{L_m}{\sigma L_r}\right) \\ -(\omega_s) & -\left(\frac{R_s}{\sigma} + \frac{L_m^2}{\sigma T_r L_r}\right) & -\left(\omega_m \frac{L_m}{\sigma L_r}\right) & \left(\frac{L_m}{\sigma T_r L_r}\right) \\ \left(\frac{L_m}{T_r}\right) & 0 & -\left(\frac{1}{T_r}\right) & (\omega_s - \omega_m) \\ 0 & \left(\frac{L_m}{T_r}\right) & -(\omega_s - \omega_m) & -\left(\frac{1}{T_r}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} \left(\frac{1}{\sigma}\right) & 0 & -\left(\frac{L_m}{\sigma L_r}\right) & 0 \\ 0 & \left(\frac{1}{\sigma}\right) & 0 & -\left(\frac{L_m}{\sigma L_r}\right) \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} \quad (I-20)
\end{aligned}$$

I.3.6. Expression du Couple :

A partir de la relation de la puissance active suivant :

$$P_{abs} = V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs} \quad (I-21)$$

En remplace les tensions par leurs valeurs on obtient :

$$P_{abs} = R_s i_{ds}^2 + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} i_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} i_{ds} + R_s i_{qs}^2 + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} i_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} i_{qs}$$

$$P_{abs} = R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + \left(\frac{d\Phi_{ds}}{dt} i_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} i_{qs} \right) + \omega_s (\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) \quad (I-22)$$

$$P_{abs} = P_j + P_r + P_{el}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} P_j = R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \\ P_r = \frac{d\Phi_{ds}}{dt} i_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} i_{qs} \\ P_{el} = \omega_s (\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) \end{cases} \quad (I-23)$$

A partir de la relation qui donne l'énergie électromagnétique en fonction du couple :

$$P_{el} = \omega_s C_e \quad (I-24)$$

En distingue l'expression du couple :

$$C_e = p(\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) \quad (I-25)$$

On remplace l'équation (I-17) dans l'expression du flux statorique dans l'équation (I-16) et finalement on remplace les tous dans l'expression du couple électromagnétique (I-25) :

$$C_e = p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) \quad (I-26)$$

Donc l'équation mécanique devient :

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{j} \cdot \left[p \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \cdot (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) - C_r \right] \quad (I-27)$$

I.3.7. Expressions des Puissances :

Les expressions des puissances active et réactive sont données par :

$$P_s = (v_{ds} \cdot i_{ds} + v_{qs} \cdot i_{qs})$$

$$Q_s = (v_{qs} \cdot i_{ds} - v_{ds} \cdot i_{qs}) \quad (I-28)$$

I.4. Modélisation de l'alimentation:

L'alimentation de la machine au niveau rotorique est assurée par un ensemble redresseur, filtre RLC, et un onduleur MLI, comme il est représenté dans la figure (I-8), [Poi 03], [Ben 04]

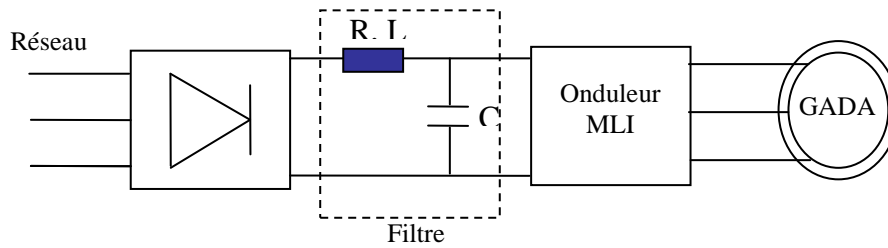


Figure I-8 : l'ensemble convertisseur machine.

I.4.1. Modélisation du Redresseur :

Les redresseurs sont des convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent la conversion alternative-continu.

Nous utilisons un pont triphasé toutes les diodes sont alimentée par un système de tensions sinusoïdales triphasées, schématisée par la figure (I-9), [Poi 03]

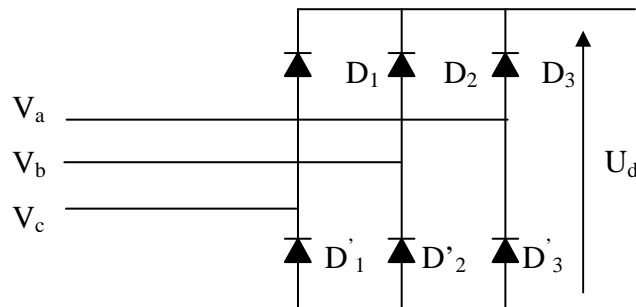


Figure I-9 : Redresseur tout diodes.

Deux diodes d'un même bras ne peuvent conduire simultanément. Lorsque D_1 conduit, il en vient que D_1 conduit lorsque V_1 est supérieur à V_2 et V_3 , ou encore :

$$V_1 = \text{Max}(V_j) ; j=1, 2, 3.$$

Le même raisonnement conduit aux conditions suivantes :

$$D_i \text{ conduit si } V_i = \text{Max}(V_j) ; i=1, 2, 3 ; j=1, 2, 3.$$

$$D'_i \text{ conduit si } V'_i = \text{Min}(V_j) ; i=1, 2, 3 ; j=1, 2, 3.$$

Pendant chaque séquence de conduction, la tension U_d à la sortie du redresseur est :

$$U_d = \text{Max}(V_j) - \text{Min}(V_j) ; j=1, 2, 3. \quad (\text{I-29})$$

Les tensions triphasées à l'entrée et celle à la sortie du redresseur sont représentées par la figure (I-10).

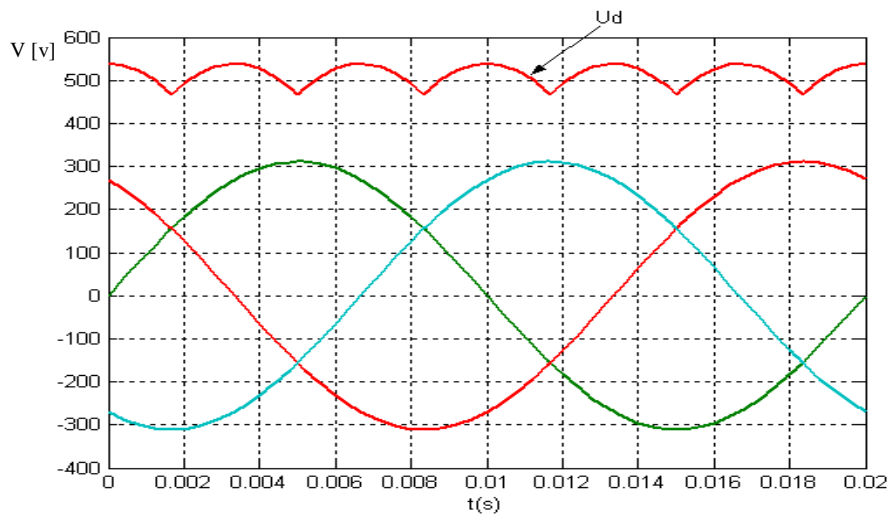


Figure I-10 : Les tensions triphasées et la tension redressée.

La tension obtenue par ce redresseur présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtre.

I.4.2. Modélisation du Filtre:

Pour filtrer la source de tension continue, on délivre à la sortie du redresseur une capacité C , celle-ci absorbe la différence entre le courant unidirectionnel I_d et supprime les brusques variations de V_{dc} lors des commutations, par contre, pour réduire l'ondulation du courant I et protéger l'onduleur contre la vitesse critique de croissance du courant di/dt , on place en série une inductance de lissage L , [Poi 03],[Zit 04].

L'ensemble C-L constitue un filtre passe bas.

Le schéma représentatif est donné par la figure (I-11).

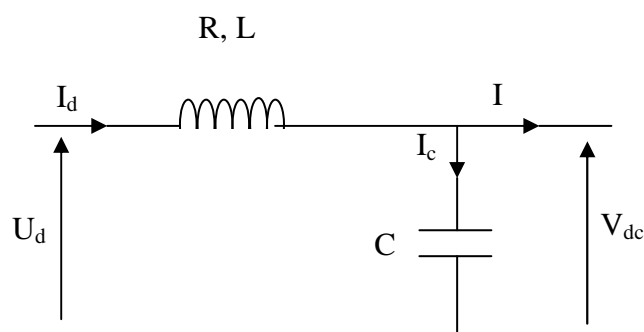


Figure I-11 : Représentation du filtre.

Les équations du filtre sont :

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L}(U_d - V_{dc} - RI_d) \quad (\text{I-30})$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (I_d - I) \quad (I-31)$$

Le rôle de la capacité C est d'assurer le caractère d'une source de tension à courant continu à l'entrée de l'onduleur, et d'absorber le courant négatif par la charge. Le rôle de l'inductance L est de lisser le courant I_d à travers la source de tension.

La fréquence de coupure est donnée par :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}} = 2 \cdot \pi \cdot f_c \quad (I-32)$$

I.4.3. Modélisation de l'onduleur de Tension:

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué des cellules de commutation généralement à transistor ou thyristor GTO et diodes pour les grandes puissances.

Le principe de fonctionnement s'exprime par le séquençage imposé à l'interrupteur statique qui réalise la modulation de largeur des impulsions des tensions appliquées aux enroulements rotoriques ou statoriques de la machine.

Les trois cellules de commutation formant un onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant.

Dans l'hypothèse de la conduction continue, on montre que chaque groupe transistor diode, assemblés en parallèle, forme un interrupteur (demi-bras) bicommandable (commandé à l'ouverture et à la fermeture), chaque demi-bras possède son complémentaire, figure (I-12)

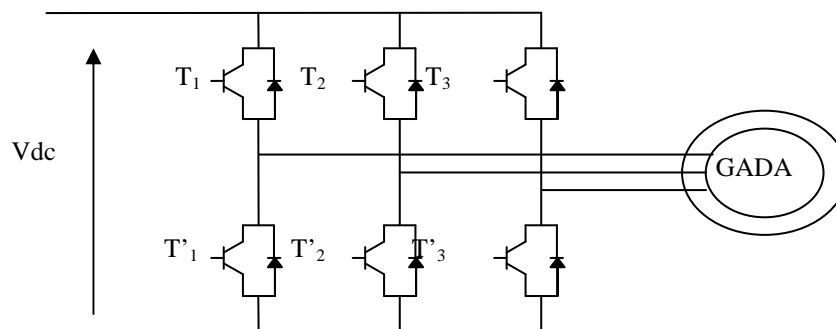


Figure I-12 : Représentation schématique d'un onduleur.

I.4.3.1. Fonction de Connexion :

Chaque interrupteur K_{ci} ($c \in \{1, 2, 3\}$, $i \in \{1, 2\}$) supposé idéalisé introduit une fonction de connexion f_{ci} , le courant i_{ci} qui le traverse et la tension a ses bornes s'écrivent respectivement, [Sal 07] :

$$I_{ci} = f_{ci} i_{ci} \text{ et}$$

$$V_{ci} = (1 - f_{ci}) v_{ci}$$

Avec :

$f_{ci} = 0$: Interrupteur ouvert.

$f_{ci} = 1$: Interrupteur fermé.

I_{ci} : Courant commuté.

v_{ci} : Tension commutée.

Le schéma de bras de l'onduleur est donné par la figure (I-13) :

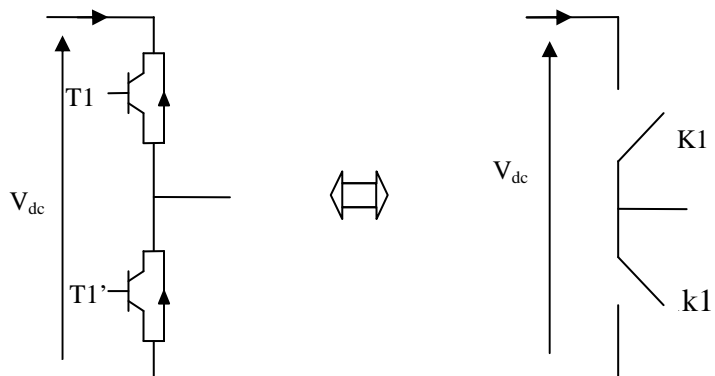


Figure I-13 : bras de l'onduleur

Le courant i_c correspond aux courants dans la charge i_1 , i_2 ou i_3 et V_{dc} à la tension d'alimentation U .

Chaque cellule est formée de deux interrupteurs, comme la conduction est considérée toujours continue, à instant donné un seul des interrupteurs est fermé de tel sorte qu'il en résulte une liaison rigide entre leurs fonctions de connexion soit :

$$f_{c1} + f_{c2} = 0$$

L'expression des tensions composées est donnée comme suit :

$$U_{12} = V_{an} - V_{bn} = V_{21} - V_{11}$$

$$U_{23} = V_{bn} - V_{cn} = V_{31} - V_{21}$$

$$U_{31} = V_{cn} - V_{an} = V_{11} - V_{31}$$

(I-33)

Et on a aussi les relations suivantes (des tensions simples en fonction des tensions composées) :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3} \cdot (U_{12} - U_{31}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3} \cdot (U_{23} - U_{12}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3} \cdot (U_{31} - U_{23}) \end{cases} \quad (\text{I-34})$$

En introduisant les fonctions de connexion relatives à chacun d'entre eux, il vient :

$$\begin{bmatrix} U_{12} \\ U_{23} \\ U_{31} \end{bmatrix} = U \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{I-35})$$

Si on admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré, il en découle :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{I-36})$$

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique M.L.I (Modulation de Largeur d'Impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale avec celle de modulation triangulaire appelé porteuse. Les signaux de références sont donnés par l'équation suivante, [Poi 03], [Sal 07] :

$$V_{ref} = r \sin[(2\pi \cdot f) t - 2(i-1)\frac{\pi}{3}]; j = 1,2,3. \quad (\text{I-37})$$

Lorsque la référence est sinusoïdale, dans ce cas deux paramètres caractérisent la commande :

- L'indice de modulation « m » égale au rapport entre la fréquence de modulation (f_p) et celle de référence (f). $m=f_p/f$
- Le coefficient de réglage en tension « r » égale au rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_m) à la valeur crête de l'onde de modulation (V_{pm}). $r=V_m/V_{pm}$

Le schéma d'élaboration de la M.L.I est donné par la figure (I-14) :

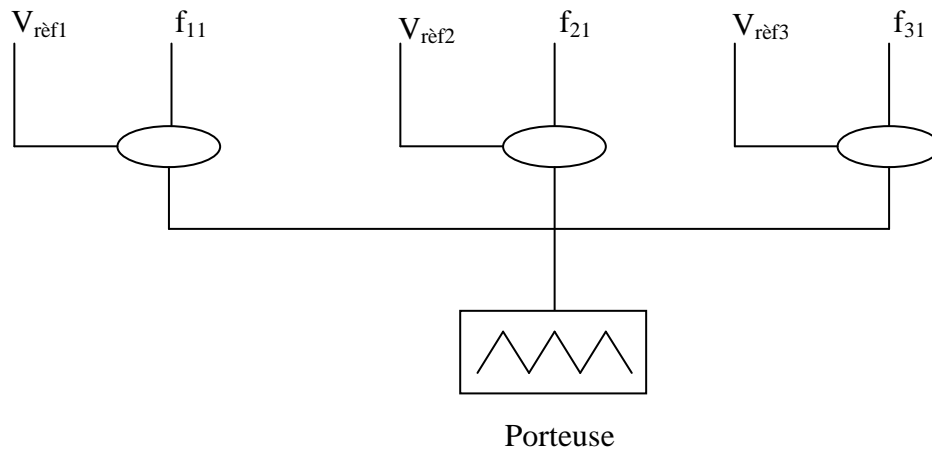


Figure I-14 : Schéma de principe de la technique M.L.I.

II.4.3.2. Simulation Numérique de L'onduleur:

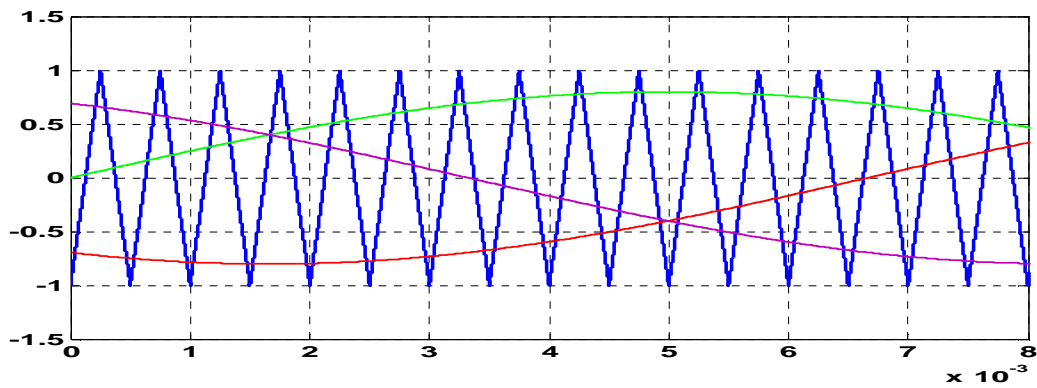


Figure I-15 : La porteuse et les tensions de référence

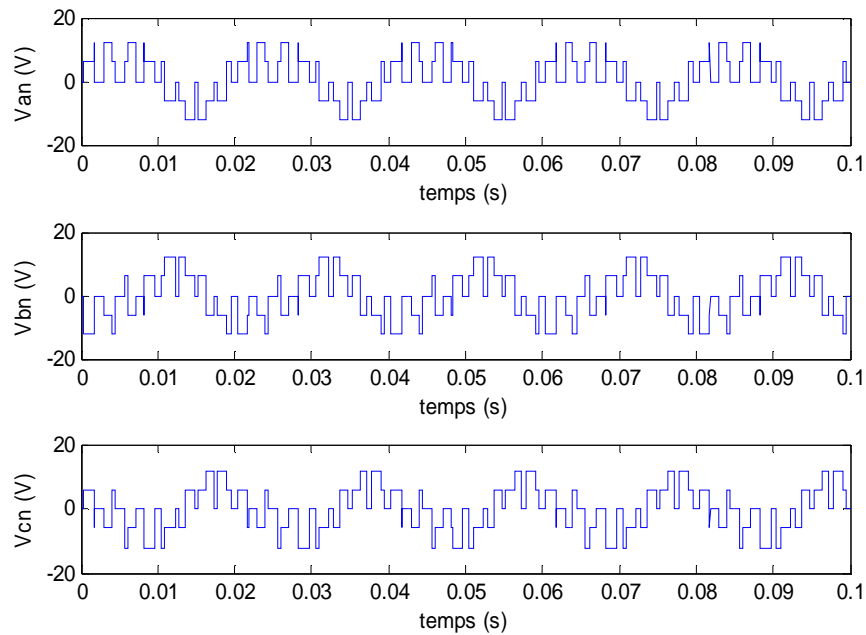


Figure I-16 : Tensions simples à la sortie de l'onduleur

I.5. Simulation :

On essaie de valider maintenant le modèle de la machine asynchrone à double alimentation décrit par les équations trouvées avec la transformation de Park liée au champ tournant citées Au par avant. Les paramètres de la MADA utilisée sont cités à l'Annexe.

I.5.1. Conditions de la Simulation :

En premier temps aucune charge n'est appliquée. La machine est entraînée par une vitesse près du synchronisme égale à 152 rad/s (1452tr/min) ; La MADA utilisée est de 4KW de puissance alimentée directement par une source de tension de 220/380V à 50Hz et de 12V à 1.6Hz au stator et au rotor respectivement.

I.5.2. Résultats de la Simulation :

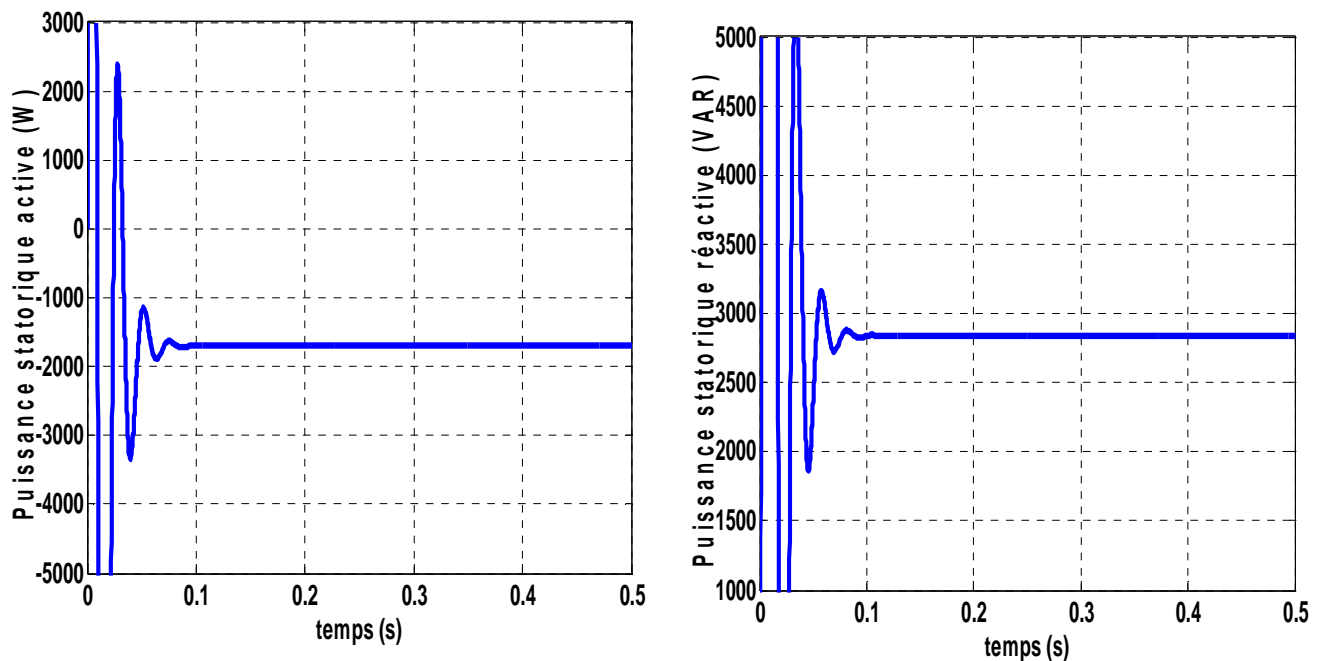


Figure I-17: la puissance active P_s et la puissance réactive Q_s

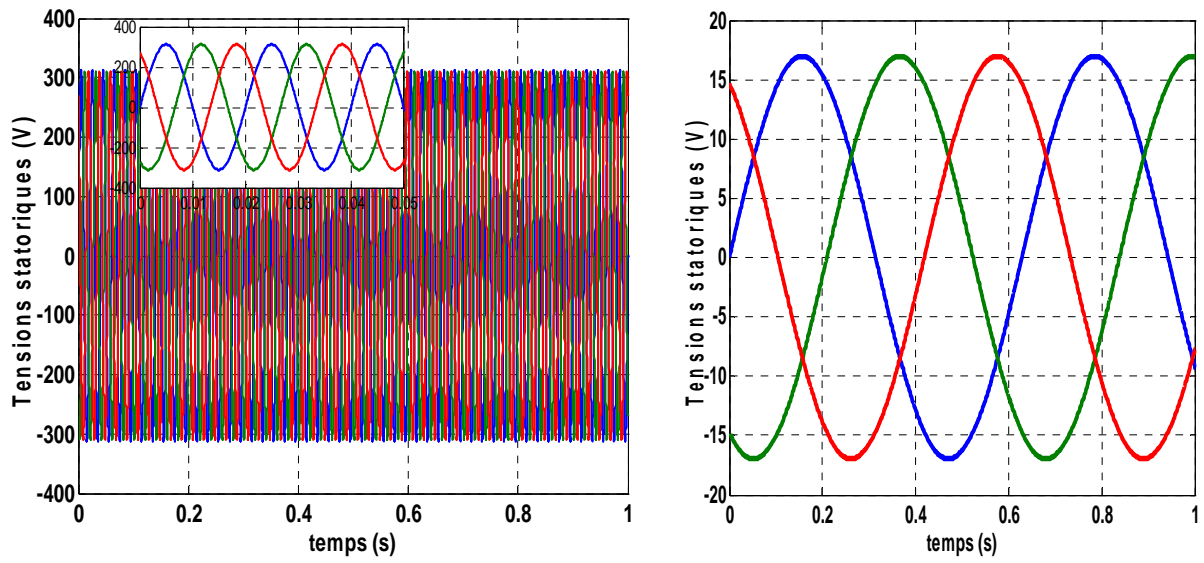


Figure I-18 : tensions statoriques et rotoriques

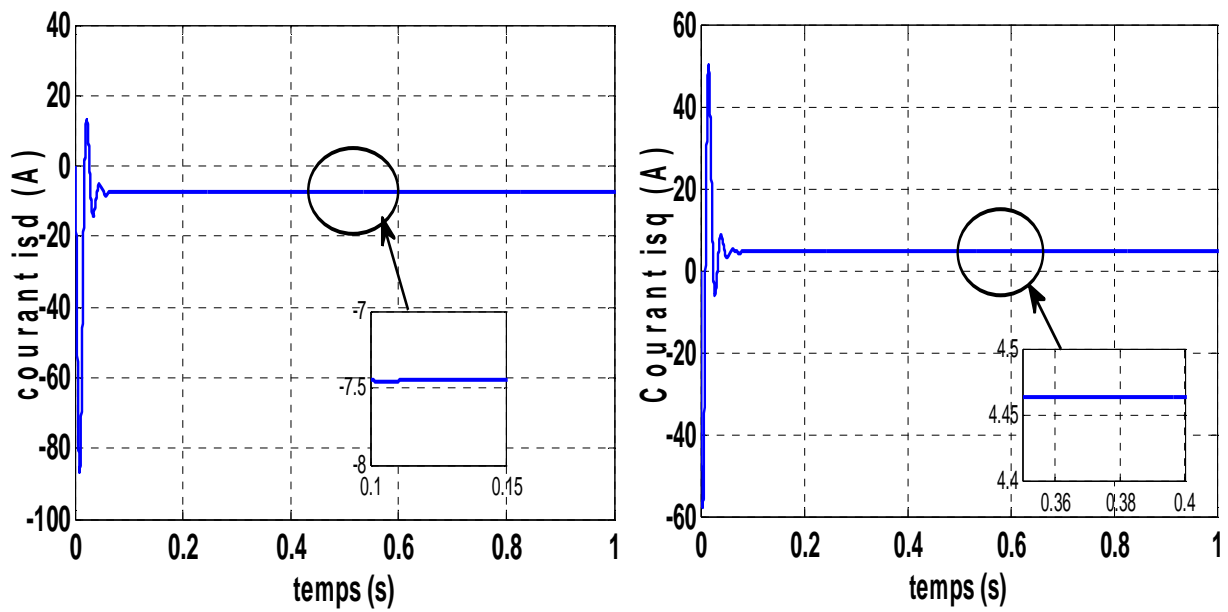


Figure I-19 : Courants i_{sd} et i_{sq}

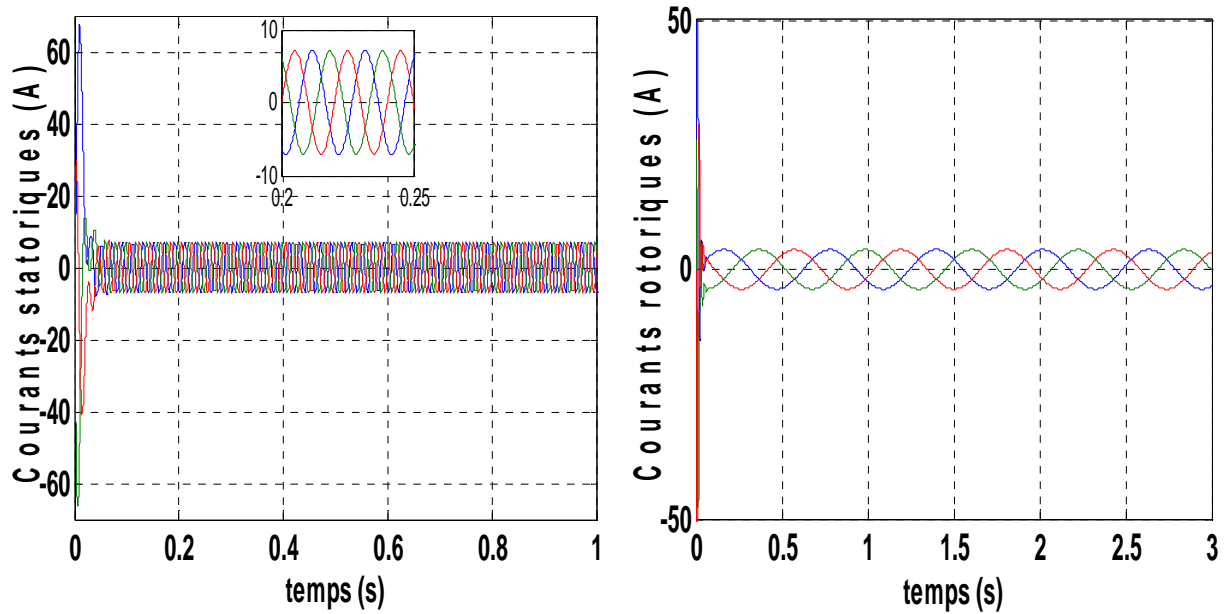


Figure I-20 : Courants statoriques et rotoriques

Interprétations:

- + Au regard de la figure (I-18), on peut remarquer que la tension statorique et rotorique ont des fréquences différentes. La fréquence statorique est imposée par le réseau (50Hz). La fréquence rotorique est liée au glissement de la machine qui égal à 1.5HZ dans ce cas (la machine est entraînée par une vitesse de 1452 tr/min) .
- + Le signal de la puissance active est négative, c'est-à-dire la machine délivré la puissance dans le réseau, pendant le régime permanent la puissance active fournie par GADA au réseau est 1700 W, et la puissance réactive absorbée par GADA est 2800 VAR.

I.6. Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté une brève étude sur la machine asynchrone à double alimentation, son principe de fonctionnement et les modes de fonctionnement; ainsi que ses avantages, ses inconvénients.

nous avons vu que la machine asynchrone à double alimentation, a été ramenée à une machine biphasée équivalente à l'aide de la transformation de Park permettant le passage d'un repère triphasé à un autre biphasé. Cette modélisation nous a montré un fort couplage entre les puissances active et réactive. Ainsi que, le choix d'un tel référentiel approprié pour la modélisation repose sur la stratégie de commande appliquée et les grandeurs à commander, pour ça nous avons développé un modèle de la machine dans le référentiel lié au champ tournant (d, q) en vue de la commande des puissances active et réactive.

Le chapitre suivant sera consacré à la commande vectorielle des ces puissances. Ainsi que l'étudier du système de commande de cette machine (commande vectorielle) pour garder les puissances active et réactive à la sortie de la machine (au stator) comme celles de la référence.

Chapitre I

Etude, Modélisation et Simulation de

la MADA

II.1. Introduction :

Une bonne commande des machines à courant alternatif à vitesse variable est assurée si nous garantissons un bon découplage entre ses grandeurs électromagnétiques. Ceci est réalisé par orientation de ces derniers dans un repère (d,q) tournant à la vitesse de rotation du champ tournant. Si cela est réalisé, nous pouvons rapprocher son comportement de celle d'un moteur à courant continu à excitation indépendante où nous retrouvons un découplage naturel entre le courant d'excitation qui crée le flux et le courant d'induit fournissant le couple électromagnétique nécessaire pour la faire tourner [Geo 07],[Akk 10].

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

Dans cette optique, nous avons proposé une loi de commande pour la MADA basée sur l'orientation du flux statorique, utilisée pour la faire fonctionner en génératrice. Cette dernière met en évidence les relations entre les grandeurs statoriques et rotoriques. Ces relations vont permettre d'agir sur les signaux rotoriques en vue de contrôler l'échange de puissance active et réactive entre le stator de la machine et le réseau [Ham 08].

II.2 . Principe de Base de la Commande Vectorielle :

La commande par orientation de flux proposé par Blaschke, est une technique de commande classique pour l'entraînement des machines asynchrones.

L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Afin d'obtenir un contrôle analogue à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, I_{dr} est analogue au courant d'excitation, tandis que le courant I_{qr} est analogue au courant d'induit. Par conséquent, les deux composantes I_{dr} et I_{qr} sont mutuellement découplées [Ham 08]

La figure (II-1) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une MADA.

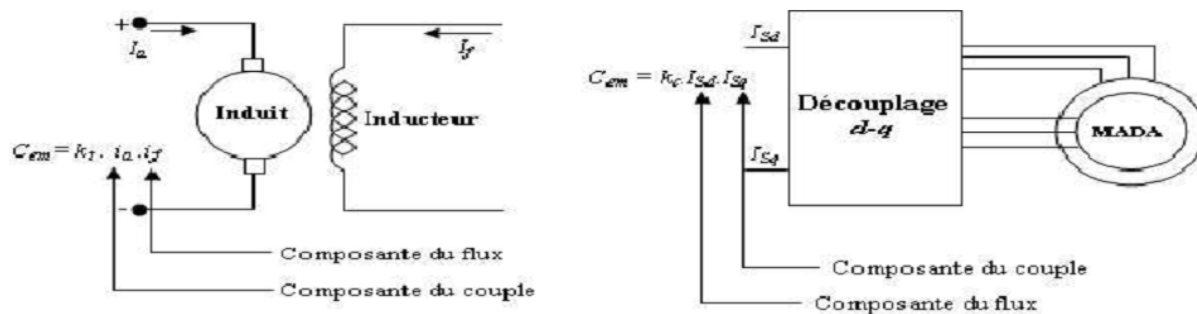


Figure II-1: principe de la commande vectorielle

Hypothèses de travail:

Dans notre étude, l'amplitude et la fréquence de la tension sont constantes, nous choisissons du référentiel diphasé (dq) lié au champ tournant, le flux statorique est orienté au l'axe d.

Le choix de type d'orientation est une étape nécessaire dans la modélisation vectorielle, en général il existe trois principaux choix [Ham 08]:

Orientations du flux rotorique:

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_r \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases}$$

Orientations du flux statorique:

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = \Phi_s \\ \Phi_{sq} = 0 \end{cases}$$

Orientations du flux magnétisant:

$$\begin{cases} \Phi_{dm} = \Phi_m \\ \Phi_{qm} = 0 \end{cases}$$

Avec:

Φ_r : flux rotorique, Φ_s : flux statorique, Φ_m : flux magnétisant (d'entrefer).

II.3. Contrôle Indépendant de Puissance Active et Réactive de Génératrice Asynchrone à Double Alimentation :

En vue de la commande vectorielle de ce générateur, il convient de choisir un référentiel lié au champ tournant, lequel serait relatif à la fréquence 50Hz. Le repère de Park serait, de ce fait, synchronisé avec le flux statorique, dont l'axe d est aligné avec le vecteur de flux statorique, comme le montre la figure II-2.

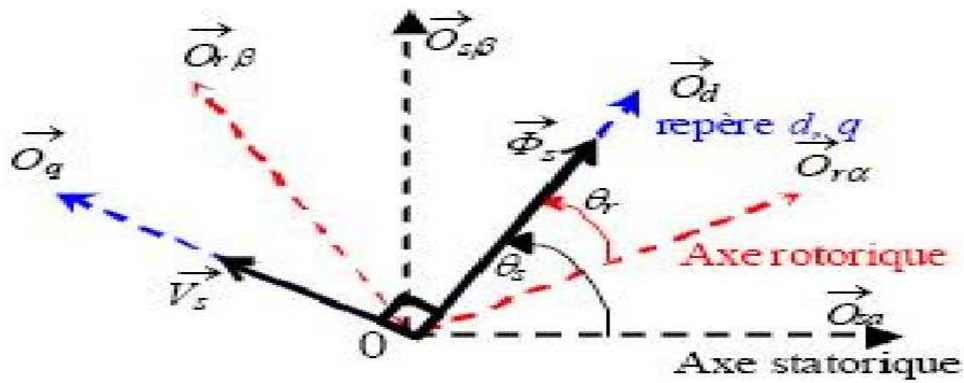


Figure II-2: Orientation de repère Park

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'un repère lié au champ tournant, «Figure .II-2»:

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = \Phi_s = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \Phi_{sq} = 0 = L_s i_{sq} + M i_{rq} \end{cases} \quad (II-1)$$

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s \approx \omega_s \cdot \phi_s \end{cases} \quad (II-2)$$

A partir de l'équation (II -1), nous pouvons alors écrire les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{\Phi_{sd}}{L_s} - \frac{M}{L_s} i_{rd} \\ i_{sq} = -\frac{M}{L_s} i_{rq} \end{cases} \quad (II-3)$$

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

$$\begin{cases} P_s = V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq} \\ Q_s = V_{sq} i_{sd} - V_{sd} i_{sq} \end{cases} \quad (II-4)$$

L'adaptation de ces équations au système d'axes choisi et aux hypothèses simplificatrices effectuées dans notre cas ($V_{ds}=0$) donne

$$\begin{cases} P_s = V_s i_{sq} \\ Q_s = V_s i_{sd} \end{cases} \quad (II-5)$$

En remplaçant I_{ds} et I_{qs} par leurs expressions données l'équation (II-3), nous obtenons les expressions suivantes pour les puissances active et réactive :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} i_{rq} \\ Q_s = \frac{V_s \cdot \phi_s}{L_s} - \frac{V_s \cdot M}{L_s} i_{rd} \end{cases} \quad (\text{II-6})$$

A partir des équations (II-2), nous obtenons, pour le flux statoriques, l'expression suivante

$$\Phi_s = \frac{V_s}{\omega_s}$$

L'expression des puissances (II-6) peut donc se simplifier de la manière suivante :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} i_{rq} \\ Q_s = -\frac{V_s \cdot M}{L_s} i_{rd} + \frac{V_s^2}{L_s \cdot \omega_s} \end{cases} \quad (\text{II-7})$$

Si on considère l'inductance mutuelle M constante, on remarque que l'équation (II-7) fait apparaître que la puissance active statorique Ps est directement proportionnelle au courant rotorique quadrature irq. De plus, la puissance réactive statorique Qs est proportionnelle au courant rotorique direct ird, à une constante près $\frac{V_s^2}{L_s \cdot \omega_s}$

Exprimons d'abord les flux rotoriques d'après les équations en remplaçant les courants statoriques par leur expression dans l'équation (II-3):

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = (L_r - \frac{M^2}{L_s}) i_{rd} + \frac{M \cdot V_s}{\omega_s \cdot L_s} \\ \Phi_{rq} = (L_r - \frac{M^2}{L_s}) i_{rq} \end{cases} \quad (\text{II-8})$$

Ces expressions des flux rotoriques d'axe d et q sont alors intégrées aux expressions des tensions rotoriques diphasées de l'équation (II-9). Nous obtenons alors:

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} + (L_r - \frac{M^2}{L_s}) \frac{di_{rd}}{dt} - g \omega_s (L_r - \frac{M^2}{L_s}) i_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + (L_r - \frac{M^2}{L_s}) \frac{di_{rq}}{dt} + g \omega_s (L_r - \frac{M^2}{L_s}) i_{rd} + g \frac{M V_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{II-9})$$

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} - g \omega_s \sigma L_r i_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} + g \omega_s \sigma L_r i_{rd} + g \frac{M V_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{II-10})$$

Avec:

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad : \text{Coefficient de dispersion}$$

$$g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \quad : \text{coefficient de glissement}$$

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

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} - g \omega_s \sigma L_r i_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + g \omega_s \sigma L_r i_{rd} + g \frac{M V_s}{L_s} \end{cases} \quad \text{(II-11)}$$

V_{rd} et V_{rq} : Sont les composantes diphasées des tensions rotoriques à imposer à la machine pour obtenir les courants rotoriques voulus. L'influence des termes de couplage entre les deux axes en $(L_r - (M/L_s))$ est minime. Une synthèse adéquate des régulateurs dans la boucle de commande permettra de les compenser.

En revanche, le terme $(g \cdot (M \cdot V_s / L_s))$ 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 [Poi 03]

En examinant les équations (II-8) et (II-11), on peut établir le schéma bloc de la figure (II-3) qui comporte en entrées les tensions rotoriques et en sorties les puissances actives et réactives statoriques .

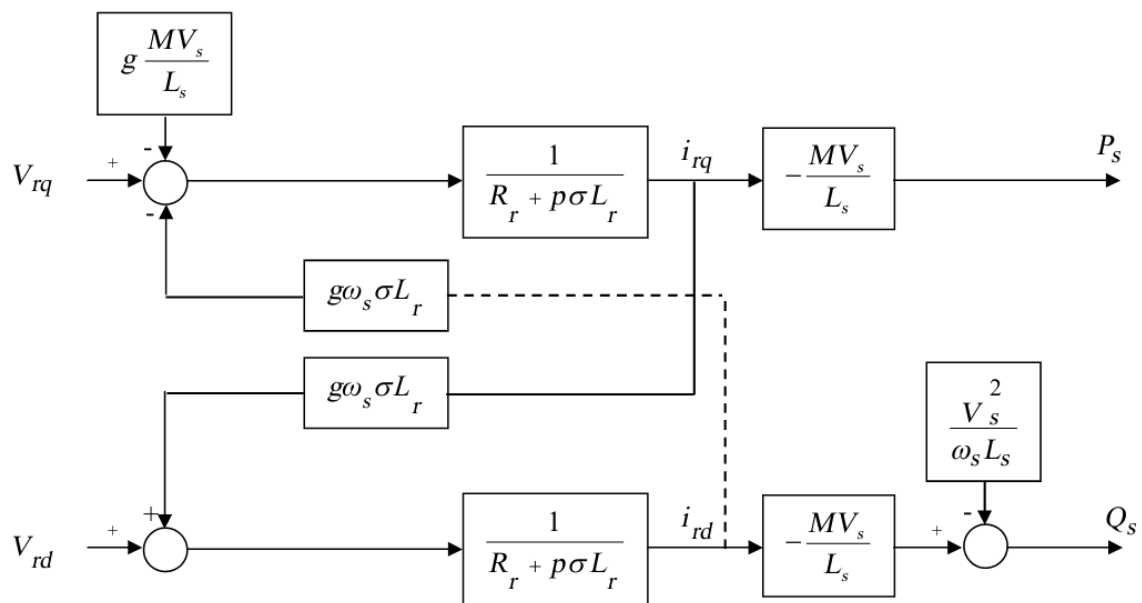


Figure II-3: Schéma bloc du modèle simplifié de la MADA

Ce schéma fait apparaître des fonctions de transfert du premier ordre pour les deux axes liant les tensions rotoriques aux puissances statoriques. Il montre également que nous pouvons mettre en place une commande vectorielle étant donnée 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 rotorique q et la puissance réactive pour l'axe rotorique d .

On remarque que les puissances et les tensions sont liées par une fonction de transfert du premier ordre. De plus, du fait de la faible valeur du glissement g , il sera possible d'établir sans difficulté une commande vectorielle car les influences des couplages resteront faibles et les axes d et q pourront donc être commandés séparément avec leurs propres régulateurs [Bek 14].

Ainsi, il apparaît deux solutions pour effectuer la commande en puissance de cette machine

✚ **La première méthode** : consiste à négliger les termes de couplage et à mettre en place un régulateur indépendant sur chaque axe pour contrôler indépendamment les puissances actives et réactives. Cette méthode sera appelée méthode directe car les régulateurs de puissance contrôlent directement les tensions rotoriques de la machine.

✚ **La deuxième méthode** : consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser en effectuant un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants rotoriques. Cette méthode appelée méthode indirecte découle directement des équations (II -9) et (II -11), [All 13]

D'après, il a trouvé que la méthode directe est que sa mise en œuvre est simple, par contre la méthode indirecte a l'avantage de contrôler les courants rotoriques ce qui permettra de faire une protection de la machine en limitant ces courants mais elle est plus complexe à mettre en œuvre[Bek 14].

Dans la suite, on va appliquer au GADA les deux méthodes précédentes pour examiner l'efficacité de ces commandes de ce générateur.

II.3.1. Commande Directe de Puissance Active et Réactive :

Dans cette méthode, nous présentons la régulation indépendante des puissances active et réactive statoriques du GADA en utilisant deux régulateurs PI où la boucle de régulation de la puissance active P_s et la boucle de régulation de la puissance réactive Q_s .

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 qui sont présents dans le schéma bloc de la figure (II-4) [Bek 14].

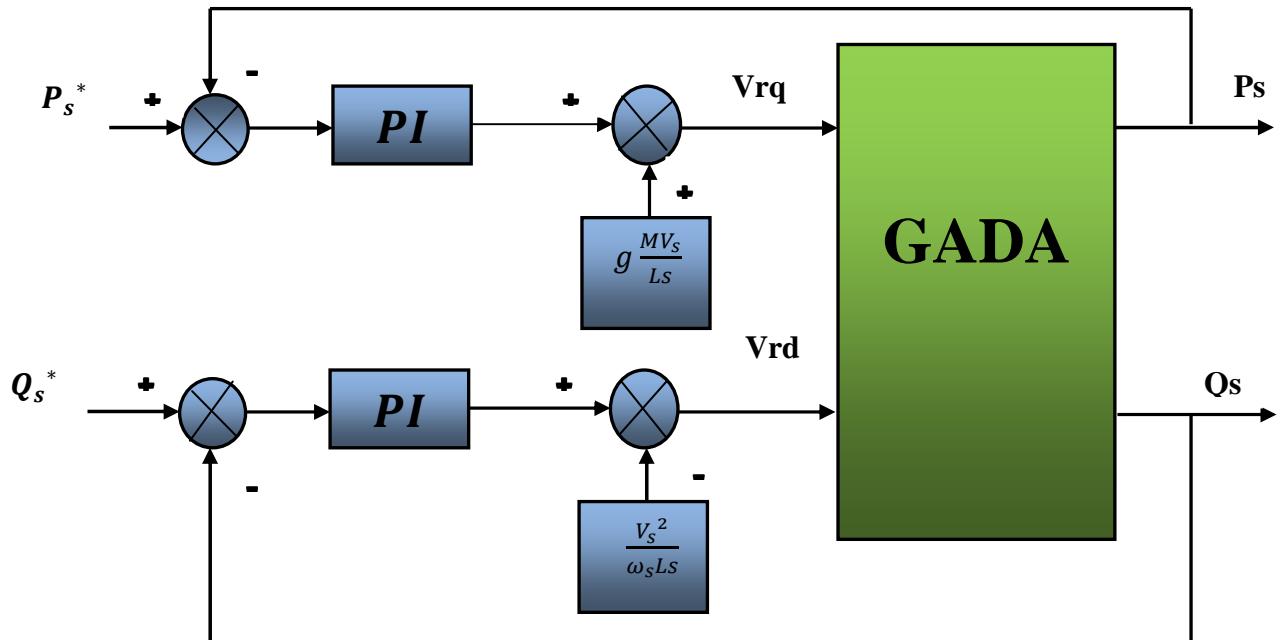


Figure II-4: Schéma bloc de la commande directe de la puissance active et réactive du GADA

II.3.1.1. Dimensionnement Du Régulateur PI :

Pour s’assurer que les puissances active et réactive du GADA suivent leurs consignes, un régulateur PI est indispensable. Le but d’utilisation du régulateur PI est d’assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes.

Les boucles de régulation des puissances active P_s et réactive Q peuvent se présenter par le schéma bloc de la figure (II-5):

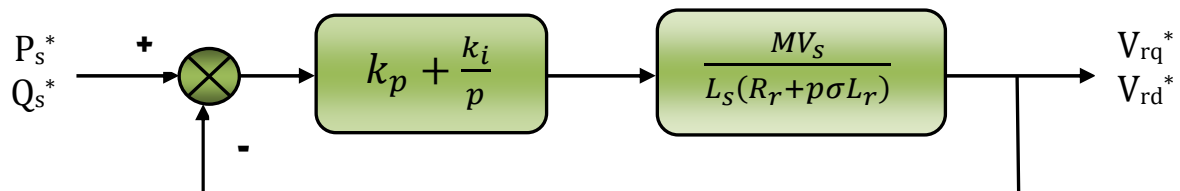


Figure II-5: Schéma de régulation des puissances P_s et Q_s .

On note que les gains des correcteurs PI sont identiques pour l'axe d et l'axe q.

Soit un régulateur PI de fonction de transfert :

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

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure II-5 sera :

$$FTBO(p) = \frac{K_i}{p} \left(\frac{K_p}{K_i} p + 1 \right) \frac{MV_s / L_s R_r}{(p \sigma T_r + 1)} \quad (\text{II-12})$$

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition :

$$\frac{K_p}{K_i} = \sigma T_r \quad (\text{II-13})$$

Ou:

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (\text{II-14})$$

Alors la FTBO s'écrit maintenant :

$$FTBO(p) = \frac{K_i MV_s}{p L_s R_r} \quad (\text{II-15})$$

Afin d'avoir un comportement d'un système du premier ordre dont la fonction de transfert est de la forme :

$$G(p) = \frac{1}{1 + \tau p} \quad (\text{II-16})$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) de la figure II-5 sera :

$$FTBF(p) = \frac{1}{1 + p \frac{L_s R_r}{K_i MV_s}} \quad (\text{II-17})$$

Par analogie l'expression (II-16) par l'expression (II-17), on trouve :

$$\begin{cases} K_p = K_i \sigma T_r = \frac{\sigma L_s L_r}{\tau \cdot MV_s} \\ K_i = \frac{L_s R_r}{\tau \cdot MV_s} \end{cases} \quad (\text{II-18})$$

La constante du temps électrique du système dans notre cas est $\tau_e = T_r = 0.0067$ s, nous avons choisi $\tau = 0.001$ s, pour avoir une dynamique du processus plus rapide. Nous avons

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

II.3.2. Commande Indirecte de Puissance Active et Réactive :

II.3.2.1. Commande Indirecte Sans Boucles de Puissance :

Les courants rotoriques i_{rq} et i_{rd} , sont respectivement les images de la puissance active statorique P_s et la puissance réactive statorique Q_s , doivent poursuivre leurs courants de références.

II.3.2.1.1. Découplage Par Compensation :

De l'équation (II-10), on peut voir que les équations de tension incluent deux termes de couplage entre l'axe d et l'axe q.

Nous devons présenter un système de découplage, en présentant les termes de compensation :

$$\begin{cases} E_{rd} = g\omega_s\sigma L_r i_{rq} \\ E_{rq} = -g\omega_s\sigma L_r i_{rd} - g\frac{MV_s}{L_s} \end{cases} \quad (II-19)$$

Puis, on a défini deux nouvelles variables intermédiaires de découplage par deux expressions qui sont :

$$\begin{cases} V_{rd1} = V_{rd} + E_{rd} \\ V_{rq1} = V_{rq} + E_{rq} \end{cases} \quad (II-20)$$

Le schéma bloc de la commande indirecte sans boucles des puissances du GADA est représentée par la figure (II-6).

La figure (II-6) consiste à contrôler ces puissances indirectement par le réglage des deux composantes ; directe et en quadrature du courant rotorique par des régulateurs PI dont les consignes sont directement déduites des valeurs des puissances que l'ont veut imposer au GADA.

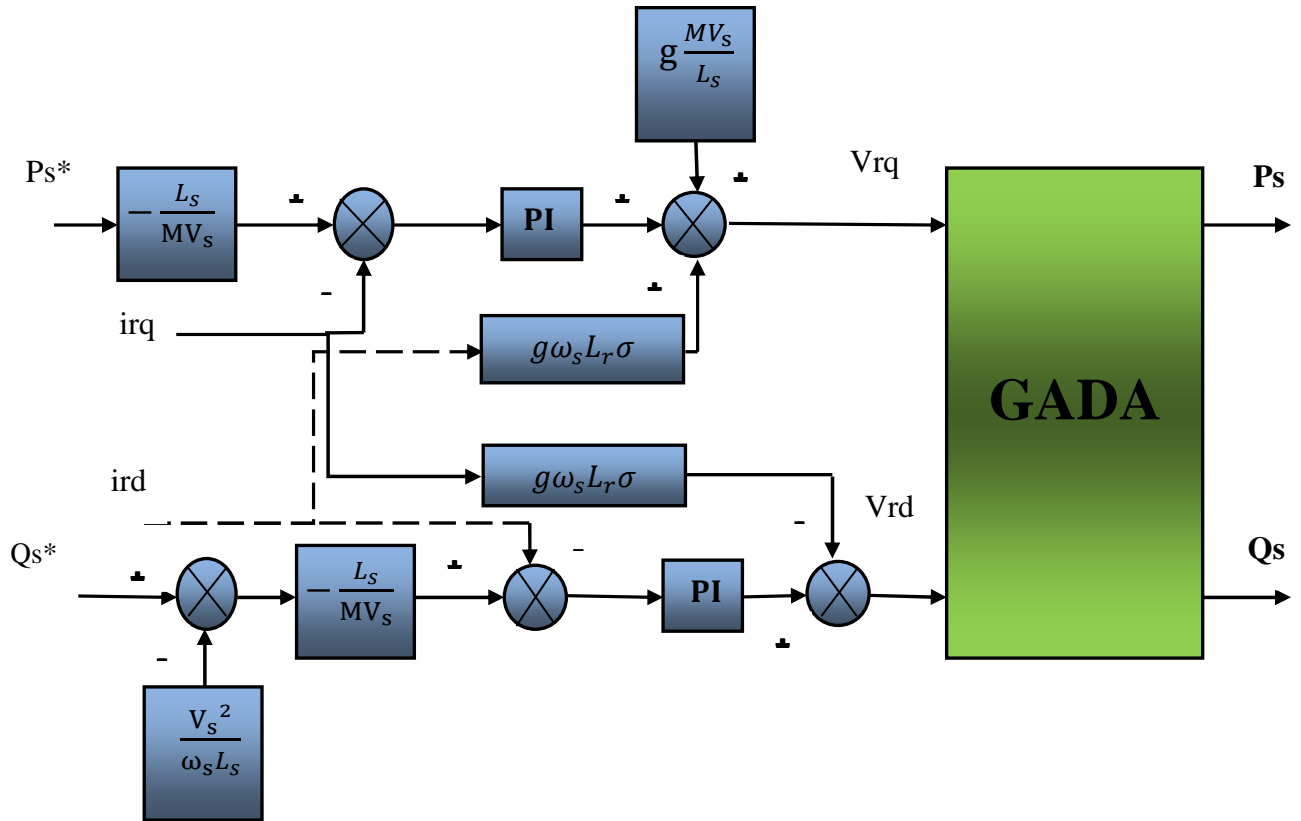


Figure II-6: Schéma bloc de la commande indirecte sans boucles des puissances du GADA

II.3.2.1.2. Dimensionnement du Régulateur PI :

Les fonctions de transferts des courants rotoriques directe et quadrature sont obtenues à partir de l'équation (II-10) et par l'annulation des termes de découplages par les termes de compensations :

$$\frac{i_{rd}}{V_{rd}} = \frac{1}{R_r + \sigma L_r p} \quad \text{et} \quad \frac{i_{rq}}{V_{rq}} = \frac{1}{R_r + \sigma L_r p} \quad (II-21)$$

La boucle de régulation des courants i_{rd} et i_{rq} peut se présenter par le schéma bloc de la figure (II-7):

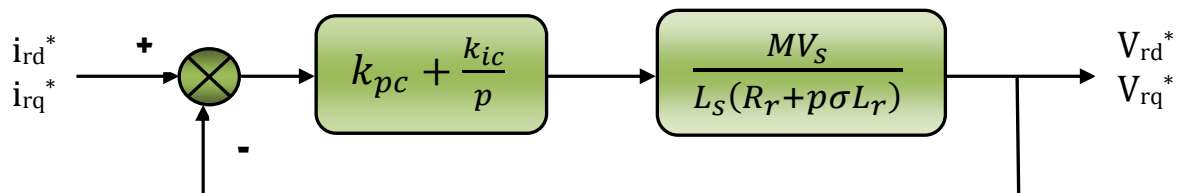


Figure II-7: Schéma de régulation des courants i_{rd} et i_{rq} .

On note que les gains des correcteurs PI sont identiques pour l'axe d et l'axe q.

Soit un régulateur PI de fonction de transfert :

$$PI(p) = K_{pc} + \frac{K_{pc}}{p} \quad (\text{II-22})$$

La FTBO de la figure II-7 sera :

$$FTBO(p) = \frac{K_{ic}}{p} \left(p \frac{K_{pc}}{K_{ic}} + 1 \right) \frac{1}{R_r \left(1 + \frac{\sigma L_r}{R_r} p \right)} \quad (\text{II-23})$$

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition, on trouve :

$$\frac{K_{pc}}{K_{ic}} = \sigma T_r \quad (\text{II-24})$$

Ou:

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (\text{II-25})$$

Alors la FTBO s'écrit maintenant comme suit :

$$FTBO(p) = \frac{K_{ic}}{R_r \cdot p} \quad (\text{II-26})$$

26)

Donc la FTBF de la figure (II-7) sera :

$$FTBF(p) = \frac{\frac{K_{ic}}{R_r \cdot p}}{1 + \frac{K_{ic}}{R_r \cdot p}} = \frac{1}{\frac{R_r}{K_{ic}} \cdot p + 1} \quad (\text{II-27})$$

Par analogie de l'expression (II-27) par l'expression (II-16), on trouve :

$$\tau = \frac{R_r}{K_{ic}} \quad (\text{II-28})$$

De l'expression (II-28) et (II-24) on a :

$$\begin{cases} K_{pc} = K_{ic} \sigma T_r = \frac{\sigma L_r}{\tau} \\ K_{ic} = \frac{R_r}{\tau} \end{cases}$$

II.3.2.2. Commande Indirecte Avec Boucles de Puissance :

Afin d'améliorer la commande précédente, nous allons incorporer une boucle de régulation supplémentaire au niveau des puissances afin d'éliminer l'erreur statique tout en préservant la dynamique du système. Nous aboutissons au schéma bloc présenté en figure (II-8) sur lequel on distingue bien les deux boucles de régulation pour chaque axe, l'une contrôlant le courant et l'autre la puissance.

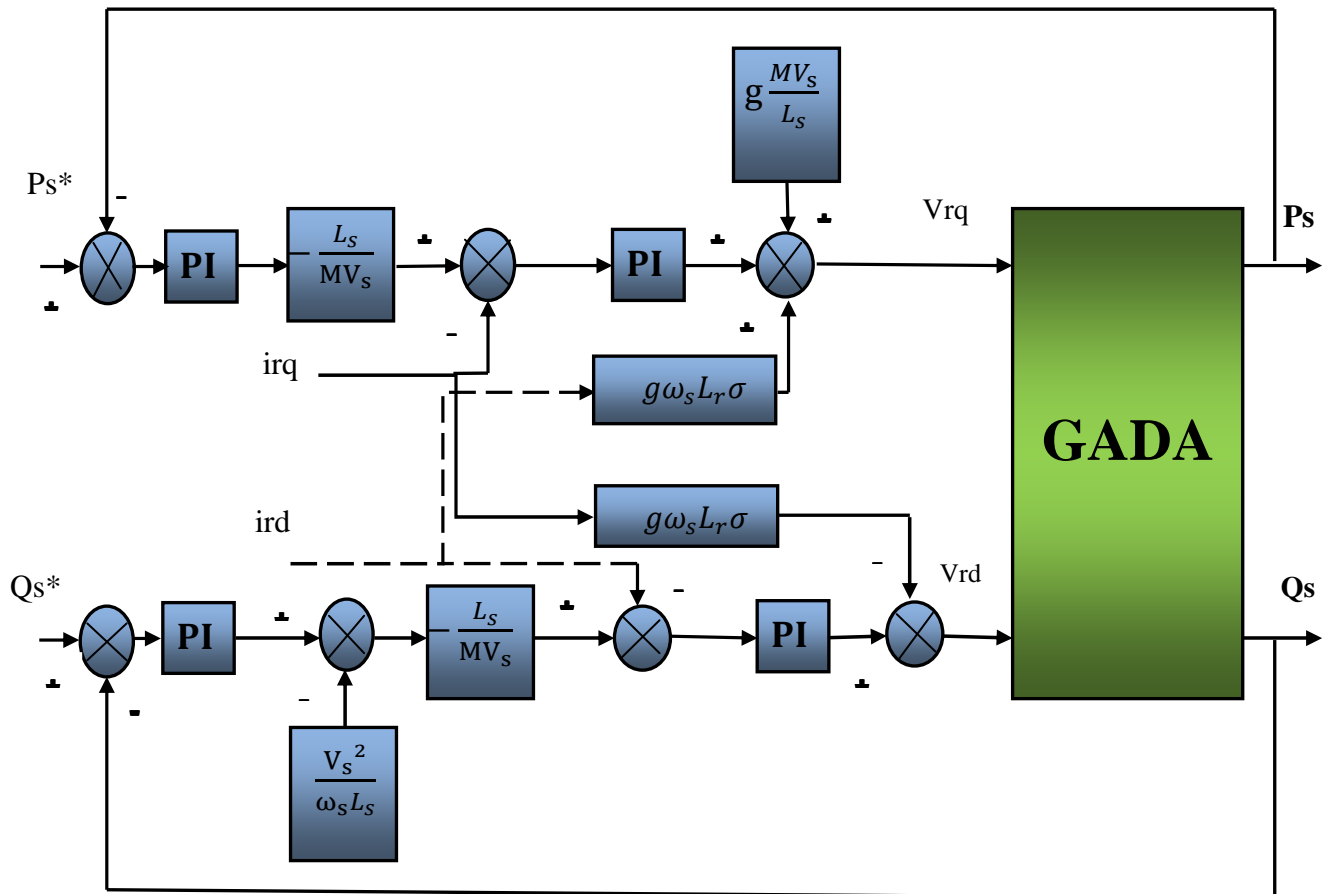


Figure II-8: Schéma bloc de la commande indirecte avec boucles des puissances du GADA

II.4. Résultats de Simulation de la Commande Directe et Indirecte du GADA:

Pour examiner et visualiser le comportement de chaque type de commande, dans cette partie, nous avons donc soumis ces commandes à des échelons des puissances, active et réactive statoriques.

Les paramètres de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) en mode générateur utilisée dans la simulation sont reportés en annexe.

On note ici que la vitesse mécanique qui entraîne le rotor du GADA est une vitesse fixe proche de la vitesse de synchronisme qui est égale à 152 rad/s (1452 tr/mn). Les échelons des puissances active et réactive, qui sont appliqués à chaque type de commande du GADA, sont représentés dans le tableau II-1.

Tableau II-1: Echelons des puissances active et réactive appliqués à chaque type de commande du GADA

Temps (s)			P_s^* (W)	Q_s^* (VAR)
0	à	0.8	0	0
0.8	à	1.2	-1000	0
1.2	à	1.6	-1000	1000
1.6	à	2	-2000	1000
2	à	2.5	-2000	-1000
2.5	à	3	-3000	-1000

II.4.1. Résultats de Simulation de la Commande Directe :

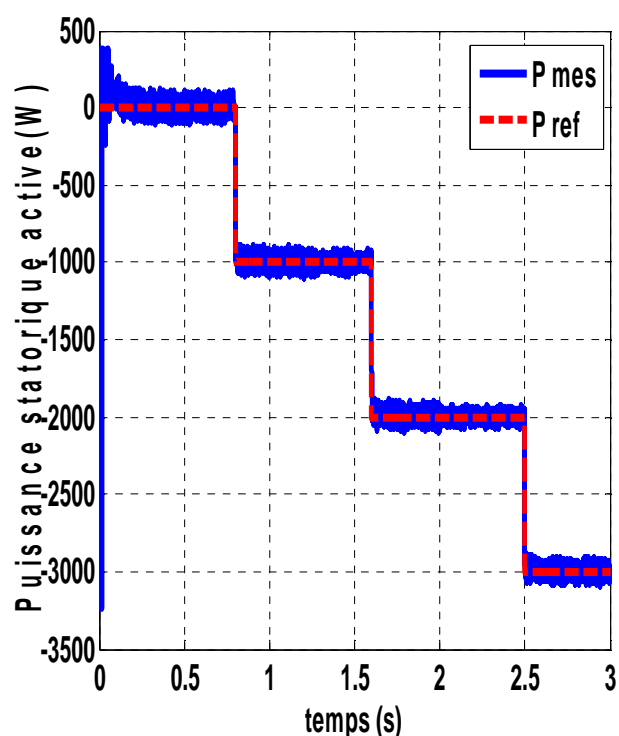


Figure II-9: puissance active statorique de la commande directe.

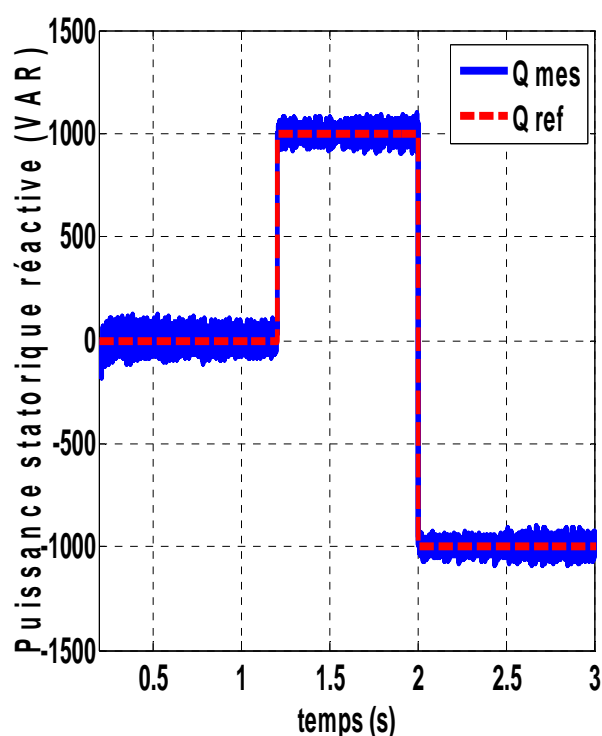


Figure II-10: puissance réactive statorique de la commande directe.

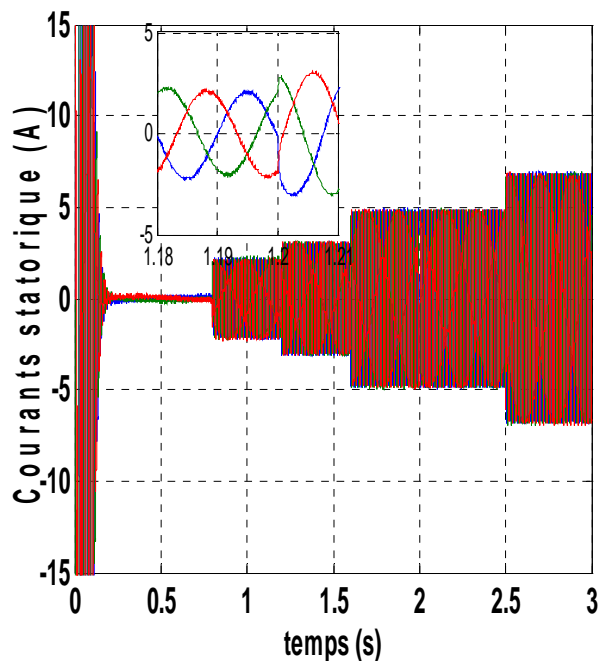


Figure II-11: Courants statoriques de la commande directe

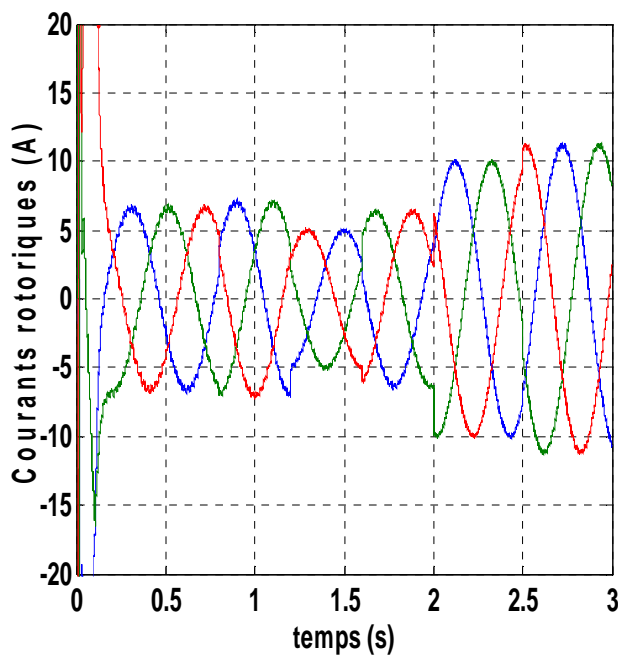


Figure II-12: Courants rotoriques de la commande directe.

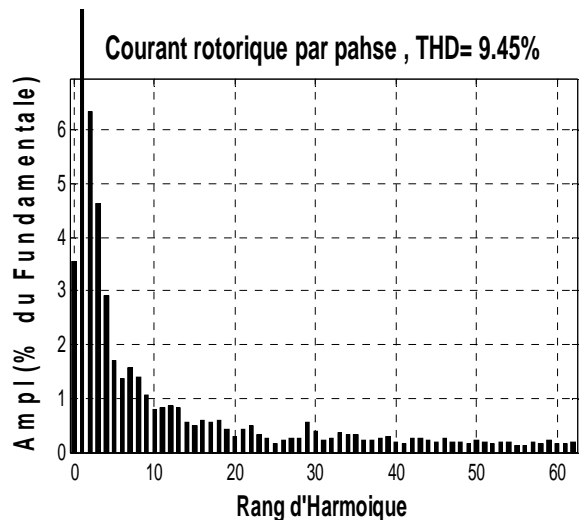
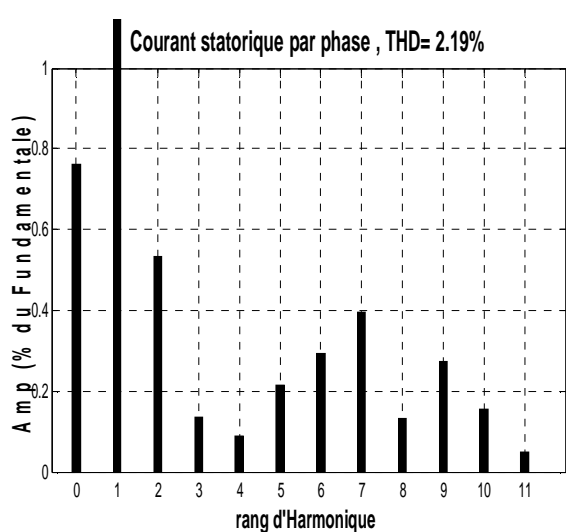


Figure II-13: spectre d'harmoniques de courant statorique et rotorique.

On peut remarquer que les échelons de la puissance active et réactive statorique sont bien suivis, rapidement et sans dépassement par le générateur. Cependant les variations des échelons on observe un bon découplage entre les deux axes de commande (d et q) avec des faibles oscillations (figure II-9 et II-10).

Les figures (II-11) et (II-12) montrent que les courants obtenus au stator et au rotor sont de formes sinusoïdales.

II.4.2. Résultats de Simulation de la Commande Indirecte :

Pour la commande indirecte sans et avec boucles des puissances, on applique les mêmes échelons de la puissance active et réactive statorique qui ont été utilisés dans la commande directe.

II.4.2.1. Commande Indirecte Sans Boucles des Puissances :

Les résultats obtenus montrent bien les grandes performances du contrôle indirecte de la puissance active et réactive sans boucles des puissances, ceci a été confirmé par le découplage parfait et la bonne poursuite (figure II-13 et II-14) avec une réduction des ondulations au niveau de la puissance active et réactive statorique, par conséquent une minimisation des harmoniques.

Les figures (II-15) et (II-16) montrent que les courants obtenus au stator et au rotor sont aussi de formes sinusoïdales avec une amélioration de qualité par rapport à ceux obtenus par la commande directe.

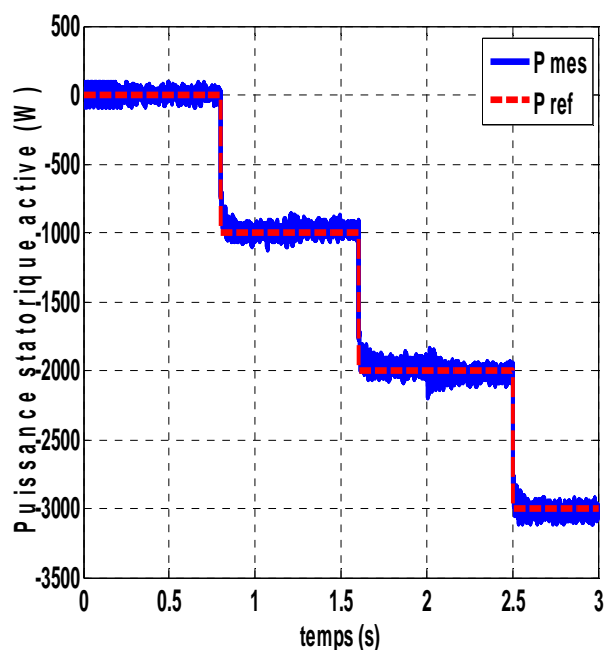


Figure II-14: puissance active statorique de la commande indirecte sans boucles

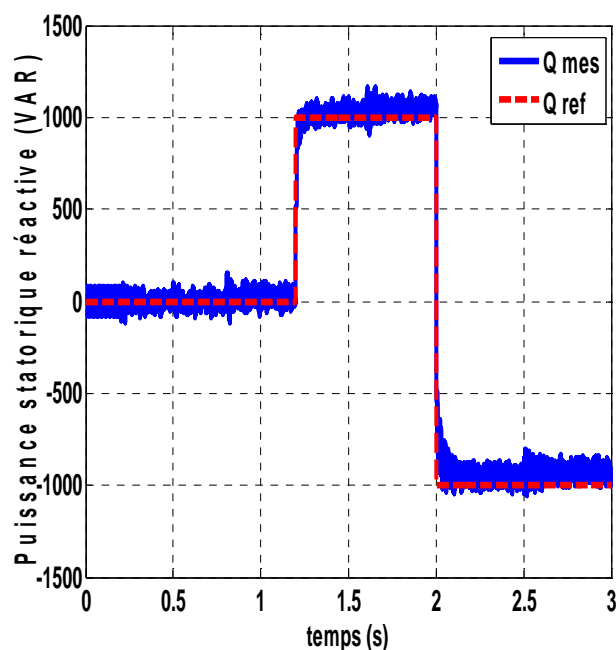


Figure II-15: puissance réactive statorique de la commande indirecte sans boucles

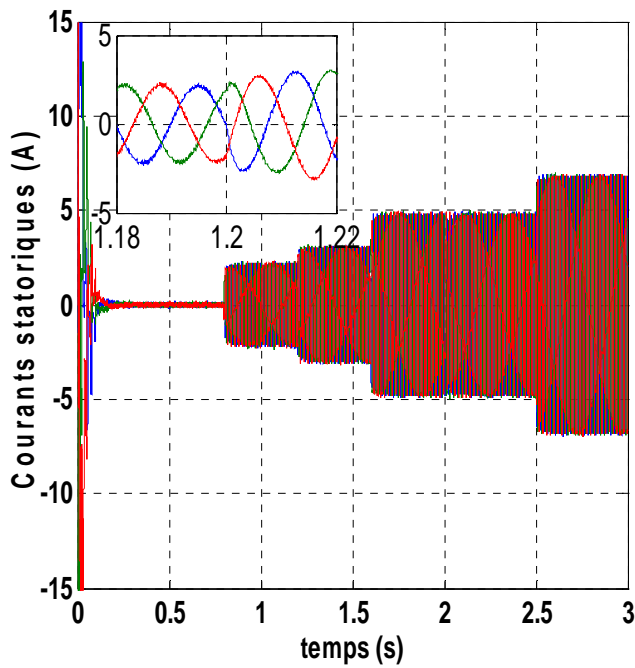


Figure II-16: Courants statoriques de la commande indirecte sans boucles

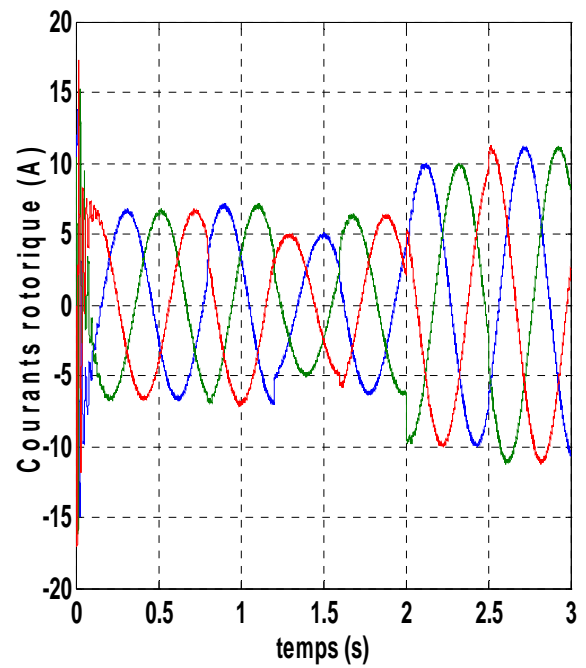


Figure II-17: Courants rotorique de la commande indirecte sans boucles

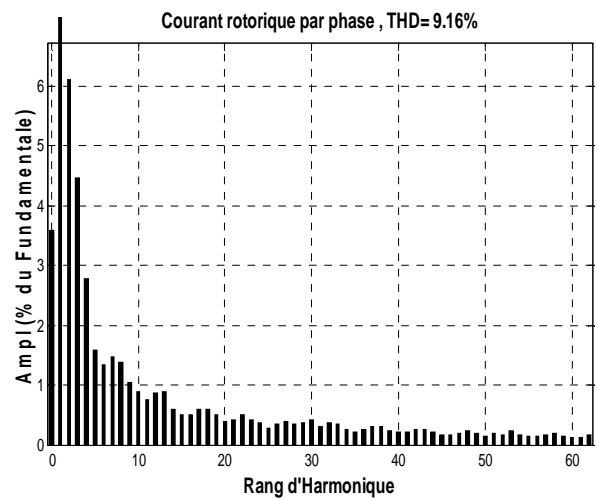
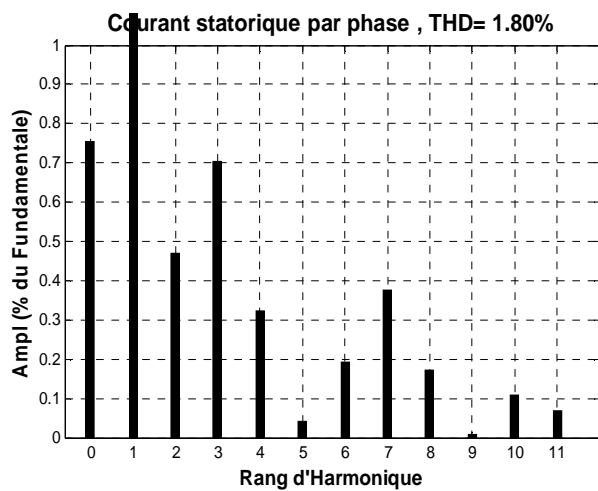


Figure II-18: spectre d'harmoniques de courant statorique et rotorique.

II.4.2.2. Commande Indirecte Avec Boucles des Puissances :

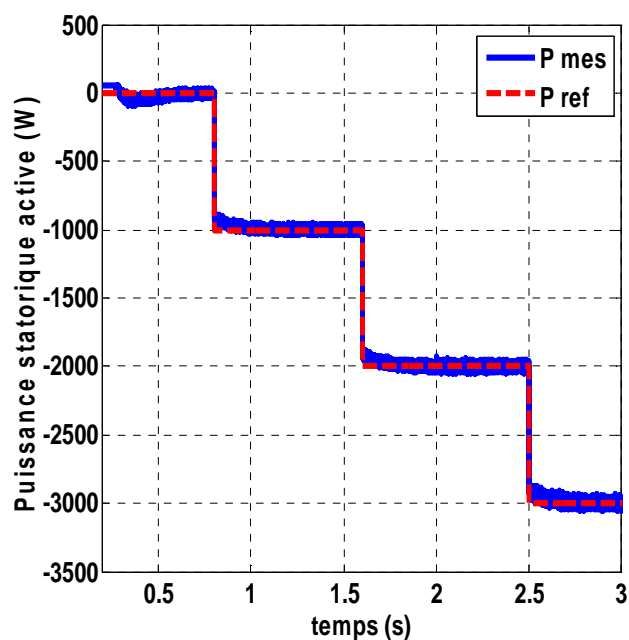


Figure II-19: Puissance active statorique de la commande directe avec boucles

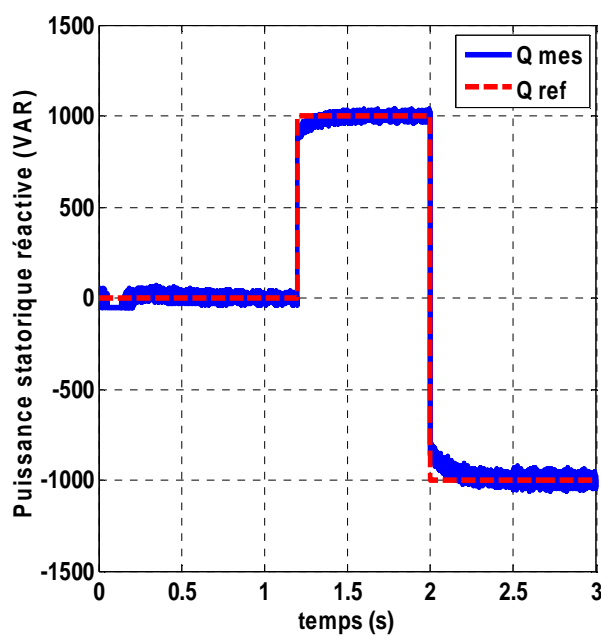


Figure II-20: Puissance réactive statorique de la commande indirecte avec boucles

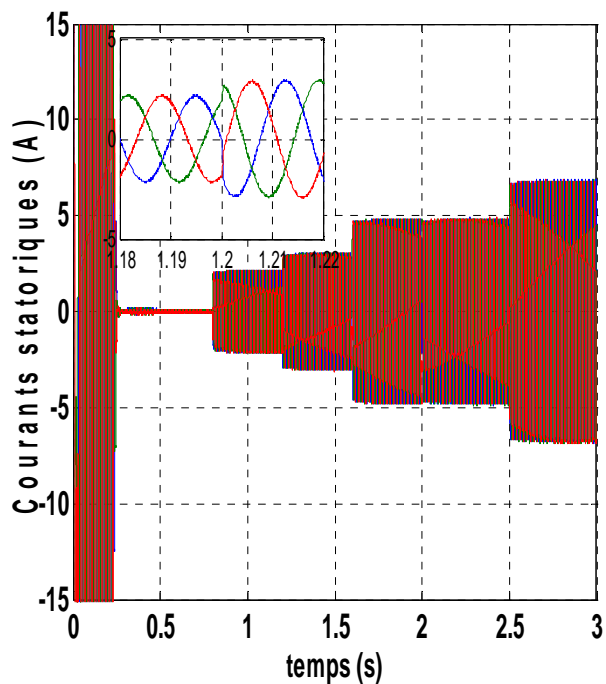


Figure II-21: Courants statoriques de la commande indirecte avec boucles

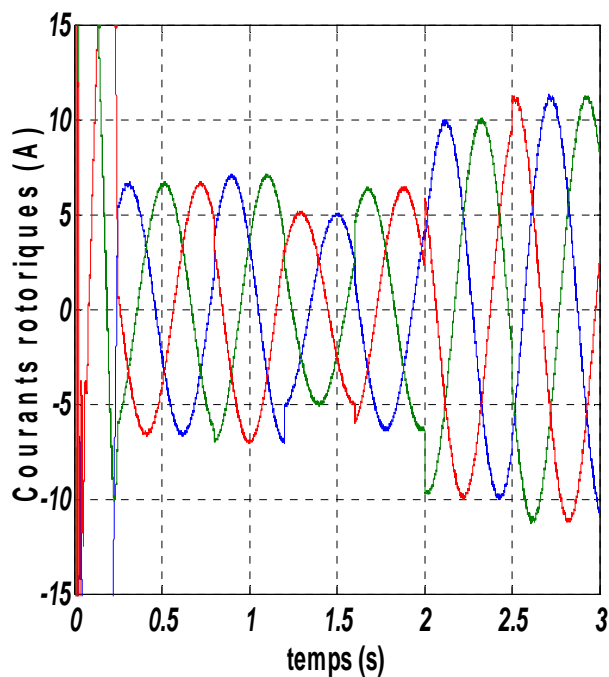


Figure II-22: Courants rotorique de la commande indirecte avec boucles

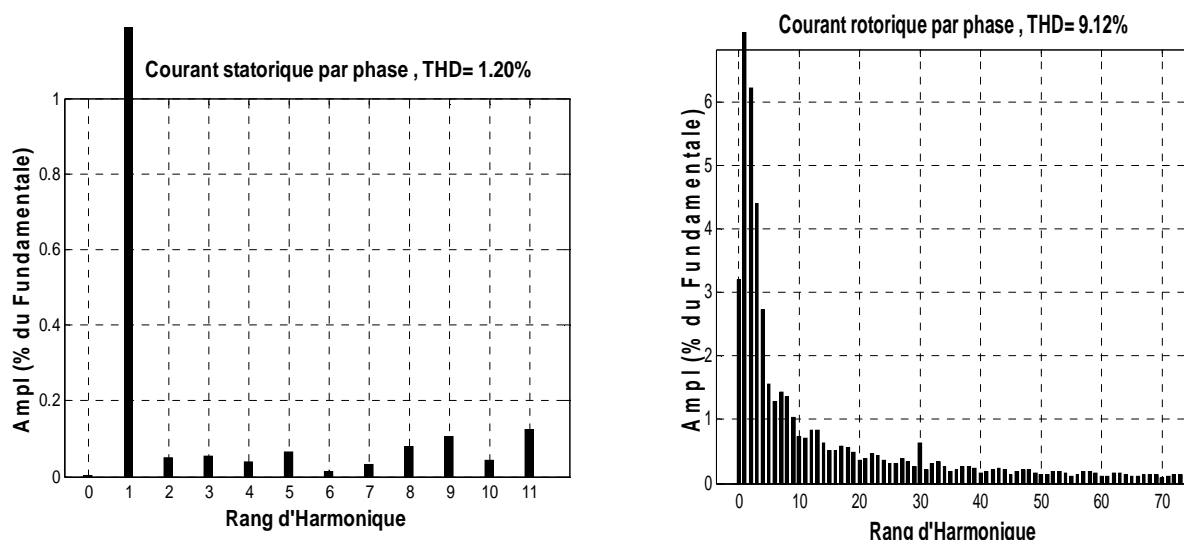


Figure II-23: spectre d'harmoniques de courant statorique et rotorique.

Cette commande est donc plus performante que la commande directe qui présentait plus de perturbations entre les deux puissances .

La commande indirecte sans et avec boucles des puissances presque ont les mêmes performances, mais la commande indirecte sans boucles des puissances plus rapide que celle avec boucles des puissances parce que la commande indirecte avec boucles des puissances utilise quatre (04) régulateurs (02 régulateurs de courant et 02 régulateurs de puissance), par contre la commande indirecte sans boucles des puissances utilise seulement deux (02) régulateurs de courant (figure II.17, II.18, II.19 et II.20).

Nous allons donc retenir la commande indirecte sans boucles des puissances pour le reste de notre étude. De plus, elle permet de pouvoir limiter simplement les courants rotoriques de la machine en fixant une limite dans la boucle du courant rotorique.

II.5. Conclusion :

Ce chapitre nous a permis d'établir la synthèse de la commande vectorielle en puissance active et réactive statorique de la machine asynchrone à double alimentation. Trois modes de contrôles ont été détaillés en utilisant un régulateur proportionnel intégral. La commande directe, basé sur l'hypothèse d'un découplage parfait entre les deux axes direct et en quadrature, et la commande indirecte, avec et sans boucle de puissance, qui tiens compte du couplage entre les axes et utilise des termes de compensation pour le corriger. Bien que la commande directe nous ait donné des résultats satisfaisants avec une simplicité de mise en œuvre, la commande indirecte en boucle fermée sur la puissance, certes plus complexe, nous permettait d'obtenir un système plus performant et plus robuste. La présence d'une boucle des courants dans la commande indirecte lui offre un avantage, par rapport à la commande directe, permettant la limitation des courants rotoriques pour protéger la machine et aussi la possibilité de superposer des références de courants harmoniques pour une éventuelle application de la MADA en un filtre actif.

Afin d'optimiser des gains, K_p et K_i , du régulateur PI qui est utilisé dans la commande vectorielle classique du GADA pour but d'améliorer les performances de résultats de simulation, nous allons appliquer dans le prochain chapitre une méthode métaheuristique qui s'appelle la méthode "d'optimisation par essaim de particules", soit en anglais « Particle Swarm Optimization » (PSO).

Chapitre III

Optimisation des Gains de PI Par la Technique PSO

III.1. Introduction :

Les coefficients des régulateurs classiques PI utilisés au sein de la commande vectorielle sont directement calculés à partir des paramètres de la machine, lors des dérives de ces derniers provoquent une altération de la commande de la machine. Afin d'obtenir de meilleures performances on a recours à l'optimisation de ces régulateurs.

Plus récemment, une méthode d'optimisation nommée « optimisation par essaim de particules », soit en anglais « Particle Swarm Optimization » (PSO), inspirée de l'intelligence d'essaim a attiré les chercheurs et faite exploiter dans différents domaines d'optimisation. Cette méthode est devenue de plus en plus populaire. Elle est caractérisée par une façon décentralisée de travail qui imite le comportement des essaims d'insectes sociaux, les masses d'oiseaux ou les écoles de poisson. L'avantage de ces approches sur les techniques traditionnelles est la robustesse et la flexibilité[Bek 14].

Dans ce chapitre, nous présentons le principe de fonctionnement de la technique PSO, ainsi que les PSO en mettant en évidence leurs similitudes et leurs différences avec l'application au réglage indirecte de la puissance active et réactive à travers les gains du régulateur PI des courants rotoriques du générateur asynchrone à double alimentation (GADA).

III.2. Définition de l'optimisation :

Un problème d'optimisation se définit comme la recherche du minimum ou du maximum (de l'optimum) d'une fonction donnée . On peut aussi trouver des problèmes d'optimisation pour lesquelles les variables de la fonction à optimiser sont contraintes d'évoluer dans une certaine partie de l'espace de recherche. Dans ce cas, on a une forme particulière de ce que l'on appelle un problème d'optimisation sous contraintes [Bek 14].

III.2.1. Fonction Objectif :

Un problème d'optimisation est un problème à partir duquel on peut définir une ou plusieurs fonctions objectifs permettent la différenciation d'une bonne solution une mauvaise.

Concrètement, ces fonctions objectifs parcourent l'ensemble des solutions possibles de l'espace de recherche local et sont, à chaque itération, comparés à des optimums précédemment définis .

Leur égalité(ou presque égalité dans le cas d'une garantie de performance)conduit alors à l'état final; à la solution [Aik 11],[Man 08].

Le principe même d'une métaheuristique est de minimiser ou de maximiser ces fonctions afin de réduire les solutions possibles et par la même occasion le temps d'exécution. Lorsqu'une seule valeur est associée a une seule fonction objectif on parle de problème mono-objectif. Dans le cas contraire on parle naturellement d'un problème multi objectif.

III.3. Optimisation d'Essaim de Particules (*Particle Swarm Optimization*):

L'optimisation d'essaim de particules (PSO) est une technique stochastique basée sur la population d'optimisation développée par Dr. **Eberhart** et Dr. **Kennedy** en 1995, inspiré par le comportement social des oiseaux s'assemblant ou le banc de poissons figure (III-1) [Aik 11]. ses deux concepteurs, cherchaient 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. Un modèle simple fut alors élaboré [Bek 14].



Figure III-1: Groupe de : (a) oiseaux, (b) poissons

En effet, on peut observer chez ces animaux des dynamiques de déplacement relativement complexes, alors qu'individuellement chaque individu a une intelligence limitée et une connaissance seulement locale de sa situation dans l'essaim. Un

individu de l'essaim n'a pour connaissance que la position et la vitesse de ses plus proches voisins. Chaque individu utilise donc, non seulement, sa propre mémoire, mais aussi l'information locale sur ses plus proches voisins pour décider de son propre déplacement. Des règles simples, telles que "aller à la même vitesse que les autres", "se déplacer dans la même direction" ou encore "rester proche de ses voisins" sont des exemples de comportements qui suffisent à maintenir la cohésion de l'essaim, et qui permettent la mise en œuvre de comportements collectifs complexes et adaptatifs.

L'intelligence globale de l'essaim est donc la conséquence directe des interactions locales entre les différentes particules de l'essaim. La performance du système entier est supérieure à la somme des performances de ses parties. **Kennedy** et **Eberhart** se sont inspirés de ces comportements socio-psychologiques pour créer le PSO. Un essaim de particules, qui sont des solutions potentielles au problème d'optimisation, "survole" l'espace de recherche, en quête de l'optimum global. Le déplacement d'une particule est influencé par les trois composantes suivantes [Yan 08]:

- ✚ 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 objectif en ce point. La figure III.2 illustre la stratégie de déplacement d'une particule.

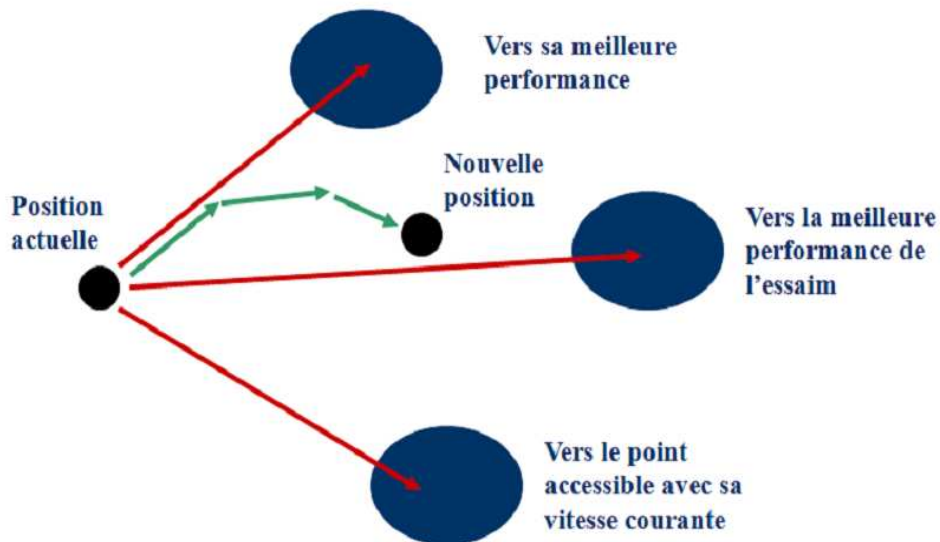


Figure III-2: Déplacement d'une particule

Il faut ensuite définir les voisins et leur structure, il en existe de deux types :

- ✚ Les voisinages géographiques : les voisins d'une particule sont ses voisins les plus proches. Ce type de voisinage impose l'utilisation d'une distance pour recalculer à chaque itération (ou toutes les k itérations) les voisins de chaque particule. Ci-dessous, la figure (III-3) est un exemple où les voisins d'une particule sont les deux particules qui lui sont le plus proche.

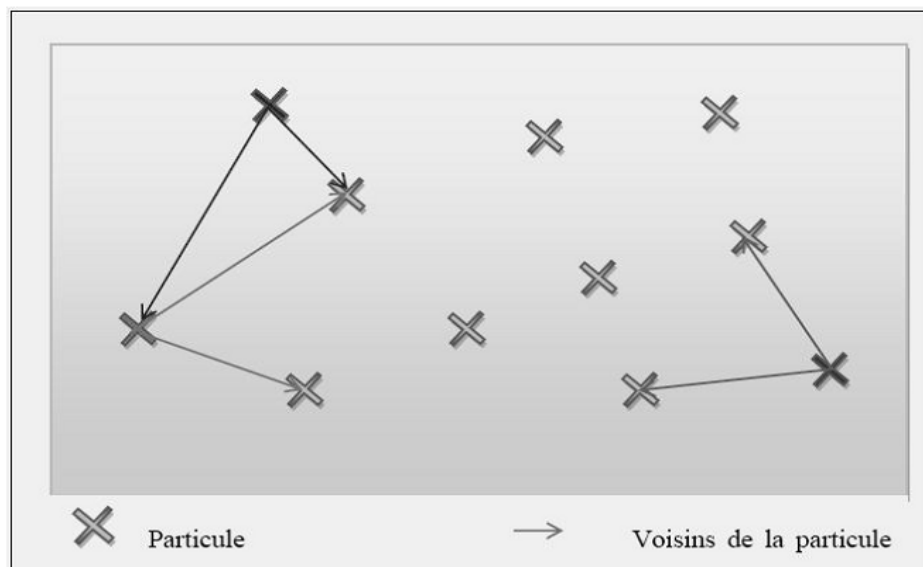


Figure III-3: Exemple de voisinage géographique.

- Les voisinages sociaux : les voisinages sont établis à l'initialisation et ne sont pas modifiés ensuite. Il existe différentes structures de voisinages sociaux, nous allons vous en présenter quelques uns (Figure III-4)[Bek 14].

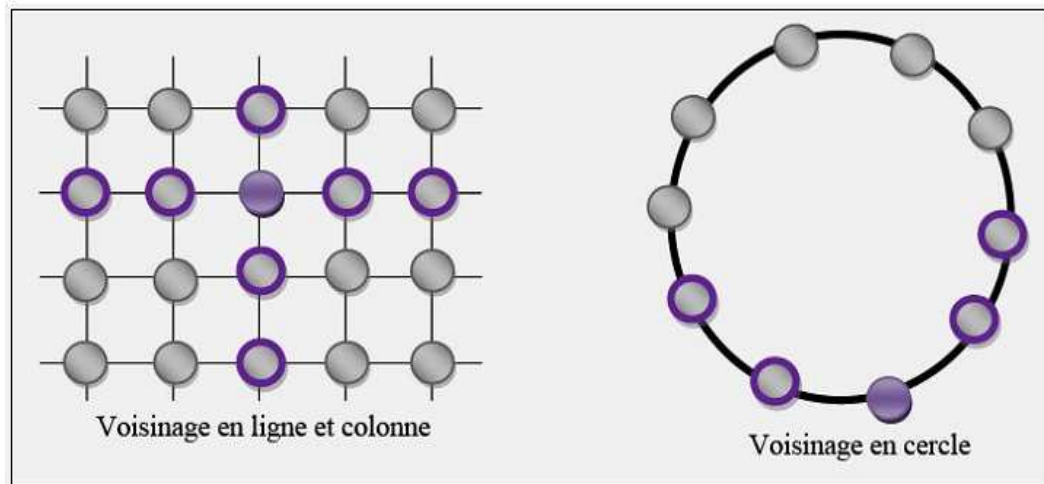


Figure III-4: Deux cas de voisinage social.

III.3.1. Principe de l'Algorithme PSO :

Dans le PSO, chaque individu de la population est dit (particule), tandis que la population est connue sous le nom (swarm). Il faut noter, que la particule peut bénéficier des mouvements des autres particules dans la même population pour ajuster sa position et sa vitesse durant le processus d'optimisation. Chaque individu utilise l'information locale à laquelle il peut accéder sur le déplacement de ses plus proches voisins pour décider de son propre déplacement. Des règles très simples comme "rester proche des autres individus", "aller dans la même direction", "aller à la même vitesse" suffisent pour maintenir la cohésion du groupe tout entier[Baz 04].

Au départ de l'algorithme, un essaim est réparti au hasard dans l'espace de recherche, chaque particule ayant également une vitesse aléatoire. Ensuite, à chaque pas de temps :

- Chaque particule est capable d'évaluer la qualité de sa position et de garder en mémoire sa meilleure performance, c'est-à-dire la meilleure position qu'elle a atteinte jusqu'ici (qui peut en fait être parfois la position courante) et sa qualité (la valeur en cette position de la fonction à optimiser).
- Chaque particule est capable d'interroger un certain nombre de ses congénères de son voisinage et d'obtenir de chacune d'entre elles sa propre meilleure performance.
- A chaque pas de temps, chaque particule choisit la meilleure des meilleures

performances dont elle a connaissance, modifie sa vitesse en fonction de cette information et de ses propres données et se déplace en conséquence.

A partir des quelques informations dont elle dispose, une particule doit décider de son prochain mouvement, c'est-à-dire décider de sa nouvelle vitesse.

Pour ce faire, elle combine trois informations :

- ✚ Sa vitesse actuelle.
- ✚ Sa meilleure position actuelle.
- ✚ La meilleure performance (vitesse et position) de ses voisines.

Le hasard joue un rôle, grâce à une modification aléatoire limitée des coefficients de confiance, ce qui favorise l'exploration de l'espace de recherche.

Naturellement, pour pouvoir être programmé, tout ceci est formalisé dans des équations de mouvement. Un point intéressant est que, contrairement à bien d'autres heuristiques qui restent purement expérimentales, il existe une analyse mathématique précisant les conditions de convergence et le choix des paramètres [Aik 11].

III.3.2. Formulation Mathématique du PSO :

Dans un espace de recherche de dimension D , la particule i de l'essaim est modélisée par son vecteur position $\bar{X}_i = (x_{i1}, x_{i2}, x_{i3} \dots, x_{iD})$ et par son vecteur vitesse $\bar{V}_i = (v_{i1}, v_{i2}, v_{i3} \dots, v_{iD})$. Cette particule garde en mémoire la meilleure position par laquelle elle est déjà passée, que l'on note $\bar{P}_{i \text{ best}} = (P_{i1 \text{ best}}, P_{i2 \text{ best}}, P_{i3 \text{ best}} \dots, P_{iD \text{ best}})$. La meilleure position atteinte par toutes les particules de l'essaim est notée $\bar{G}_{i \text{ best}} = (G_{i1 \text{ best}}, G_{i2 \text{ best}}, G_{i3 \text{ best}} \dots, G_{iD \text{ best}})$.

Au temps t , le vecteur vitesse est calculé à partir de l'équation III-1, [Bek 14].

$$V_{ij} = w \cdot V_{ij}(t-1) + c_1 \cdot r_1 \cdot (P_{ij \text{ best}}(t-1) - X_{ij}(t-1)) + c_2 \cdot r_2 \cdot (G_{j \text{ best}} - X_{ij}(t-1)), j \in \{1 \dots D\} \quad \text{(III-1)}$$

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

$$X_{ij}(t) = X_{ij}(t-1) + V_{ij}(t) \quad j \in \{1 \dots D\} \quad \text{(III-2)}$$

Où [Bek 14]:

- ✚ W est en général une constante appelée, coefficient d'inertie, c1 et c sont deux constantes appelées coefficients d'accélération, r1 et r2 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.
- ✚ $c_1 \cdot r_1 \cdot (P_{ij \text{ best}} - X_{ij}(t - 1))$ correspond à la composante cognitive du déplacement où c1 contrôle le comportement cognitif de la particule.
- ✚ $c_2 \cdot r_2 \cdot (G_{ij \text{ best}} - X_{ij}(t - 1))$ correspond à la composante sociale du déplacement, où C2 contrôle l'aptitude sociale de la particule.

Les gammes appropriées de valeur pour C₁ et C₂ sont de 1 à 2, mais 2 est le plus approprié dans beaucoup de cas .

Le coefficient d'inertie est donné par[Bek 14]:

$$w = w_{max} - \left(\frac{w_{max} - w_{min}}{K_{max}} \right) * K$$

Où:

K_{max}, k sont respectivement le nombre maximum des itérations et le nombre d'itération courante. W_{min} et W_{max} sont respectivement les coefficients minimum et maximum d'inertie.

Le coefficient d'inertie W joue un rôle important dans la procédure de recherche. Elle garantit un équilibre entre la recherche locale et la recherche globale, un bon choix de cette fonction augmente l'efficacité de la méthode pour avoir une solution globale. L'expérience a montré que la diminution linéaire de la valeur de W de 0.9 à 0.4 [Bek 14] au cours de la procédure de recherche donne des meilleurs résultats.

III.3.3. Mécanisme de Confinement :

Il arrive parfois que compte tenu de la position courante et de la vitesse courante d'une particule, cette dernière a tendance à sortir de l'espace de recherche lors de son déplacement .Lorsque c'est le cas, l'algorithme fait intervenir un mécanisme de

confinement, dit confinement d'intervalle, afin de gérer le déplacement de la particule et ce, de manière à ce que celui-ci l'amène sur un nouveau point appartenant lui aussi à l'espace de recherche. De manière générale, ce mécanisme consiste à ramener la particule dans le point admissible le plus proche[Aik 11]

$$\begin{cases} \text{if } x_{ij} > x_{j \max} \Rightarrow x_{ij} = x_{j \max} \\ \text{if } x_{ij} < x_{j \min} \Rightarrow x_{ij} = x_{j \min} \\ v_{ij} = 0 \end{cases} \quad (\text{III-3})$$

Ou: $x_{j \min}$ et $x_{j \max}$ sont les valeurs limites du paramètre x_{ij}

III.3.4. Conception et Déroulement de l'algorithme :

Pour expliquer le principe de l'algorithme PSO appliqué pour résoudre un problème de minimisation ou de maximisation, considérons le problème d'optimisation:[Aik 11]

$$\min\{f(x_i)\}, \quad j = 1, 2, 3 \dots$$

La fonction fitness associée est:

$$\text{fitness}(x_j) = f(x_j)$$

L'algorithme PSO se déroule suivant les étapes suivantes:

Etape 1: initialiser une population de particules et de vitesses, uniformément réparties dans l'espace de recherche, et fixer le critère d'arrêt .

Etape 2: évaluer la fonction objectif, pour chaque particule .

Etape 3: mettre à jour la meilleure position $P_{best j}$ pour chaque particule et la meilleure position globale $g_{best j}$ dans la population.

Etape 4: mettre à jour la position et la vitesse utilisant les équations (III-1) et (III-2).

Etape 5: si une particule, déplacée par l'algorithme vers la limite ou à l'extérieur de l'espace de recherche, le mécanisme de confinement des particules exprimé par les équations (III-3) intervient et ramène la particule à l'intérieur de l'espace de recherche.

Etape 6: vérifier le critère d'arrêt. Si le critère d'arrêt n'est pas satisfait, aller vers l'étape 2; sinon, le programme se termine, et la solution optimale est produite.

La figure (III-5) montre l'organigramme général de la méthode PSO :

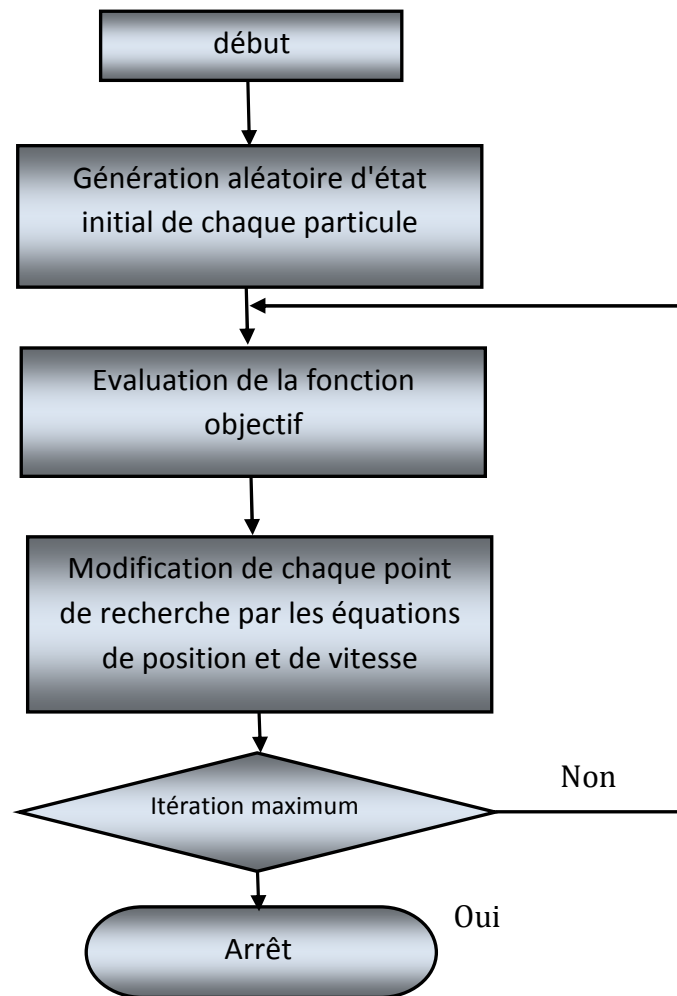


Figure III-5: Organigramme général de la méthode PSO

III.4. Exemple d'application :

Pour voir l'efficacité et la robustesse de la méthode PSO, cette partie présente un exemple qui montre comment trouver le minimum de la fonction de « Rastrigin » [Baz 04], qui est une fonction employée pour examiner la méthode PSO.

Cette fonction a deux variables x et y où elle définie par :

$$f(x, y) = 20 + x^2 + y^2 - 10(\cos(2\pi x) + \cos(2\pi y)) \quad (\text{III-4})$$

Cette fonction, comme le montre la figure (III-6), a plusieurs optimums locaux (figure III-6-a) et n'admis qu'un seul optimum global (figure III-6-b) défini au point $(0,0)$ tel que $f(0, 0)=0$.

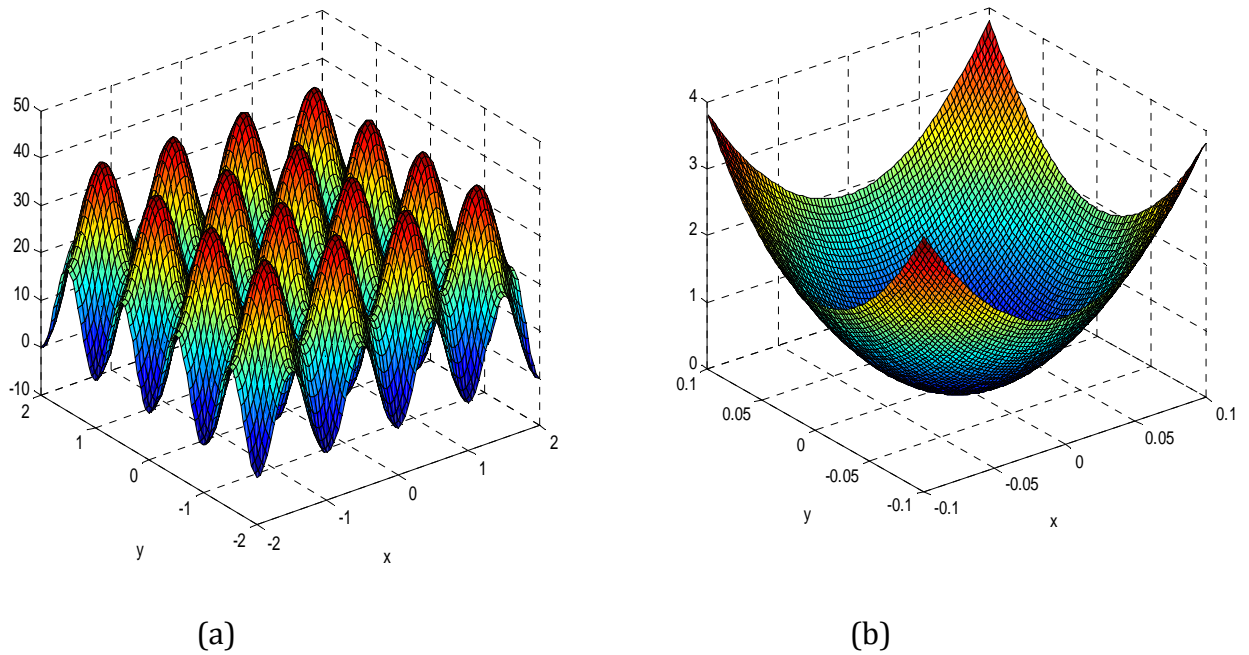


Figure III-6: Fonction de « Rastrigin », (a) : avec plusieurs optimums locaux,

(b) : optimum global au point $f(0, 0)=0$.

On prend les paramètres suivants de l'algorithme PSO :

Nombre de particules = 40 ;

Itération maximale = 80 ;

$C_1 = C_2 = 2$;

$W_{\min} = 0.4$; $W_{\max} = 0.9$;

La demande de recherche: $x \in [-0.1, 0.1]$ et $y \in [-0.1, 0.1]$.

On a fait deux tests où leurs résultats sont présentés par les figures (III-7) et (III-8).

Test N° 1:

Les résultats obtenus sont représentés dans le tableau III-1.

Tableau III-1: Résultats du test N° 1

x	7.0856e-004
y	9.2259e-004
$f(x,y)$	2.6847e-004
Temps d'exécution (sec)	0.3255

La convergence de la fonction objectif « Rastrigin » vers l'optimum global, d'après les résultats .du test N° 1, est représentée sur la figure (III-7).

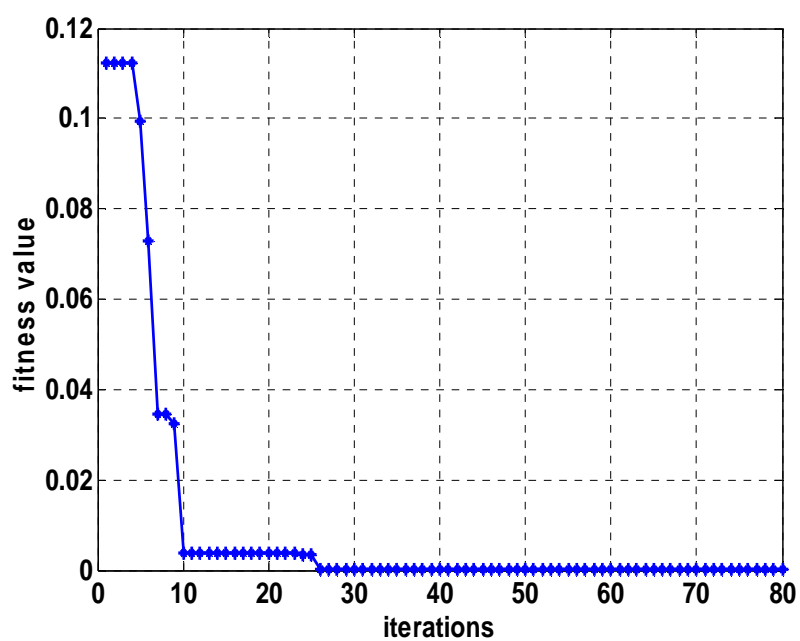


Figure III-7: Convergence de la fonction objectif «Rastrigin » vers l'optimum global-Test N°1

Test N° 2:

Les résultats obtenus sont représentés dans le tableau III-2.

Tableau III-2: Résultats du test N° 2

x	-4.7570e-004
y	3.1939e-004
$f(x,y)$	6.5132e-005
Temps d'exécution (sec)	0.2847

La convergence de la fonction objectif « Rastrigin » vers l'optimum global, d'après les résultats du test N° 2, est représentée sur la figure III-8.

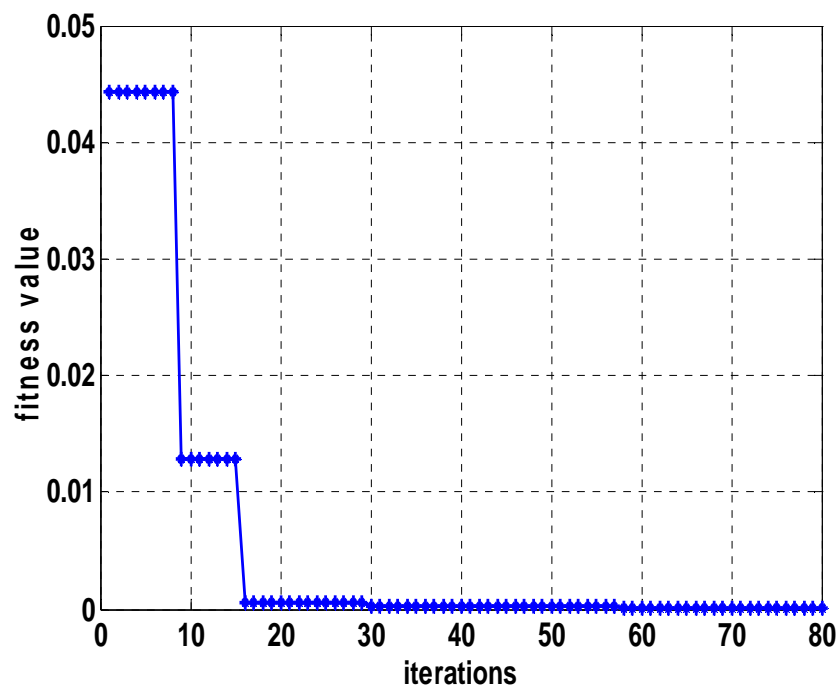


Figure III-8 :Convergence de la fonction objectif «Rastrigin » vers l'optimum global-Test N°2

D'après le test N° 1 et le test N° 2, on remarque bien que les résultats obtenus sont légèrement différents, ce qui montre que la méthode PSO démarre aléatoirement. De

plus, le test N°2 présente le meilleur résultat où la solution globale telle que $f(x,y)=6.5132*10^{-5}$.

III.5. Optimisation du Régulateur PI en Utilisant la Méthode PSO Pour la Commande du GADA :

Cette partie est consacrée à l'optimisation par la technique PSO, des gains du régulateur PI qui utilisé dans le contrôle de la puissance active et réactive pour une commande vectorielle appliquée au générateur asynchrone à double alimentation (GADA).

III.5.1. Indices de Performance d'un Régulateur PI :

Le régulateur PI est un système linéaire du premier ordre à une entrée et une sortie, dont sa fonction de transfert dans le domaine de Laplace est donnée par l'équation (III-5).

$$C(p) = K_p + \frac{K_i}{p} \quad \text{(III-5)}$$

Où :

K_p : Constante de proportionnalité ou gain proportionnel,

K_i : Constante d'intégration ou gain intégral.

Afin de définir la qualité de la régulation, on se base en général sur l'analyse de la réponse indicielle de l'ensemble régulateur PI plus système.

Différents indices de performance peuvent être évalués à partir de cette réponse temporelle. De façon générale, on cherche à quantifier la différence entre la réponse réelle du système asservi et une réponse idéale qui serait un échelon.

III.5.2. Intégrales Faisant Intervenir l'erreur :

Pour évaluer la différence existant entre la réponse réelle et une réponse idéale de type échelon, on peut calculer l'intégrale d'un terme positif faisant intervenir l'erreur. Un indice calculé de cette façon prend une valeur d'autant plus élevée que la réponse réelle est éloignée de la réponse idéale. En pratique, l'intégrale est calculée sur un intervalle $[0, T]$ suffisamment étendu pour contenir tout le régime transitoire.

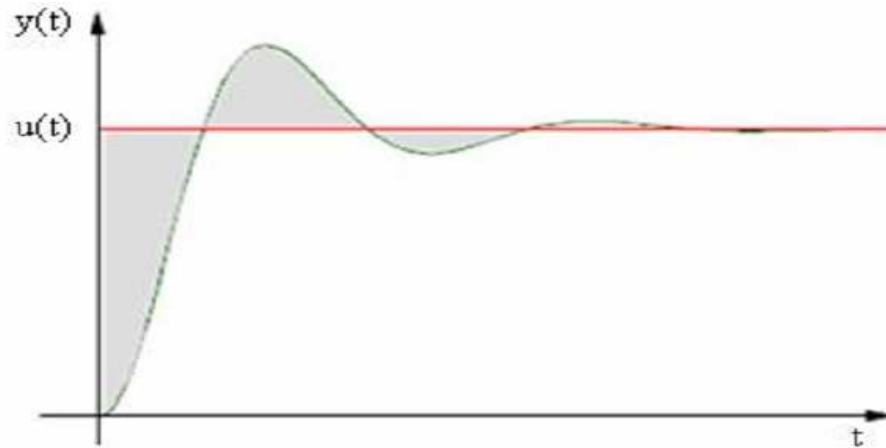


Figure III-9 : Intégrale faisant intervenir l'erreur.

L'erreur $e(t) = y(t) - u(t)$; où $y(t)$: signal de sortie, $u(t)$: signal d'entrée

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

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| \cdot dt \quad (III-6)$$

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

$$ITAE = \int_0^{\infty} t \cdot |e(t)| \cdot dt \quad (III-7)$$

L'intégral de l'erreur quadratique (ISE, Integrated of Squared Error) est défini par :

$$ITAE = \int_0^{\infty} e^2(t) \cdot dt \quad (III-8)$$

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

Telle que :

$$e(t) = P_{s \text{ référence}}^* - P_{s \text{ mesuré}}$$

Où :

$P_{s \text{ référence}}^*$: Puissance active de référence statorique,

$P_{s \text{ mesuré}}$: Puissance active mesurée statorique.

Le but de l'algorithme PSO est de réduire au minimum la fonction objectif, pour cela l'équation (III-10) est choisie comme une fonction objectif qui définie par :

$$sum(ITAE) \quad (III-10)$$

Où :

sum : est l'opération de l'addition (instruction utilisée par le logiciel Matlab).

L'algorithme PSO est utilisé pour déterminer les paramètres du régulateur PI (K_p et K_i) (basé sur l'erreur du courant rotorique quadrature i_{rq} liée à la puissance active P_s et l'erreur du courant rotorique direct i_{rd} liée à la puissance réactive Q_s) où toutes les particules dans cet algorithme sont décodées en deux dimensions pour K_p et K_i .

III.6. Résultats de Simulation :

D'abord, on note que la vitesse mécanique qui entraîne le rotor du GADA dans ce chapitre est identique à celui du chapitre II et égale 152 rad/s(1452 tr/min). Les échelons des puissances active et réactive dans ce chapitre sont identiques à celui du chapitre II.

Les paramètres de l'algorithme PSO sont montrés au tableau III-3.

Tableau III-3: Paramètres de l'algorithme PSO.

La taille d'essaim	15
Le nombre maximal d'itération	20
$C1=C2$	2
W_{max}	0.9
W_{min}	0.4

Le choix des paramètres de PSO était comme suit :

Après plusieurs expériences, nous avons obtenu le suivant :

- ✓ L'augmentation de la taille d'essaim mène à compliquer le calcul avec prolongation dans le temps de calcul.
- ✓ Dans notre cas la taille d'essaim égale 15 est un bon choix.
- ✓ Dans notre cas, le nombre d'itération maximum égale 20 est satisfaisant pour obtenir de bons résultats comme montré dans la figure III-10.
- ✓ les coefficients : $C1=C2=2, W_{max}=0.9, W_{min}=0.4$.

Tableau III-4: Valeurs numériques de différents critères de la puissance active statorique des deux contrôleurs, PI et PI-PSO.

Indices \ Régulateur	PI ajustement manuel Kp=2.719 Ki=100	PI ajustement par PSO kp=29.668, Ki=92.411
IAE	7.8386e+004	6.6862e+004
ITAE	3.4601e+004	2.1919e+004
ISE	2.6045e+005	2.3074e+005

D'après les résultats par la simulation, la meilleure valeur de la fonction objectif est 6.688 e+004 apparus dans l'itération numéro 11, et les gains optimaux sont $K_p = 29.668$ et $K_i = 92.411$, qui est montré clairement dans le figure III-10 .

Où les limites de l'espace de recherche de PSO sont :

- Limite supérieure de l'espace de recherche égale à 100;
- Limite inférieure de l'espace de recherche égale à 1;

La figure III-11 montre la puissance active statorique sans et avec ajustement de la technique PSO, La figure III-12 montre la puissance réactive statorique sans et avec ajustement de la technique PSO. La figure III-13 représente le courant statorique sans et avec PSO avec un zoom. La figure III-13-c présente une comparaison de deux contrôleurs PI sans et avec PSO pour le courant statorique. La figure III-14 montre les spectres des harmoniques du courant statorique par phase sans et avec ajustement de la technique PSO.

Une comparaison est faite ici entre le régulateur conventionnel PI et le PI optimisé par PSO où ce dernier montre une minimisation d'ondulation au niveau de la puissance active et réactive statorique par rapport au PI conventionnel comme montré dans les figures III-11 et III-12. En outre, la puissance active au démarrage est réduite au cas de PI-PSO, comme montré dans la figure III-12.b, comparé avec le cas de PI sans PSO, comme montré dans la figure III-12-a.

De plus, le courant statorique au cas du contrôleur PI optimisé est lisse par rapport à celui de PI conventionnel, où la surintensité est réduit quand nous utilisons la technique PSO

comme montre la figure III-13.c. D'après les figures III-14-a et III-14-b, il est clair que le courant statorique dans le PI conventionnel à un grand THD (THD = 13.67 %) par rapport au courant statorique du cas PI-PSO (THD = 1.82 %).

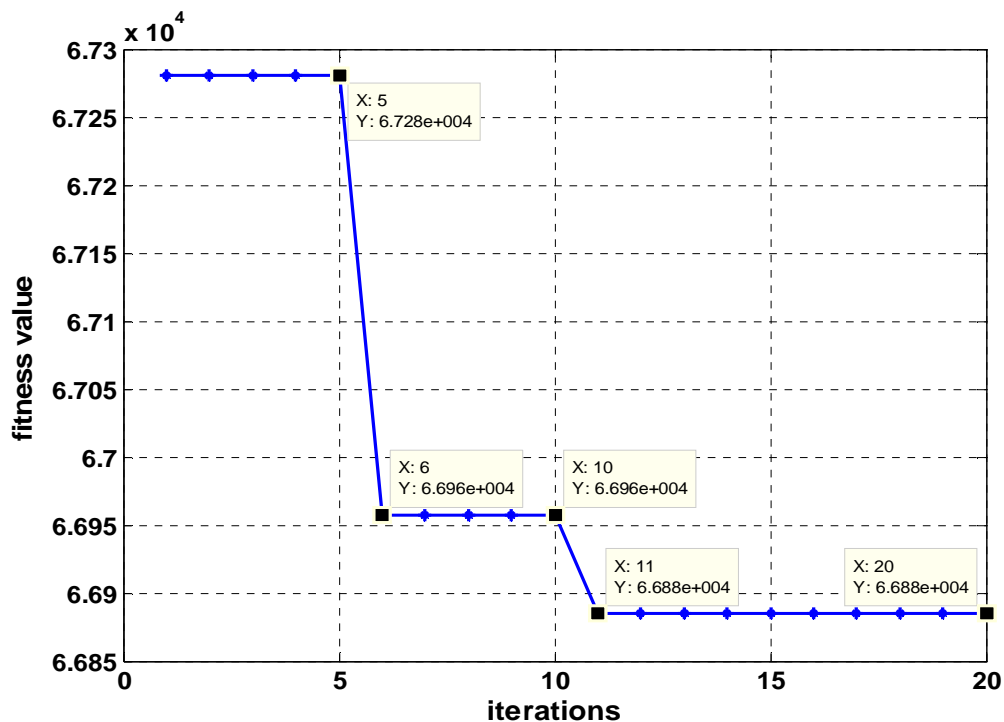


Figure III-10: Les variations de la fonction objectif.

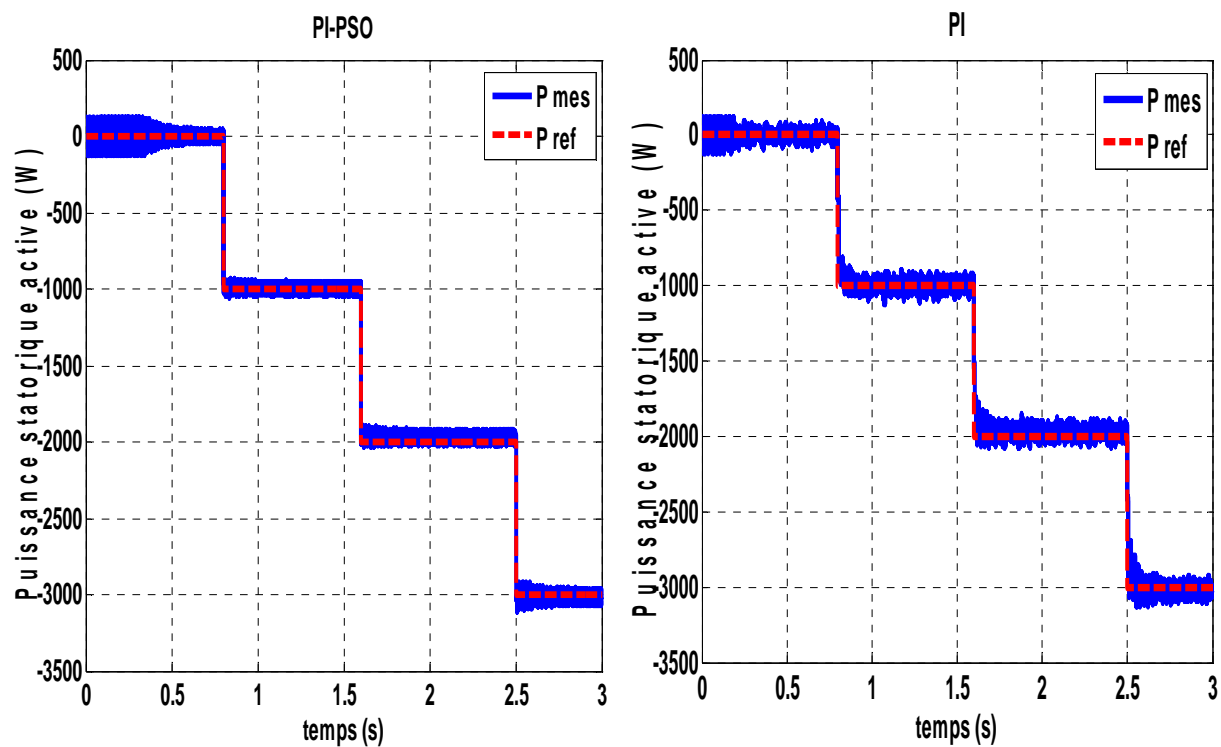


Figure III-11: Puissance active statorique sans et avec PSO

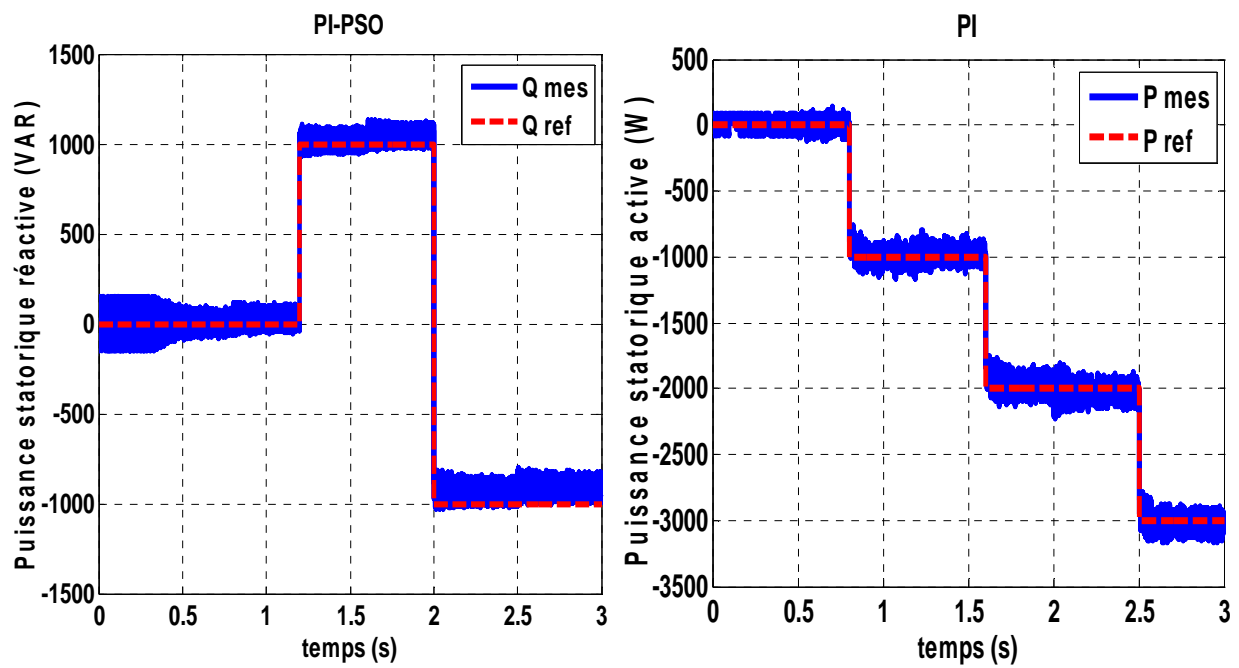
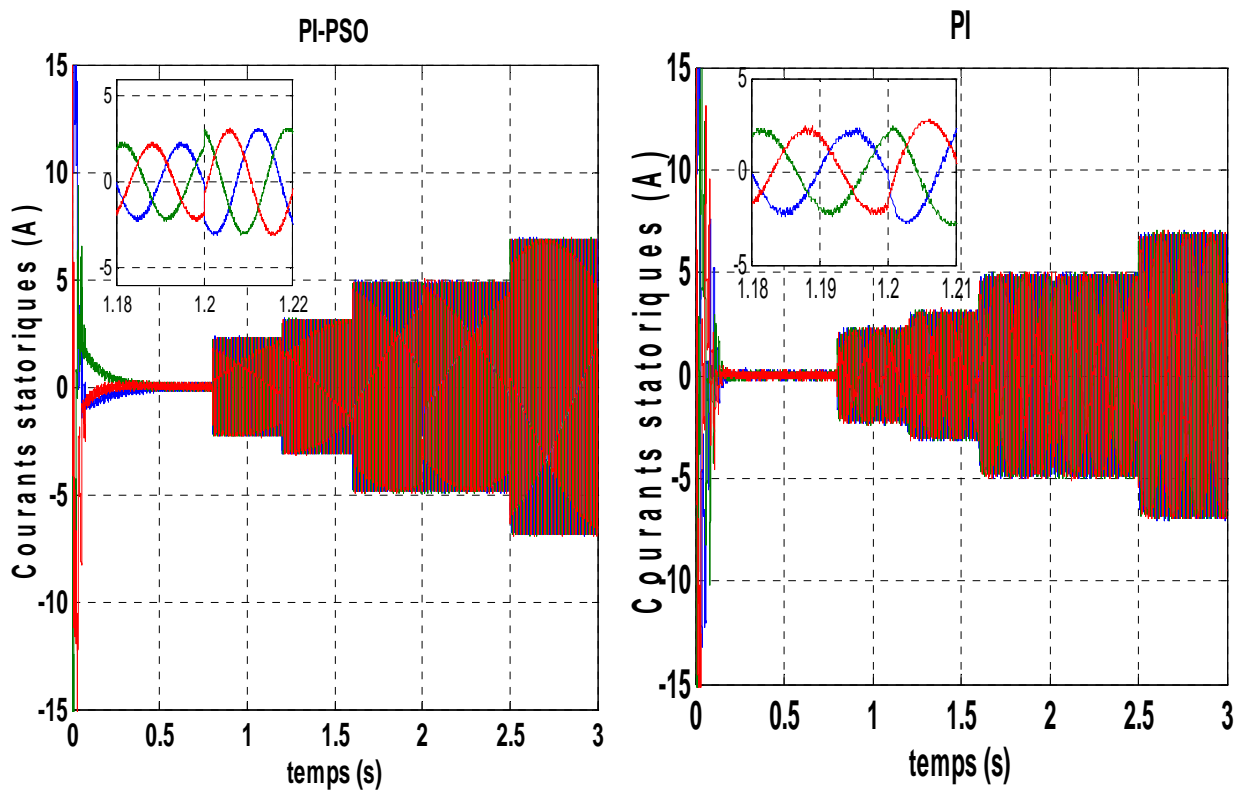
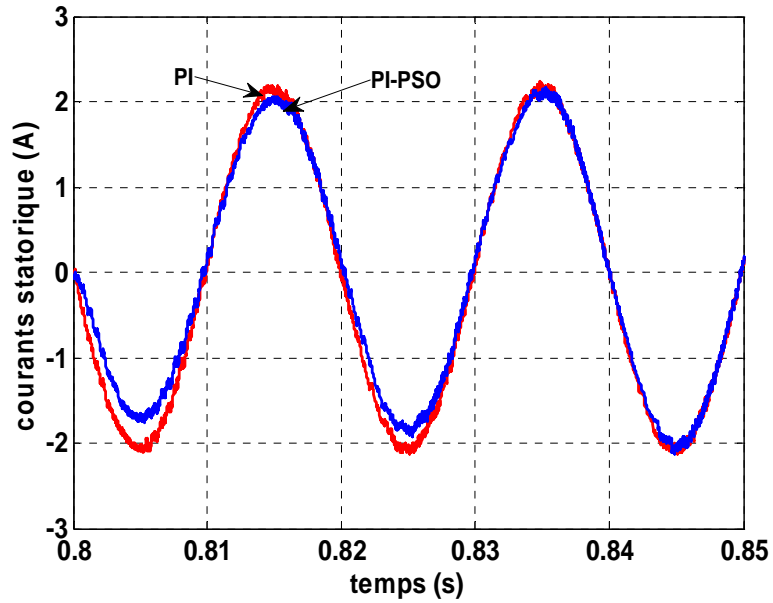


Figure III-12: Puissance réactive statorique sans et avec PSO



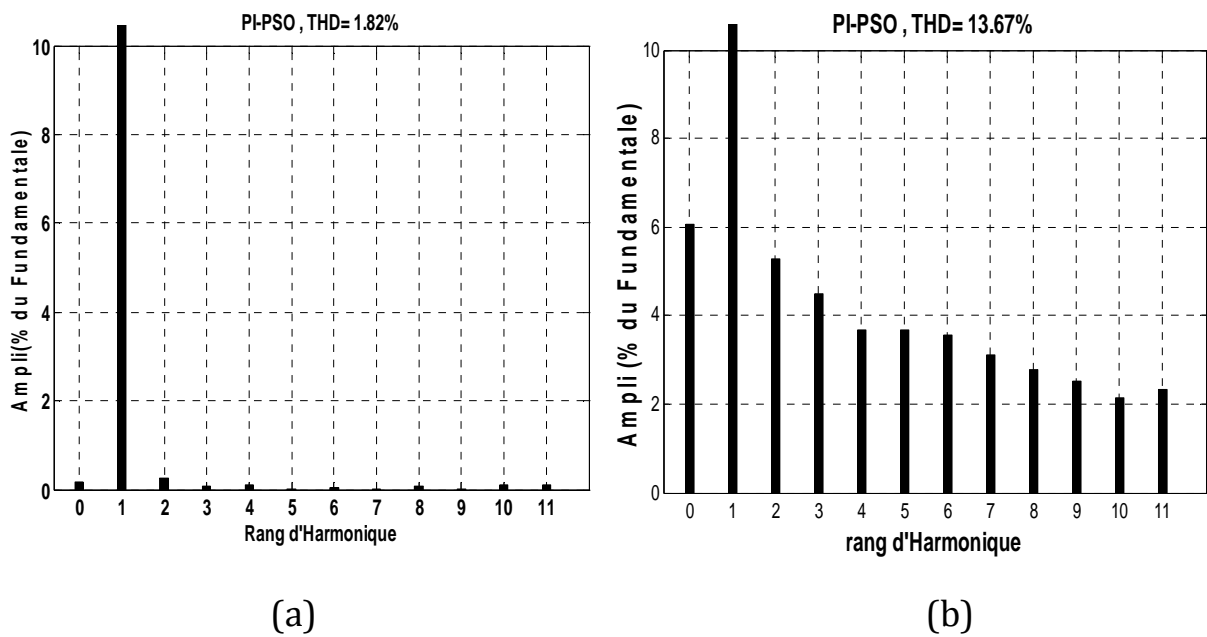
(a)

(b)



(c)

Figure III-13: Courants statoriques (a) sans et (b) avec PSO avec (c) un zoom



(a)

(b)

Figure III-14: Spectre d'harmonique du courant statorique : (a) cas de PI et (b) PI-PSO

III.7.Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté une brève introduction sur la méthode d'optimisation PSO, la méthode PSO convergent grâce à l'intelligence collective, vers l'optimum global. Comme une autre alternative très simple à mettre en œuvre montrant récemment une grande aptitude à résoudre des problèmes d'optimisation dans un grand nombre d'application. Dans notre étude , l'algorithme de PSO est alors employé pour trouver les gains optimaux du contrôleur PI pour la commande de la puissance active et réactive afin de réduire au minimum leurs ondulations par conséquence la réduction des harmoniques du courant statorique. On s'avère que l'index d'exécution pour différents critères d'erreur pour le contrôleur proposé employant l'algorithme de PSO est moins que le contrôleur ajusté manuellement d'après les résultats, il est clair qu'il y a une réduction d'ondulation au niveau de la puissance active et réactive et aussi au niveau du courant statorique quand la méthode proposée de PSO est employée.

La méthode stochastique de PSO utilisée pour éviter le recours au calcul habituel pour déterminer les valeurs des gains du régulateur selon l'application désirée, on peut conclure que c'est une technique robuste et flexible, ainsi décrite par plusieurs ouvrages spécialisés.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Ce travail a comme objectif de concevoir un algorithme de commande par des régulateurs optimisée par Essaim de Particules pour le réglage des puissances active et réactive générées par la GADA à partir du réglage de puissance active et réactive par rapport à leurs références imposées, afin de simuler l'ensemble GADA et le convertisseur de puissance sous l'environnement MATLAB/Simulink.

Les résultats obtenus par la simulation montrent bien que le réglage par des régulateurs PI optimisés par Essaim de Particules apporte des hautes performances et robustesse au réglage de puissance active et réactive. De plus, cette technique de commande a permis d'obtenir un découplage parfait entre les deux puissances en tout instant. Ainsi que, l'utilisation de la stratégie de commande MLI pour le contrôle de l'onduleur a permis d'obtenir des courants parfaitement sinusoïdaux sans harmoniques au niveau du stator, ce qui implique une énergie propre fournie au réseau.

Ainsi que, l'étude en régime permanent, et la recherche bibliographie sur la GADA, menées aussi bien sur les plants théoriques que simulation, ont permis de montrer que :

- ✚ La GADA est bien adaptée aux systèmes de génération électrique, surtout dans les systèmes éoliens ;

- ✚ L'avantage principal offert par la GADA, est que le convertisseur de puissance associé au rotor ne traite qu'une fraction de 20-30% de toute la puissance du système, ce qui permet se minimiser les pertes et réduire les dimensions de ce dernier. Par conséquent, le coût de production est aussi réduit ;

- ✚ Les grandeurs électriques du stator et du rotor de la GADA sont des grandeurs mesurables, ce qui facilite l'implémentation des différents algorithmes de commande.

Finalement, il va sans dire que la GADA a un pouvoir d'application très vaste dans les applications de production de l'énergie électrique, notamment dans les systèmes éoliens.

Annexe

Paramètres et caractéristiques de la GADA utilisée en simulation :

A.1 CARACTERISTIQUES :

$$P = 4 \text{ KW}$$

$$220/380$$

$$i_{sn} = 15/8.6 \text{ A}$$

$$f_s = 50\text{Hz}$$

$$\Omega = 1440 \text{ tr/mn}$$

A.2 PARAMETRES :

$$R_S = 1.2 \Omega$$

$$R_R = 1.8 \Omega$$

$$L_S = 0.1554 \text{ H}$$

$$L_R = 0.1568 \text{ H}$$

$$M = 0.15 \text{ H}$$

$$j = 0.2 \text{ Kg.m}^2$$

$$p = 2$$

Références

Références

[Aik 11] **AIT KAID Djamila**, « Commande d'une machine asynchrone sans capteur mécanique, à l'aide des régulateurs fractionnaires », thèse doctorat en sciences de l'ingénieur, Université MOULOUD MAMMERI TIZI-OUZOU, 2011.

[Akk 10] **N. AKKARI**, « contribution à l'amélioration de la robustesse de la commande d'une machine asynchrone a double alimentation » thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.

[All 13] **Allali.Azzedine et Terfai.Nouar**, «Commande des puissances active et réactive de la machine asynchrone à double alimentation, en utilisant la logique floue type 2», Mémoire Master en Electrotechnique, Université Dr.Yahia fares de Medea, 2013.

[Amm 14] **Ammari Khadija et Mahboub Monia**. «Modélisation et Commande de la Chaîne Générateur Asynchrone à Double Alimentation(GADA)–Onduleur–Bus Continu Redresseur».Mémoire Master en électrotechnique, université EL-OUED,2014.

[Baz 04] **Bazi.smail** «Contribution à la Commande Robuste d'une Machine Asynchrone par la Technique PSO « Particle Swarm Optimization » ».ingénieur d'état en électrotechnique université BATNA 2004.

[Bek 14] **Y.BEKAKRA**, «Contribution à l'Etude et à la Commande Robuste d'un Aérogénérateur Asynchrone à Double Alimentation», thèse de doctorat, Université de Biskra, 21/10/ 2014.

[Ben 04] **H.Benali et M.Bellout**, «Contrôle vectoriel de la machine asynchrone à double étoile», Thèse d'ingénieur d'état en Electrotechnique, Université de Béjaia, 2004.

[Boy 09] **A. Boyette**, « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne ».

[Geo 07] **S .Georges**, « contribution a la commande robuste de la machine asynchrone a double alimentation », thèse de doctorat, Institut polytechnique de Toulouse, 2007.

[Ham 08] **I.HAMZAOUI** ,«Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur», Mémoire Magister ,ENP.20/10/2008

[Man 08] **R. Mansouri**, «contribution a l'analyse et la synthèse des systèmes d'ordre fractionnaire par la représentation d'état». Thèse Doctorat en électrotechnique .UMMTO, 2008.

[Poi 03] **F.POITIER**, «Etude et commande de la génératrice asynchrone pour l'utilisation de l'énergie éolienne», thèse de doctorat, Université de Nantes, 19/11/ 2003.

[Sall 07] **G. Salloum**. « Contribution a la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation». Thèse de doctorat Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007.

[Sid 07] **M. Siddo**, «Etude du Générateur Asynchrone pour l'utilisation dans la production de l'énergie éolienne». Thèse d'ingénieur en électrotechnique .Université El-Harrach, Algérie, 2007.

[Vid 04] **P. Vidal**. « Commande non linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation ».Thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse. Spécialité : Génie Electrique. 2004.

[Yan 08] **Yann Coreen**, « Perfectionnement d'un algorithme adaptatif d'Optimisation par Essaim Particulaire. Applications en génie médical et en électronique», thèse doctorat en sciences de l'ingénieur, Université Paris 12 VAL DE MARNE, 2008.

[Zit 04] **S.Zitouni et T.Boudraà**, «Modélisation et commande floue d'une machine asynchrone alimentée en tension», Mémoire d'ingénieur d'état en Electromécanique, Msila, 2004.