

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene

Faculté d'Electronique et d'Informatique



Présenté pour l'Obtention du **diplôme** de **MAGISTER**

En : ELECTROTECHNIQUE

Spécialité : *Electro-Energétique*

Par : ABDELLAH Mohamed Amine

Sujet :

***Identification des paramètres de la Machine Asynchrone à Double
Alimentation en vue de sa commande***

Soutenue publiquement le : **06/ 01 /2014**

devant le jury composé de :

M/ Y. OUAZIR	Professeur USTHB	Président
M/ M. MENAA	Maitre de Conférences /A à l'USTHB	Directeur de mémoire
M/ A. LAARABI	Professeur USTHB	Examineur
M/ K. YAZID	Maitre de Conférences /A à l'USTHB	Examineur

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Avant-propos

Tous d'abord, je remercie dieu de m'avoir aidé et permis de terminer ce travail.

*Je remercie mon directeur de mémoire monsieur **M.MENAA** maitre de conférences au laboratoire des systèmes électriques et industrielle à l'USTHB, et je tiens à lui exprimer ma profonde gratitude pour avoir accepté de diriger ce travail et pour ses conseils judicieux.*

*Je remercie monsieur **Y.OUAZIR** Professeur au laboratoire des systèmes électriques et industriels à l'USTHB, d'avoir accepté de juger ce travail et de présider le jury.*

*Je remercie monsieur **A.LARABI** Professeur à l'USTHB, et monsieur **K.YAZID** maitre de conférences au laboratoire des systèmes électriques et industrielle à l'USTHB, d'avoir accepté d'examiner et de juger ce travail.*

Je n'oublie pas de remercie tous mes amis et les personnes qui m'ont encouragé et soutenue durant la réalisation de ce travail.

Je dédié ce mémoire à mes parents, que dieu les garde, ils m'ont toujours encouragé dans mes études, et continuent de le faire, ainsi que ma femme pour sa patience, et toute ma famille.

Notation

MADA	Machine asynchrone double alimentation.
GADA	Génératrice Asynchrone A Double Alimentation
Ps	Puissance du stator.
Pr	Puissance du rotor.
Pm	Puissance mécanique.
as, bs, cs	Les trois phases du stator.
ar, br, cr	Les trois Phases rotoriques.
d, q	Les axes correspondant au référentiel lié au champ tournant (direct, quadratique).
θ	L'angle électrique entre la phase statorique et la phase rotorique.
θ_s	L'angle entre l'axe de la première phase de l'enroulement statorique et l'axe d.
θ_r	L'angle entre l'axe de la première phase du rotor et l'axe d.
g	Glissement.
Vabcs	Tensions des trois phases de l'enroulement statorique.
iabcs	Courants des trois phases de l'enroulement statorique.
Vabcr	Tensions des trois phases de l'enroulement rotorique.
iabcr	Courants des trois phases rotoriques.
Φ_{abcs}	Flux des trois phases de l'enroulement statoriques.
Φ_{abcr}	Flux des trois phases rotoriques.
ls	Inductance propre du stator.
lr	Inductance propre du rotor.
rs	Résistance statorique par phase.
rr	Résistance rotorique par phase.
Ms, Msr, Mr	Inductances de fuite mutuelles.
M	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor .
Cem	Couple électromagnétique.
Kf	Coefficient de frottement.
Cr	Couple résistant.
J	Moment d'inertie.
p	Nombre de paire de pôles.
Vdqos	Tensions statorique dans l'axe dqo.
Vdqor	Tensions rotorique dans l'axe dqo.
idqos	Courants de l'enroulement statorique dans l'axe dqo.
idqor	Courants rotoriques dans l'axe dqo.
Φ_{dqos}	Flux statorique dans l'axe dqo.
Φ_s	Flux statorique résultant.
Φ_{dqor}	Flux rotorique dans l'axe dqo.
Φ_r	Flux rotorique résultant.
ω_s	La vitesse de synchronisme.
Xm	Réactance Mutuelle Cyclique ramenée au stator, responsable du flux dans l'entrefer.
Xls	Réactance Cyclique de fuite du stator.

X_{lr}	Réactance Cyclique de fuite du rotor ramenée au stator.
p	Operateur de laplace.
$P(\theta_s)$	Matrice de PARK correspondant à l'enroulement statorique.
$P(\theta_r)$	Matrice de PARK correspondant au rotor.
ω_R	Vitesse de rotation du référentiel.
ω_s	Vitesse de rotation du repère (d,q) par rapport au repère statorique triphasé.
Θ	Vecteur des variables d'état
X_{mec}	Vecteur des paramètres mécaniques.
AG	Algorithme génétique.
<i>fitness</i>	Fonction objectif
U	Vecteur de tension d'entrée.
X	Vecteur des paramètres à identifier.
erreur1	Erreur entre les courants simulé et expérimental.
erreur2	Erreur entre la vitesse simulé et expérimental.
PSO	Particle swarm optimization.
p_i	Indice de la particule.
x_i	Position de la particule.
v_i	Vitesse de la particule.
P_{best}	La meilleure position de la particule.
α	Facteur d'inertie.
$C1, C2$	Les coefficients d'attraction.
g_{best}	La meilleure position de l'ensemble de particule.
k	Coefficient de constriction (resserrement).
v_{max}	Vitesse maximale de la particule.
f_{ci}	Fonction de connexion.
i_{ci}	Courant commuté.
V_{ci}	Tension commuté.
K_p	Le gain proportionnel du régulateur.
K_i	Le gain intégral du régulateur.
τ_r	Le temps de réponse du système.

Liste des Figures

1) CHAPITRE-I :

Figure I.1. Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA

Figure I.2. Quadrants de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation.

Figure I.3. Représentation de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique

Figure I.4. Passage du triphasé au biphasé.

Figure I.5. vitesse l'hors de démarrage à vide.

Figure I.6. Courant ibs l'hors de démarrage à vide.

Figure I.7. Les trois tensions d'entrée Vabcs l'hors de démarrage.

2) CHAPITRE-II :

Figure II.1. Structure de l'identification basée sur l'erreur de sortie.

Figure II.2. Organigramme d'un AG.

Figure II.3. Différents types de codages.

Figure II.4. Schéma d'une roulette.

Figure II.5. Croisement à un point.

Figure II.6. Exemple d'une mutation d'un seul élément (codage binaire).

Figure II.7 Evolution de L_s

Figure II.8 Evolution de L_r

Figure II.9 Evolution de M

Figure II.10 Evolution de r_s

Figure II.11 Evolution de r_r

Figure II.12 Evolution de J

Figure II.13 Evolution de k_f

Figure II.14 Evolution de la fonction Fitness

Figure II.15. Variation de la vitesse de démarrage direct à vide.

Figure II.16. Erreur entre la vitesse estimée par AG et la vitesse expérimentale.

Figure II.17. Variation de courant ibs estimé par AG et le courant expérimentale

Figure II.18. Erreur entre le courant estimé par AG et le courant expérimentale.

3) CHAPITRE-III :

Figure III.1. Comportement sociale dans la nature.

Figure III.2. Trois topologies différentes.

Figure III.4. Organigramme des PSO

Figure III.5. Schéma vectorielle de déplacement d'une particule.

Figure III.6 Variation de vitesse simulée, estimée par PSO et la vitesse expérimentale

Figure III.7. Erreur entre la vitesse estimée par PSO et la vitesse expérimentale

Figure III.8. Variation de courant ibs estimé par PSO et le courant expérimentale

Figure III.9. Erreur entre le courant estimé par PSO et le courant expérimental

Figure III.10. Evolution de L_s

Figure III.11. Evolution de L_r

Figure III.12. Evolution de M

Figure III.13. Evolution de r_s

Figure III.14. Evolution de r_r

Figure III.15. Evolution de J

Figure III.16. Evolution de k_f

Figure III.17. Evolution de la fonction Fitness

4) CHAPITRE-VI :

Figure IV.1. Schéma bloc de la MADA à réguler.

Figure IV.2. Schéma de principe de la commande vectorielle de la MADA

Figure IV.3. Représentation schématique d'un onduleur

Figure IV.4. Schéma de principe de calcul M.L.I.

Figure IV.5. Commande vectorielle avec un seul régulateur.

Figure IV.6. Système régulé par un PI.

Figure IV.7. Schéma bloc de la commande indirecte (sans boucle de puissance).

Figure IV.8. Schéma bloc de la commande indirecte avec boucles de puissance.

Figure VI.9. Résultat de simulation pour la commande indirecte avec boucle de puissance (Puissance Actif).

Figure VI.10. Résultat de simulation pour la commande indirecte avec boucles de puissance (Puissance Réactif)

Figure VI.11.Simulation de la commande indirecte avec boucles de puissance (Courant i_{dr}).

Figure VI.12.Simulation de la commande indirecte avec boucles de puissance (Courant i_{qr}).

Figure VI.13.Simulation de la commande indirecte avec boucles de puissance (Flux Φ_{qs}).

Figure VI.14.Simulation de la commande indirecte avec boucles de puissance (Flux Φ_{ds}).

Liste des Tableaux

1) CHAPITRE-I :

Tableau.1.1. Etude de la puissance

2) CHAPITRE-II :

Tableau II. 1. Paramètres de l'AG utilisé.

Tableau II. 2 Chromosome utilisé pour la simulation.

Tableau II.3. Paramètres de sélection et de reproduction choisis pour l'AG.

Tableau II. 4. Critères d'arrêt de l'AG.

Tableau II.5. Paramètres identifié par AG.

3) CHAPITRE-III :

Tableau III.1: les paramètres choisis pour PSO

Tableau III.2: les différents coefficients choisie pour PSO

Tableau III.3: les paramètres identifié par PSO

Sommaire

Introduction Générale	1
 <i>CHAPITRE I : Modélisation de la machine asynchrone double alimentation</i>	
Introduction	3
I.1 Description et modes de fonctionnement de la MADA	4
I.1.1 Description de la MADA	4
I.1.2 Régimes de fonctionnement de la MADA	4
I.1.3 Etude de la puissance pour la MADA	5
I.2 Intérêt de la MADA	6
I.3 Domaine d'applications de la MADA	6
I.4 Modélisation de la MADA	7
I.4.1 Hypothèses simplificatrices	7
I.4.2 Equations de la Machine Asynchrone	8
I.4.3 Modèle dynamique de Park de la machine asynchrone triphasé	9
I.4.4 Choix du référentiel	11
I.5 Modèle d'état de la machine asynchrone à double alimentation	12
I.5.1 Mise sous forme d'équation d'état	14
I.5.2 Passage du modèle continue au modèle discret	14
I.6 Résultats de Simulation	15
I.7 Interprétation des courbes	18
Conclusion	19
 <i>CHAPITRE II : Identification paramétrique de la Machine Asynchrone à Double Alimentation Par Algorithme Génétique</i>	
Introduction	20
II.1 Description générale d'un problème d'identification	21
II.2 Algorithmes génétiques (AG)	22
II.2.1 Historique	22
II.2.2 Principe de fonctionnement des Algorithmes génétiques	22
II.2.2.1 Codage des individus	23
II.2.2.2 Génération de la population initiale	24
II.2.2.3 Evaluation	24
II.2.2.4 Reproduction	25
II.2.2.5 Sélection	25
II.2.2.6 Croisement	26

II.2.2.7 Mutation	26
II.2.2.8 Critères d'arrêt	27
II.3 Avantages des algorithmes génétiques	27
II.4 Sélection de Modèle Mathématique	28
I.5 Implémentation des Algorithmes Génétiques a l'identification paramétrique de la MADA	29
II.5.1 Codage des individus	30
II.5.2 Fonction coût	31
II.5.3 La sélection et reproduction	31
II.5.4 Critères d'arrêt	31
II.6 Les résultats de la simulation	32
II.7 Interprétation des courbes	37
Conclusion	37

CHAPITRE III : Identification paramétrique de la Machine Asynchrone à Double Alimentation Par Essaim de Particules

Introduction	39
III.1 Optimisation par Essaim de Particules (PSO)	40
III.2 PRINCIPE DE BASE D'UN PSO	40
III.2.1 Voisinage	41
III.2.2 Algorithme	42
III.3 Paramètres de l'algorithme	43
III.3.1 Coefficients d'attraction	43
III.3.2 Vitesse maximale	43
III.3.3 Facteur d'inertie	43
III.3.4 Critère d'arrêt	43
III.4 Implémentation des Algorithmes Génétiques a l'identification paramétrique de la MADA	44
III.5 Les résultats de la simulation	45
III.6 Interprétation des courbes	50
III.7 Comparaison	50
Conclusion	51

CHAPITRE IV : Commande vectorielle à flux statorique orienté

Introduction	52
IV.1 Types de commande vectorielle	52
IV.2 Contrôle par orientation de flux	52
IV.2.1 Choix de la position du référentiel	52

IV.2.2 La commande vectorielle par orientation du flux statorique	53
IV.2.3 Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques	55
IV.2.4 Association De L 'Onduleur Au Cote Rotorique	57
IV.2.4.1 Introduction et Modélisation de l'onduleur de tension M L I	57
IV.2.4.2 Fonction de connexion	58
IV.3 Commande vectorielle indirecte	60
IV.3.1 Mise en place de la régulation	61
IV.3.2 Synthèse du régulateur PI	61
IV.4 Commande sans boucle de puissance	63
IV.5 Commande avec boucles de puissance	64
IV.5.1 Les résultats de la simulation	65
IV.5.2 Les résultats de la simulation	67
IV.6 Interprétation des courbes	68
Conclusion	69
Conclusion générale	70
Bibliographie	
Annexes	

Introduction Générale

Introduction Générale

Commenté [Med1]: Où est la dernière version que j'ai corrigée

Les machines électriques jouent un rôle fondamental dans les différentes branches de l'industrie. Notamment dans les entraînements réglés. La machine asynchrone de part sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par Nicolas Tesla à la fin du siècle dernier (1899) [1].

Cette machine présente de nombreux avantages par rapport à la machine à courant continu. L'absence du système balais collecteur permet d'accroître sa fiabilité, et de limiter son coût de fabrication et d'entretien. Par ailleurs, les progrès réalisés en matière de commande et les développements technologiques, tant dans le domaine de l'électronique de puissance que celui de la micro électronique, ont rendu possible l'usage de commandes performantes faisant de la machine asynchrone un concurrent du moteur à courant continu dans les domaines de la vitesse variable [2].

Dans le domaine de production de l'énergie électrique à vitesse variable ou constante, il existe une solution nouvelle et originale, utilisant une machine à courant alternatif fonctionnant dans un mode un peu particulier. Il s'agit de la « machine asynchrone à double alimentation (MADA) » en anglo-saxon « Doubly Fed Induction Machine » qui offrent d'excellents compromis performances/coût [2]. C'est une machine asynchrone triphasée avec un rotor bobiné qui peut être alimenté par des tensions externes. Le schéma de raccordement le plus typique pour cette machine consiste à connecter le stator directement au réseau, alors que le rotor est alimenté à travers un convertisseur de puissance contrôlé. Cette solution est plus attractive pour toutes les applications où les variations de vitesse sont limitées autour de celle du synchronisme [1,2].

La Modélisation et l'identification de n'importe quelle machine ont un impact non négligeable sur la précision des résultats obtenus. La transformation de Park effectue une réduction des matrices inductances de la machine idéalisée et en les rendant invariants dans le temps, apporte une grande simplification dans les calculs de la matrice de Park et une tenseur cinématique du second ordre (bidimensionnelle), permettant de transformer une machine asynchrone polyphasée réelle quelconque, en une autre machine asynchrone diphasé imaginaire équivalente [3].

Pour cela il y a Plusieurs approches d'identification qui sont mises en œuvre pour le cas de la machine asynchrone à rotor bobinée. Elles se distinguent les unes des autres par la méthode d'identification, les signaux d'entrées sorties et par la technique de minimisation adoptée.

Pour l'estimation des paramètres : la méthode du maximum de vraisemblance et de très nombreux algorithmes d'observateurs sont utilisés. L'estimation des paramètres tels que les inductances et résistances peut se faire en temps réel (en ligne), ou en temps différé (hors ligne) après des séquences de tests [4].

Lorsque une identification d'un système (modèle connu) est conduite, les paramètres estimés ne contiennent pas nécessairement les vraies valeurs physiques, cependant, ils doivent être les meilleures valeurs possibles pour un modèle donné [4].

Pour obtenir un modèle d'un système, il faut que trois tâches soient être accomplies : le choix de la structure du modèle, déterminer ses paramètres et enfin vérifier sa validité [5].

La technique de commande la plus utilisée dernièrement de la machine à induction triphasée, est connue sous le nom de contrôle vectoriel. Elle est l'évolution du contrôle scalaire mais maintient ses performances aussi en régime transitoire. La dynamique du contrôle devient de plus en plus efficace avec une bonne connaissance paramétrique. Pour ces raisons, nous allons présenter des techniques d'identification paramétriques basées sur le modèle de discret.

La partie modélisation occupe une phase importante du travail car c'est sur elle que l'identification et la commande s'appuient. Nous utilisons deux méthodes d'identification basées sur des méthodes intelligentes, la première est basée sur les algorithmes génétiques et la deuxième sur les essaims de particules. La commande vectorielle est présentée dans l'objectif de prendre conscience de l'importance de l'identification paramétrique. La structure du rapport est la suivante :

Dans Le premier chapitre, nous proposons une description générale de la machine asynchrone à rotor bobiné et sa modélisation classique en utilisant un modèle discret de la machine. Cette modélisation a pour objectif la connaissance du comportement de ce type de machine dans différents régimes de fonctionnement.

La seconde partie de ce travail, est consacré à l'identification stochastique de la MADA avec les algorithmes génétique dans le but de déterminer les paramètres électriques et mécaniques de notre machine, par la suite on valide expérimentalement les résultats de l'identification.

Introduction générale

Dans le troisième chapitre, on s'intéresse à une autre technique d'identification des paramètres de la machine, qui est la méthode des Essaims de Particules et de même on valide les résultats par des essais expérimentaux.

Dans le dernier chapitre, nous développons la commande vectorielle indirecte avec orientation flux statorique.

Enfin, ce travail sera terminé par une conclusion générale qui résume les principaux résultats auxquels nous avons abouti.

CHAPITRE I
Modélisation de la Machine Asynchrone à
Double Alimentation

I.1 Introduction

La modélisation de la machine électrique est une phase primordiale de son développement, les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

Ainsi la modélisation permet de guider les développements par une quantification des phénomènes. En outre elle est d'un apport précieux en permettant d'une part de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement et d'autre part de prévoir des comportements de la machine plus variés que ceux de l'observation expérimentale.

Dans ce chapitre, on s'intéresse essentiellement à la description de la MADA et la modélisation de la génératrice asynchrone à double alimentation.

Des résultats de simulation permettront de juger l'efficacité de ce modèle.

I.2 Description et modes de fonctionnement de la machine asynchrone double alimentation (MADA)

I.2.1 Description de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone à cage ou synchrone), constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées, munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements [6].

Le rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles, mais il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne (*Figure I.1*).

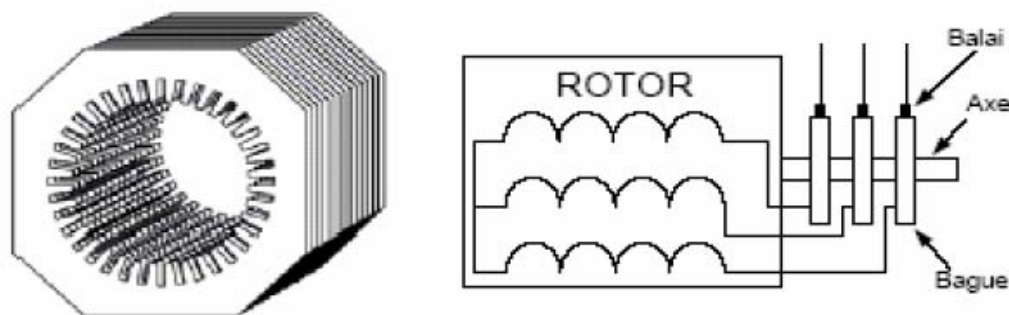


Figure I.1. Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA

Il existe plusieurs technologies de la machine asynchrone à double alimentation et plusieurs dispositifs d'alimentation sont envisageables. Chaque structure a ses inconvénients et ses avantages.

1.2.2 Régimes de fonctionnement de la MADA

Les différents régimes de fonctionnement de la MADA, peuvent être divisés en fonction du glissement comme suit :

❖ Stationnaire ($g=1$)

Le stator est alimenté directement par le réseau avec une fréquence f_s ; par conséquent, le rotor est le siège d'une F.é.m. induite avec une fréquence f_r identique à f_s . Dans cette condition, la MADA se comporte simplement comme un transformateur en court-circuit [4].

❖ hypo synchrone ($0 < g < 1$)

En faisant tourner le rotor dans la direction du flux du stator, la fréquence f_r du rotor commence à décroître. Plus la vitesse du rotor s'approche de celle du synchronisme, plus f_r tend vers 0, plus la tension induite dans le rotor décroît linéairement et prend une valeur très faible à la vitesse du synchronisme [2].

❖ synchrone ($g=0$)

Au point, où la vitesse mécanique du rotor atteint la vitesse de synchronisme, la fréquence f_r du rotor s'annule. Dans ce cas les enroulements du rotor tournent avec la même vitesse que celle du flux statorique ; donc le rotor ne voit aucun mouvement relatif par rapport à ce dernier, par conséquent il n'y a aucune tension induite dans les enroulements du rotor. On constate que la puissance du stator est égale à celle du réseau, alors que celle du rotor est nulle (l'écoulement de puissance entre le réseau et le rotor s'arrête) [1], [2].

❖ hyper synchrone ($g < 0$)

En accélérant la rotation du rotor, le flux rotorique rattrape le flux statorique et la fréquence du rotor devient négative. L'augmentation de la vitesse des enroulements du rotor par rapport à celle du flux statorique mène à une augmentation de la tension induite du rotor [3].

1.2.3 Etude de la puissance pour la MADA

En ignorant les pertes, les puissances de la MADA peuvent être données par les expressions suivantes :

$$P_r = -g P_s \quad (I.1)$$

$$P_m = - (1-g) P_s \quad (I.2)$$

Le fonctionnement de la MADA peut être expliqué par le Tableau I.1 et la Figure I.2:

Tableau. I.1. Etude de la puissance

	Moteur $P_m < 0$	Générateur $P_m > 0$
Hypo synchrone	$P_s > 0$	$P_s > 0$
$P_s = -(P_m + P_r)$	$P_r < 0$	$P_r > 0$
Hyper synchrone	$P_s > 0$	$P_s > 0$
$P_m = -(P_s + P_r)$	$P_r > 0$	$P_r < 0$

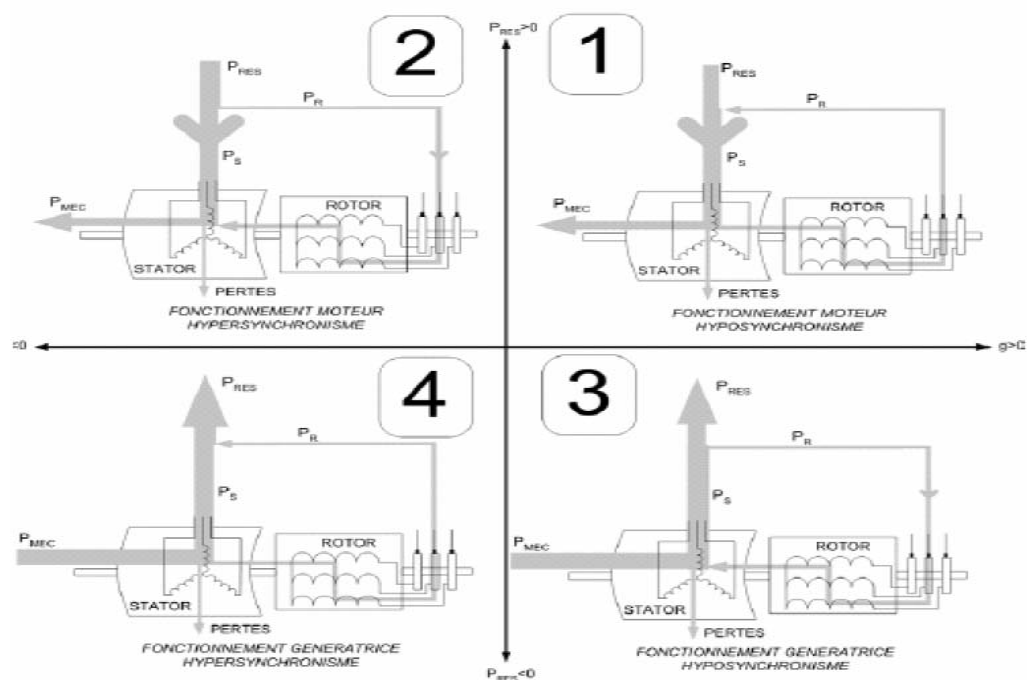


Figure I.2. Quadrants de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation.

I.3 Intérêt de la MADA

Le principal avantage de la MADA est la possibilité de fonctionner à vitesse variable. Les machines asynchrones à vitesse fixe doivent fonctionner au voisinage de la vitesse de synchronisme car la fréquence est imposée par le réseau. La vitesse du rotor est constante. Le système de la MADA permet de régler la vitesse de rotation du rotor en fonction de la vitesse du vent. En effet la MADA permet un fonctionnement en génératrice hyposynchrone et hypersynchrone. On arrive ainsi à extraire le maximum de puissance possible. L'intérêt de la

vitesse variable pour une éolienne est de pouvoir fonctionner sur une large plage de vitesses de vent, et de pouvoir en tirer le maximum de puissance possible, pour chaque vitesse de vent [2,3].

I.4 Domaine d'applications de la MADA

La machine à double alimentation offre de nombreux avantages par rapport à la machine asynchrone à cage et synchrone classique. Surtout en ce qui concerne la gamme de la vitesse opérationnelle et de la puissance d'entraînement ou bien la puissance générée par cette dernière en mode génératrice. De plus, elle a un comportement souple à la commande, ce qui lui permet de trouver un domaine d'application très vaste. La MADA peut être utilisée dans des applications spécifiques avec une vitesse variable et à fréquence constante, comme les systèmes de génération de l'énergie électrique à partir des puissances éolienne et hydraulique, ainsi que dans les applications aérospatiales et navales, l'entraînement des ventilateurs et des pompes d'eau [2], [4].

I.5 Modélisation de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation comporte trois bobines statoriques décalées entre elles par un angle de $(\frac{2\pi}{3})$, et aussi trois bobines rotoriques identiques et similaires à celles du stator (Figure I.3).

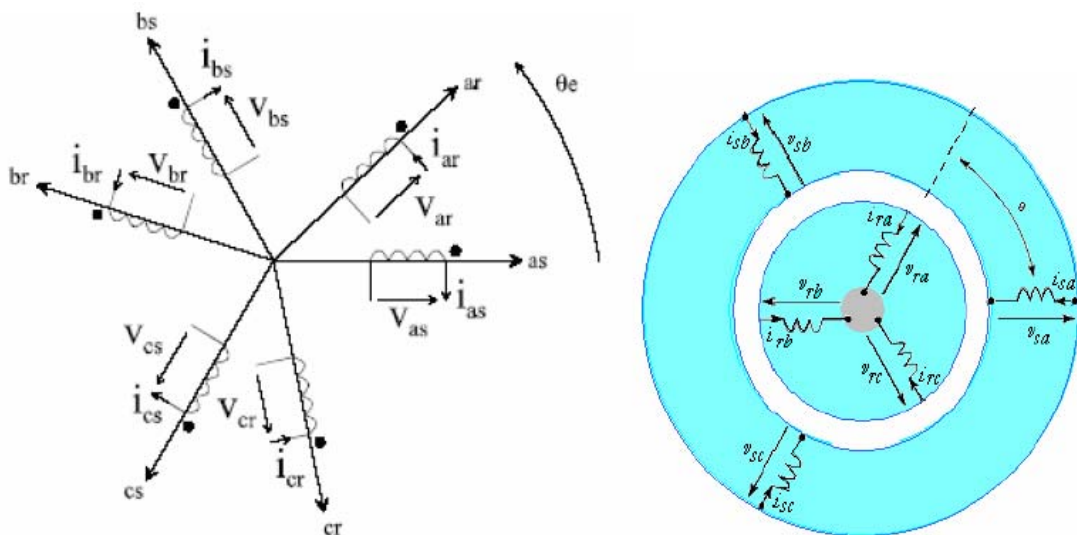


Figure I.3. Représentation de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique

as, bs, cs : phases du stator

ar, br, cr: phases du rotor

I.5.1 Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone à double alimentation (MADA), avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. De ce fait, la mise en équations nous impose certaines hypothèses simplificatrices, dans le but d'établir un modèle simple, qui sont :

- La machine est de constitution symétrique.
- On suppose que le circuit magnétique est parfaitement feuilleté au stator et au rotor (seuls les enroulements sont parcourus par des courants) et que la densité de courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires (absence d'effet pelliculaire).
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, condition nécessaire pour considérer les flux comme fonction linéaire des courants.
- On considère que la force magnétomotrice créée par chacune des phases statoriques et rotoriques est à répartition sinusoïdale.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligé, les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotorique et statorique [5].

I.5.2 Equations de la Machine Asynchrone

En tenant compte des hypothèses simplificatrices précédentes, et en adoptant la convention de signe moteur, les expressions générales de la machine exprimées en fonction des flux et des courants sont définies comme suit :

$$\begin{cases} [V_{abcs}] = R_s[i_{abcs}] + p[\Phi_{abcs}] \text{ au stator} \\ [V_{abcr}] = R_r[i_{abcr}] + p[\Phi_{abcr}] \text{ au rotor} \end{cases} \quad (I.3)$$

Avec :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}$$

r_s : Résistance des enroulements statoriques.

r_r : Résistance des enroulements rotoriques.

$$p = \frac{d}{dt}$$

$[V_{abcs}] = [V_{as} V_{bs} V_{cs}]$: Représente les tensions des trois phases statoriques.

$[V_{abcr}] = [V_{ar} V_{br} V_{cr}]$: Représente les tensions des trois phases rotoriques.

$[i_{abcs}] = [i_{as}i_{bs}i_{cs}]$: Représente les courants des trois phases statoriques.

$[i_{abcr}] = [i_{ar}i_{br}i_{cr}]$: Représente les courants des trois phases rotoriques.

$[\phi_{abcs}] = [\phi_{as}\phi_{bs}\phi_{cs}]$: Correspondent aux vecteurs des flux totalisés traversant les enroulements statoriques.

$[\phi_{abcr}] = [\phi_{ar}\phi_{br}\phi_{cr}]$: Correspondent aux vecteurs des flux totalisés traversant les enroulements rotoriques.

• Équations magnétiques

Les équations magnétiques qui établissent la relation entre les flux et les courants statorique et rotorique, s'écrivent comme suit:

$$\begin{cases} [\phi_{abcs}] = [L_s][i_{abcs}] + [M_{sr}][i_{abcr}] \\ [\phi_{abcr}] = [L_r][i_{abcr}] + [M_{sr}]^t[i_{abcs}] \end{cases} \quad (I.4)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad [M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t$$

θ : Angle entre la phase « a » du stator et celle correspondant au rotor avec $\omega = p\theta$;

l_s, l_r : Inductance propre d'une phase statorique (rotorique) ;

$M_s (M_r)$: Inductance mutuelle entre deux phases statoriques (rotoriques) ;

M : Mutuelle entre les enroulements statorique et rotorique.

• Equations mécaniques

L'équation du couple électromagnétique s'exprime comme suit :

$$C_e = P[I_s]^t p([M_{sr}] \quad [I_r]) \quad (I.5)$$

L'équation mécanique de la machine s'écrit sous la forme:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega_r \quad (I.6)$$

I.5.3 Modèle dynamique de Park de la machine asynchrone triphasé

La modélisation de la machine asynchrone s'effectue en partant du système à trois axes dit réel, difficilement identifiable expérimentalement vers celui de Park (à deux axes), (Figure I.4).

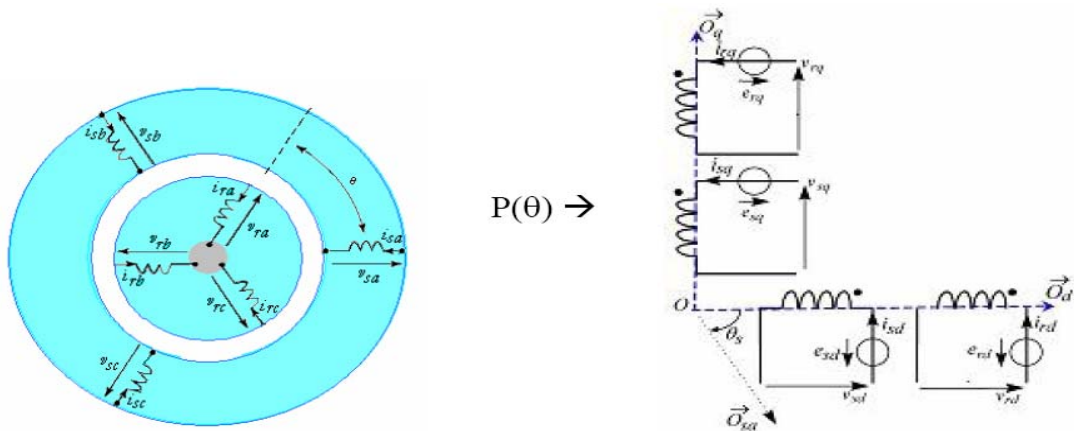


Figure I.4. Passage du triphasé au biphasé.

La matrice de transformation est définie par :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

La matrice de changement de base $[P(\theta)]$ étant orthonormée, aussi le calcul de sa matrice inverse est très simple définie par : $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t$

- **Equations des tensions**

Dans le repère biphasé de Park d'axe (d, q) tournant à la vitesse de rotation du référentiel, les équations électriques de la machine s'écrivent comme suit:

$$\begin{cases} V_{ds} = r_s \cdot i_{ds} - \omega \Phi_{qs} + p \Phi_{ds} \\ V_{qs} = r_s \cdot i_{qs} + \omega \Phi_{ds} + p \Phi_{qs} \\ V_{os} = r_s \cdot i_{os} + p \Phi_{os} \\ V_{qr}' = r_r' \cdot i_{qr}' - (\omega - \omega_r) \Phi_{dr}' + p \Phi_{qr}' \\ V_{dr}' = r_r' \cdot i_{dr}' - (\omega - \omega_r) \Phi_{qr}' + p \Phi_{dr}' \\ V_{or}' = r_r' \cdot i_{or}' + p \Phi_{or}' \end{cases} \quad (I.8)$$

- **Equations des flux**

Les relations entre flux et courant sont données par:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{qs} = X_{ls} \cdot i_{qs} + X_M \cdot (i_{qs} + i_{qr}') \\ \Phi_{ds} = X_{ls} \cdot i_{ds} + X_M \cdot (i_{ds} + i_{dr}') \\ \Phi_{os} = X_{ls} \cdot i_{os} \\ \Phi_{qr}' = X_{lr}' \cdot i_{qr}' + X_M \cdot (i_{qs} + i_{qr}') \\ \Phi_{dr}' = X_{lr}' \cdot i_{dr}' + X_M \cdot (i_{qs} + i_{qr}') \\ \Phi_{or}' = X_{lr}' \cdot i_{or}' \end{array} \right. \quad (I.9)$$

Avec :

$X_m = M\omega$: Réactance Mutuelle Cyclique ramenée au stator, responsable du flux dans l'entrefer.

$X_{ls} = l_s \omega - X_m$: réactance de fuite du stator.

$X_{lr}' = l_r \omega - X_m$: réactance de fuite du rotor ramenée au stator.

• Équations mécaniques

D'une manière générale, l'expression du couple pour une machine à p paires de pôles est donnée par :

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} [\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}] \quad (I.10)$$

I.5.4 Choix du référentiel

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les grandeurs de la machine dans un repère dq qui fait un angle électrique θ_s avec le stator et qui fait un angle électrique θ_r avec le rotor mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est à dire qui est libre.

Il existe trois choix important. On peut fixer le repère dq au stator, au rotor ou au champ tournant [7].

• Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel on a $\theta_s = 0$

$$\text{Donc : } \theta_s = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$$

On obtient les équations électriques de la machine lié au stator :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = r_s \cdot i_{ds} + p\Phi_{ds} \\ V_{qs} = r_s \cdot i_{qs} + p\Phi_{qs} \\ V_{os} = r_s \cdot i_{os} + p\Phi_{os} \\ V_{dr}' = r_r' \cdot i_{dr}' + (\omega_r)\Phi_{qr}' + p\Phi_{dr}' \\ V_{qr}' = r_r' \cdot i_{qr}' + (\omega_r)\Phi_{dr}' + p\Phi_{qr}' \\ V_{or}' = r_r' \cdot i_{or}' + p\Phi_{or}' \end{array} \right. \quad (I.11)$$

Ce référentiel est mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées [6]. Pour l'identification des paramètres de la machine nous adoptons ce modèle.

- **Référentiel lié au rotor**

Dans ce référentiel on a : $\theta_r = 0$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{ds} = r_s \cdot i_{ds} - \omega \Phi_{qs} + p \Phi_{ds} \\ V_{qs} = r_s \cdot i_{qs} + \omega \Phi_{ds} + p \Phi_{qs} \\ V_{os} = r_s \cdot i_{os} + p \Phi_{os} \\ V_{qr}' = r_r' \cdot i_{qr}' - (\omega) \Phi_{dr}' + p \Phi_{qr}' \\ V_{dr}' = r_r' \cdot i_{dr}' - (\omega) \Phi_{qr}' + p \Phi_{dr}' \\ V_{or}' = r_r' \cdot i_{or}' + p \Phi_{or}' \end{cases} \quad (I.12)$$

Ce référentiel est intéressant quand on étudie des régimes transitoires où la vitesse est supposée constante [7].

- **Référentiel lié au champ tournant**

Ce référentiel est caractérisé par $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$. Dans ce cas les grandeurs statorique et rotorique sont continues en régime permanent. Il est donc préférable de travailler dans ce repère lors d'une étude de la commande des machines. Le modèle de la machine asynchrone à double alimentation s'écrit dans le repère de Park lié au champ tournant comme suit [9]:

$$\begin{cases} V_{ds} = r_s \cdot i_{ds} - \omega \Phi_{qs} + p \Phi_{ds} \\ V_{qs} = r_s \cdot i_{qs} + \omega \Phi_{ds} + p \Phi_{qs} \\ V_{os} = r_s \cdot i_{os} + p \Phi_{os} \\ V_{qr}' = r_r' \cdot i_{qr}' - (\omega - \omega_r) \Phi_{dr}' + p \Phi_{qr}' \\ V_{dr}' = r_r' \cdot i_{dr}' - (\omega - \omega_r) \Phi_{qr}' + p \Phi_{dr}' \\ V_{or}' = r_r' \cdot i_{or}' + p \Phi_{or}' \end{cases} \quad (I.13)$$

I.6 Modèle d'état de la machine asynchrone à double alimentation

En vue de simuler le comportement dynamique de la machine asynchrone, nous proposons de le mettre sous forme d'équations d'état. Nous allons choisir dans tout ce qui suit, le vecteur $[\Phi_{qs}, \Phi_{ds}, \Phi_{os}, \Phi_{qr}, \Phi_{dr}, \Phi_{or}, \Omega_r, Cem]^t$ comme vecteur d'état.

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{os} \\ V_{qr}' \\ V_{dr}' \\ V_{or}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pX_{ss} & \omega X_{ss} & 0 & pX_M & pX_M & 0 \\ -\omega X_{ss} & r_s + pX_{ss} & 0 & -\omega X_M & pX_M & 0 \\ 0 & 0 & r_s + pX_{ss} & 0 & 0 & 0 \\ pX_M & (\omega - \omega_r)X_M & 0 & r_r' + pX_{rr}' & (\omega - \omega_r)X_{rr}' & 0 \\ -(\omega - \omega_r)X_M & pX_M & 0 & -(\omega - \omega_r)X_{rr}' & r_r' + pX_{rr}' & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_r' + pX_{rr}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{os} \\ i_{qr}' \\ i_{dr}' \\ i_{or}' \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

Où :

$$X_{ss} = X_{ls} + X_M$$

$$X_{rr}' = X_{lr} + X_M$$

Donc les équations des seront comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{qs} \\ \Phi_{ds} \\ \Phi_{os} \\ \Phi_{qr}' \\ \Phi_{dr}' \\ \Phi_{or}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{ss} & 0 & 0 & X_M & 0 & 0 \\ 0 & X_{ss} & 0 & 0 & X_M & 0 \\ 0 & 0 & X_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ X_M & 0 & 0 & X_{rr}' & 0 & 0 \\ 0 & X_M & 0 & 0 & X_{rr}' & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & X_{lr}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{os} \\ i_{qr}' \\ i_{dr}' \\ i_{or}' \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

Donc les équations des courants seront comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{os} \\ i_{qr}' \\ i_{dr}' \\ i_{or}' \end{bmatrix} = 1/D \begin{bmatrix} X_{rr}' & 0 & 0 & -X_M & 0 & 0 \\ 0 & X_{rr}' & 0 & 0 & -X_M & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D}{X_{ls}} & 0 & 0 & 0 \\ -X_M & 0 & 0 & X_{ss} & 0 & 0 \\ 0 & -X_M & 0 & 0 & X_{ss} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{D}{X_{lr}'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{qs} \\ \Phi_{ds} \\ \Phi_{os} \\ \Phi_{qr}' \\ \Phi_{dr}' \\ \Phi_{or}' \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

Où :

$$D = X_{ss}X_{rr}' - X_M^2$$

En remplaçant (I.16) dans (I.14) on obtient les équations des tensions en fonction des flux comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{os} \\ V_{qr}' \\ V_{dr}' \\ V_{or}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_s X_{rr}'}{D} + p & \omega & 0 & \frac{-r_s X_M}{D} & 0 \\ -\omega & \frac{r_s X_{rr}'}{D} + p & 0 & 0 & \frac{-r_s X_M}{D} \\ 0 & 0 & \frac{r_s}{X_{ls}} + p & 0 & 0 \\ \frac{-r_r' X_M}{D} & 0 & 0 & \frac{r_r' X_{ss}}{D} + p & (\omega - \omega_r) \\ 0 & \frac{-r_r' X_M}{D} & 0 & -(\omega - \omega_r) & \frac{r_r' X_{ss}}{D} + p \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{qs} \\ \phi_{ds} \\ \phi_{os}' \\ \phi_{qr}' \\ \phi_{dr}' \\ \phi_{or}' \end{bmatrix} + \frac{r_r'}{X_{ls}} + p \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

I.6.1 Mise sous forme d'équation d'état

De l'équation (1.19) on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} p\phi_{qs} \\ p\phi_{ds} \\ p\phi_{os}' \\ p\phi_{qr}' \\ p\phi_{dr}' \\ p\phi_{or}' \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{r_s X_{rr}'}{D} & \omega & 0 & \frac{-r_s X_M}{D} & 0 \\ -\omega & \frac{r_s X_{rr}'}{D} & 0 & 0 & \frac{-r_s X_M}{D} \\ 0 & 0 & \frac{r_s}{X_{ls}} & 0 & 0 \\ \frac{-r_r' X_M}{D} & 0 & 0 & \frac{r_r' X_{ss}}{D} & (\omega - \omega_r) \\ 0 & \frac{-r_r' X_M}{D} & 0 & -(\omega - \omega_r) & \frac{r_r' X_{ss}}{D} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{qs} \\ \phi_{ds} \\ \phi_{os}' \\ \phi_{qr}' \\ \phi_{dr}' \\ \phi_{or}' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{os}' \\ V_{qr}' \\ V_{dr}' \\ V_{or}' \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

Cette équation est mise sous la forme :

$$\begin{cases} pX(t) = A X(t) + B U(t) \\ Y(t) = C X(t) \end{cases}$$

Tel que :

$$X = [\phi_{qs}, \phi_{ds}, \phi_{os}', \phi_{qr}', \phi_{dr}', \phi_{or}']^t$$

$$A = - \begin{bmatrix} \frac{r_s X_{rr}'}{D} & \omega & 0 & \frac{-r_s X_M}{D} & 0 & 0 \\ -\omega & \frac{r_s X_{rr}'}{D} & 0 & 0 & \frac{-r_s X_M}{D} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{r_s}{X_{ls}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-r_r' X_M}{D} & 0 & 0 & \frac{r_r' X_{ss}}{D} & (\omega - \omega_r) & 0 \\ 0 & \frac{-r_r' X_M}{D} & 0 & -(\omega - \omega_r) & \frac{r_r' X_{ss}}{D} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{r_r'}{X_{ls}} \end{bmatrix}$$

$$B = I$$

$$U = [V_{qs}, V_{ds}, V_{os}', V_{qr}', V_{dr}', V_{os}]^t$$

$$C = 1/D \begin{bmatrix} X_{rr}' & 0 & 0 & -X_M & 0 & 0 \\ 0 & X_{rr}' & 0 & 0 & -X_M & 0 \\ 0 & 0 & D/X_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ -X_M & 0 & 0 & X_{ss} & 0 & 0 \\ 0 & -X_M & 0 & 0 & X_{ss} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & D/X_{lr}' \end{bmatrix}$$

$$Y = [i_{qs}, i_{ds}, i_{os}, i_{qr}, i_{dr}, i_{or}]^t$$

I.6.2 Passage du modèle d'état continu au modèle d'état discret

- **Equations des flux**

La discrétisation de l'équation (I.20) est obtenue en établissant l'approximation d'EULER [8] L entre les variables aux instants (k) et $(k+1)$, avec un temps d'échantillonnage T . Par conséquent :

$$X'(K) = \frac{X(K+1) - X(K)}{T} \quad (I.19)$$

Les équations (I.20) et (I.21) conduisent au modèle discret suivant:

$$\begin{cases} X(K+1) = A_d \cdot X(K) + B_d \cdot U(K) \\ Y(K) = C \cdot X(K) \end{cases} \quad (I.20)$$

Tel que :

$$\begin{aligned} A_d &= e^{A \cdot T} = I + A \cdot T \\ B_d &= A^{-1} [A_d - I] \cdot B = T \cdot B \end{aligned}$$

- **Equations mécaniques**

L'équation (I.7) conduit au modèle discret suivant:

$$X_{mec}(K+1) = A_{md} \cdot X_{mec}(K) + B_{md} \cdot E(K) \quad (I.21)$$

Tel que :

$$X_{mec} = \begin{bmatrix} \omega_{mec}(k) \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$E = [Cem(k)]$$

$$A_m = \begin{bmatrix} \frac{-k_f}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_m = \begin{bmatrix} -\frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Avec :

$$\begin{aligned} A_{md} &= e^{A_m \cdot T} \\ B_{md} &= A_m^{-1} [A_m - I] \cdot B_m \end{aligned}$$

I.7 Résultats de Simulation

A partir des équations mises sous forme d'état nous avons simulé la MADA à l'aide de logiciel *Matlab*, dont les différents paramètres de la machines sont donnés à l'annexe-A, la simulation est effectuée pour un démarrage à vide avec les trois tensions mesurées expérimentalement comme tension d'entrée de notre système, les résultats de la simulation sont montré ci-dessous :

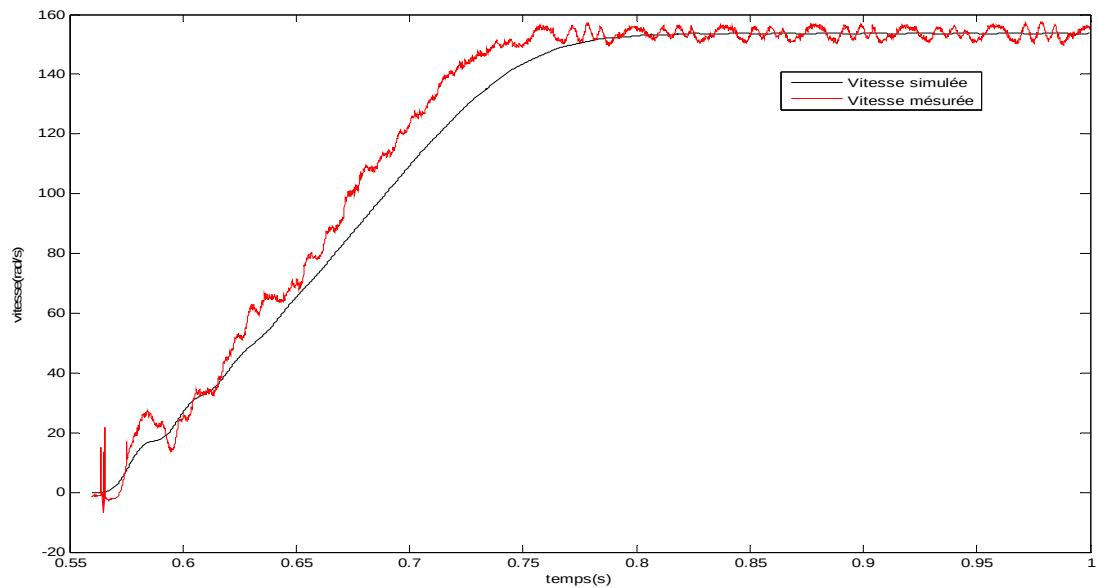


Figure I.5. vitesse lors d'un démarrage à vide.

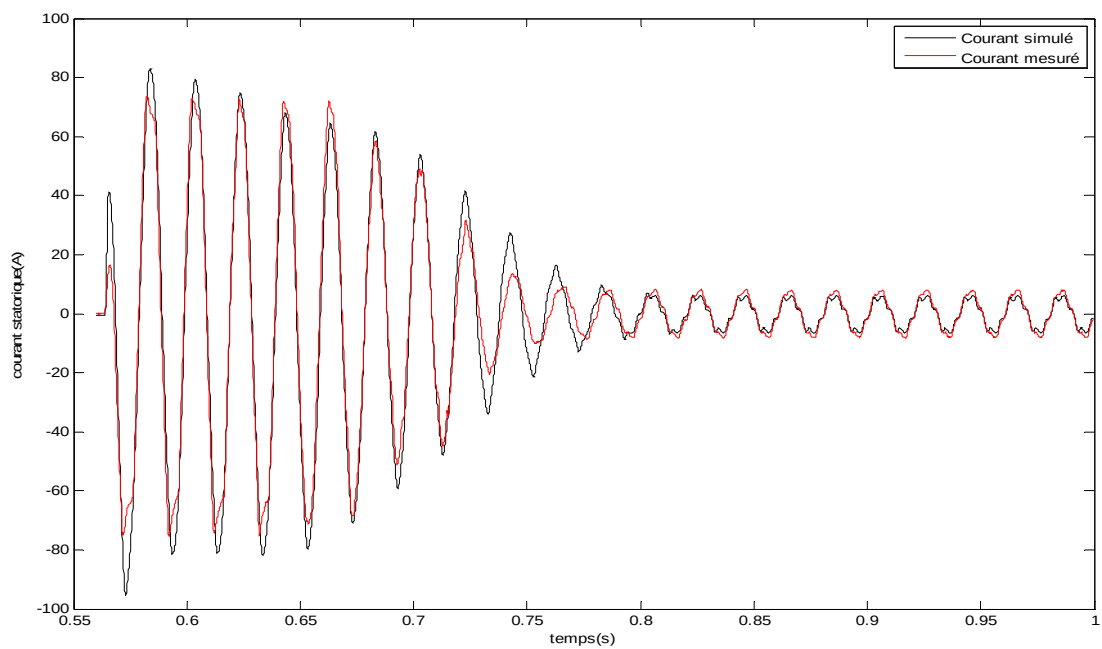


Figure I.6. Courant statorique lors d'un démarrage à vide.

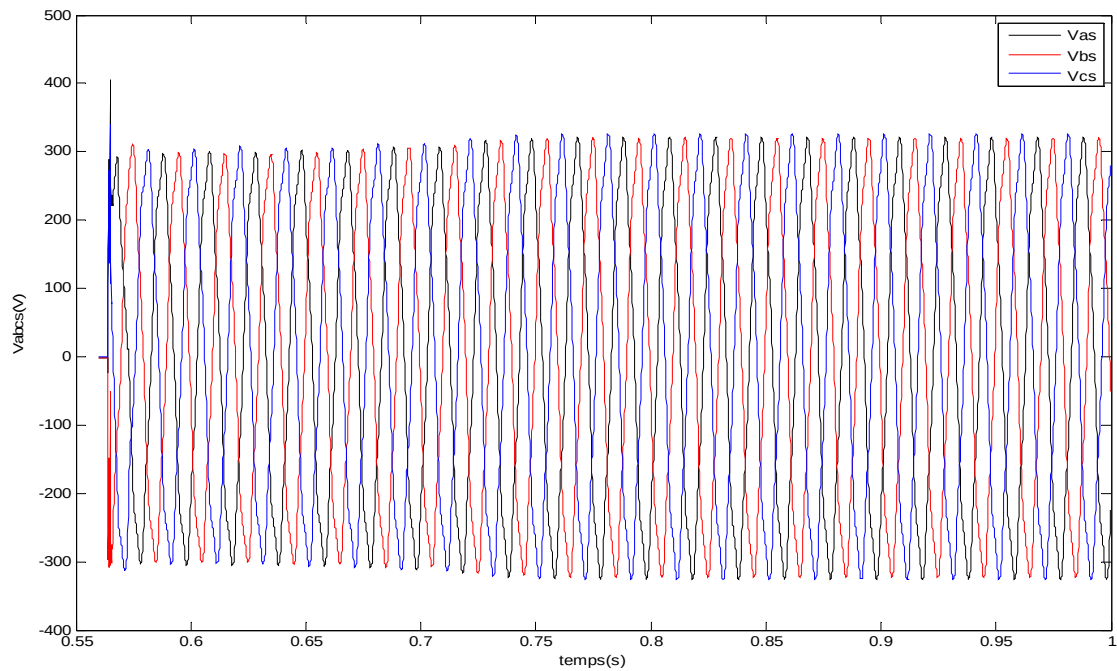


Figure I.7. Les tensions statoriques d'alimentation.

I.8 Validation

La Figure (I.5) montre l'évolution temporelle de la vitesse mécanique simulé et mesuré de 0 jusqu'à une vitesse proche de synchronisme (157 rad/s) au régime permanent et se stabilise à cette valeur. La figure montre la comparaison entre les deux vitesses simulée et mesurée. On remarque que la vitesse simulée suit la vitesse mesurée, en régime permanent. En régime transitoire, nous constatons une différence entre les deux vitesses due essentiellement aux paramètres du modèle calculés à partir des essais classiques.

La Figure (I.6), (I.7) et la Figure (I.8) représente les courants i_{as} , i_{bs} et i_{cs} . Dans la Figure (I.7) on remarque qu'il y a une concordance entre le courant simulé et le courant mesuré. Néanmoins, au démarrage nous notons une différence entre ces deux courants, ceci s'explique par le fait que les paramètres utilisés pour ce modèle.

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons fait une description générale de la machine asynchrone à double alimentation précisant ainsi sa constitution, sa structure et son principe de fonctionnement. Ensuite, nous avons présenté le modèle mathématique de la machine asynchrone à double alimentation. Le modèle triphasé obtenu sous certaines hypothèses simplificatrices s'est réduit en un modèle biphasé à l'aide de la transformation de Concordia, Après avoir transformé les équations on a choisi le référentiel lié au stator qui est le plus adapté pour une identification des paramètres de la machine asynchrone.

Nous avons comparé les courants et les vitesses simulés avec celles relevés expérimentalement. Nous avons remarqué une très bonne concordance en régime permanent par contre en régime transitoire une différence due aux paramètres du modèle utilisé, ceci est dû essentiellement aux paramètres de la machine identifiées à partir des essais classique. Pour avoir un modèle qui reflète le mieux le comportement réel de la machine nous proposons d'utiliser des méthodes d'identification paramétrique plus performantes. Ceci fera l'objet du prochain chapitre.

CHAPITRE II

Identification paramétrique de la Machine Asynchrone à Double Alimentation Par Algorithme Génétique

II.1 Introduction

L'optimisation est le processus de rendre quelque chose meilleure. Elle consiste à faire des variations sur un concept initial et utiliser les informations récoltées pour améliorer le résultat [9].

Dans le domaine de l'optimisation ou de la recherche de solutions dans les espaces complexe, deux grandes familles de méthodes ont toujours été utilisées. Il y'a la famille des méthodes se basant sur l'exploitation de type « grimpeur » qui, en partant d'un point de départ, essayent itérativement à chaque pas de trouver localement une solution meilleur que la solution courante. Ces méthodes se différencient entre elles dans la façon de décider dans quelle direction et jusqu'où progresser. Elles souffrent du défaut de la non-globalité de l'optimum trouvé. L'autre famille est celle des méthodes se basant sur l'exploration, de type « recherche aléatoire », mais elles sont souvent inacceptables en pratique à cause de leur lenteur excessive et de leur ignorance aveugle [10].

La fin du 20eme siècle a connu l'émergence d'algorithmes révolutionnaires. Une nouvelle famille d'algorithmes de recherche et d'optimisation inspirés de processus naturels qui réussissent très bien dans l'optimisation des phénomènes très complexes, elle inclut notamment les Algorithmes Génétiques (GA : Holland, 1975), le Recuit Simulé (Simulated Annealing : Kirkpatrick et al. 1983), l'Optimisation par Essaim de Particules (PSO : Kennedy and Eberhart, 1995), et l'optimisation par Colonie de Fourmis (Ant-Colony Optimization : Dorigo and Maria, 1997). Ces algorithmes réalisent un compromis équilibré et raisonnable entre l'exploration et l'exploitation. En effet, ils génèrent de nouveaux points dans l'espace de recherche en appliquant des operateurs aux points actuels les déplaçant vers des positions plus optimales, une recherche intelligente qui ne nécessite pas de dérivées de la fonction coût et ainsi peut traiter aussi des problèmes avec des variables discrètes ou des fonctions discontinues [11] [12] .

Les algorithmes génétiques sont développés par J. Holland durant la fin des années 60 et le début des années 70 [12]. Ils sont développés pour des fins d'optimisation et permettent la recherche d'un extremum global.

Dans chapitre, nous abordons en premier lieu la description générale d'un problème d'identification, en second lieu nous présentons le principe de fonctionnement des algorithmes génétiques, et par la suite nous procédons à l'identification hors ligne des paramètres de la machine asynchrone à double

alimentation par la méthode des algorithmes génétiques et la validation des résultats à partir d'essais expérimentaux.

II.2 Description générale d'un problème d'identification

L'identification en régime dynamique d'un modèle conduit à estimer ses paramètres à partir des enregistrements d'entrées-sorties du système lors de son fonctionnement dynamique [13].

Pour juger des valeurs à leur attribuer, on définit un critère qui exprime quantitativement l'écart entre le système et le modèle, ce critère devra donc être minimisé. Ainsi, la minimisation d'une erreur de sortie va déboucher sur la minimisation d'une fonction non linéaire, d'où une connaissance des techniques de programmation non linéaire (P.N.L) est indispensable. Ces techniques représentent un outil de minimisation ou maximisation d'une fonction itérativement quand la solution analytique n'est pas calculable.

Cette méthode dite méthode du modèle se base sur la comparaison du comportement de la machine et celui du modèle. S'il y a identité de comportement, on dira alors que l'on dispose dans les conditions de l'expérience d'un modèle du processus objet. Sinon on s'attache à modifier le modèle de sorte que l'on tende vers une meilleure conformité [14]. Le schéma fonctionnel d'une telle opération est donné par la Figure II.1 :

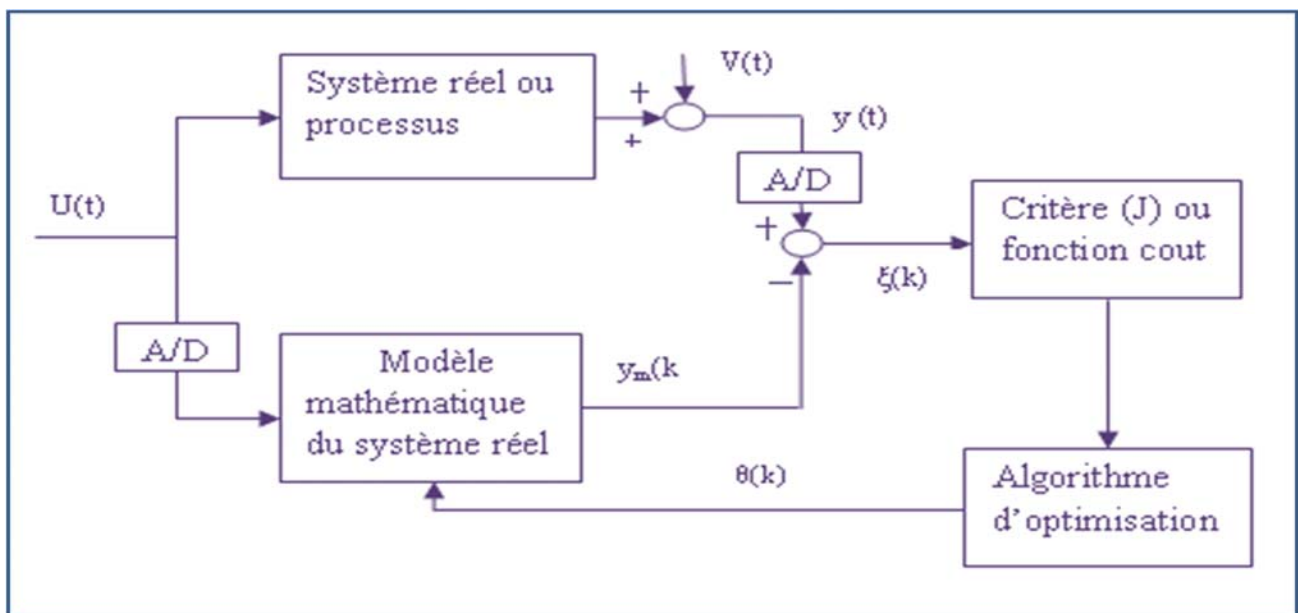


Figure II.1. Structure de l'identification basée sur l'erreur de sortie.

II.3 Algorithmes génétiques (AG)

II.3.1 Historique

Les algorithmes génétiques(AG) sont des techniques d'optimisation basées sur les idées de la génétique et la sélection naturelle [15]. Ils ont été mis au point initialement par John Holland en 1975 et ensuite développés par Goldberg en 1983. Aujourd'hui, les AGs occupent une place importante parmi les algorithmes d'évolution artificielle et sont principalement utilisés comme des techniques d'optimisation [16].

II.3.2 Principe de fonctionnement

Le principe de ces algorithmes peut se résumer ainsi : A partir d'une population initiale constitué par N individus, choisis au hasard dans l'espace de recherche, l'AG la fait évoluer progressivement dans un processus itératif (chaque itération s'appelle génération) afin d'améliorer les performances globales des individus. Au cours de ces itérations la population à une taille fixe et l'évolution des individus suit deux principaux mécanismes qui régissent l'évolution des êtres vivants à savoir la sélection et la reproduction. La sélection favorise la reproduction et la survie des individus les plus performants alors que la reproduction permet le brassage, la recombinaison et les variations des caractères héréditaires des parents, pour aboutir à de meilleurs individus [17].

Basé Sur cette théorie, un algorithme génétique standard est structuré par les étapes suivantes [18]:

1. Codage des individus. Un système d'encodage des individus: représentation des variables d'optimisation par des chaînes (chromosomes) ;
2. Un mécanisme de génération de la population initiale ;
3. Une fonction à optimiser. Celle-ci retourne une valeur appelée fitness ou fonction Objectif de l'individu, elle organise les individus d'une façon décroissante selon la valeur de la fonction fitness ;
4. Un mécanisme de sélection des individus candidats à l'évolution ;
5. Des opérateurs permettant de diversifier la population au cours des générations et d'explorer l'espace d'état. L'opérateur de croisement recombine les gènes d'individus existant dans la population, l'opérateur de mutation a pour but de garantir l'exploration de l'espace d'états ;

6. Des paramètres de dimensionnement : la taille de population, nombre total de générations ou critère d'arrêt, probabilités d'application des opérateurs de croisement et de mutation.

La Figure II.2 représente l'organigramme d'un AG :

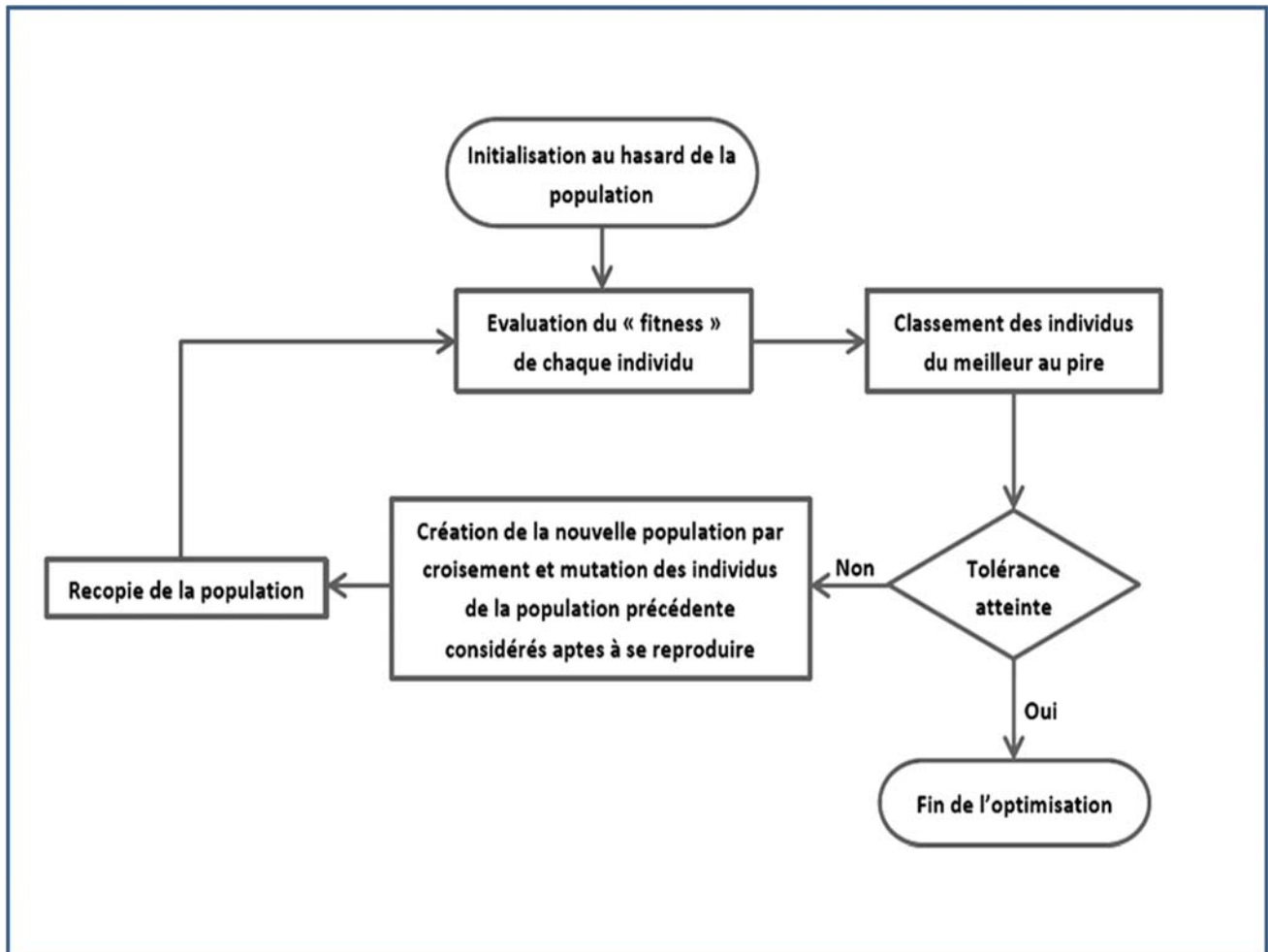


Figure. II.2. Organigramme d'un AG.

II.3.2.1 Codage des individus

Chaque chromosome est constitué d'un ensemble d'éléments appelés gènes. Le but est de trouver la combinaison optimale de ces éléments qui donne un "fitness" maximum (ou minimum). Il existe trois principaux types de codage : binaire, entier ou réel (Figure II.3). Nous pouvons facilement passer d'un codage à un autre. Les chaînes binaires, tout en étant les petits alphabets utilisables, permettent de coder des structures complexes. C'est pourquoi, les algorithmes génétiques utilisent généralement cette représentation pour le codage des individus. Le codage des individus se fait en

transcrivant en binaire les paramètres à optimiser afin de constituer un gène. Ces gènes sont alors mis bout à bout pour former le chromosome. Pour le codage réel, les fonctions de mutation et de croisement sont réécrites pour s'appliquer directement au vecteur de paramètres sans passer par la forme binaire. Les individus se présentent sous forme d'une série de nombres réels. On impose, généralement, des limites pour ces paramètres pour ne pas avoir un espace de recherche infini, contrairement au codage binaire où l'espace de recherche est limité par le nombre d'éléments qui constituent le chromosome.

Le choix d'un codage approprié est un élément critique dont dépend grandement l'efficacité d'un algorithme génétique. Il existe deux difficultés dans le choix du type de codage. D'une part celui-ci doit pouvoir s'adapter au problème de façon à limiter au mieux la taille de l'espace de recherche, et aussi de façon que les nouveaux individus engendrés par les opérateurs de recherche soient significatifs le plus souvent possible. D'autre part, la recherche doit être telle que les opérateurs de recherche standard soient suffisamment efficaces pour produire les solutions recherchées avec une bonne probabilité [19] [20] [21].

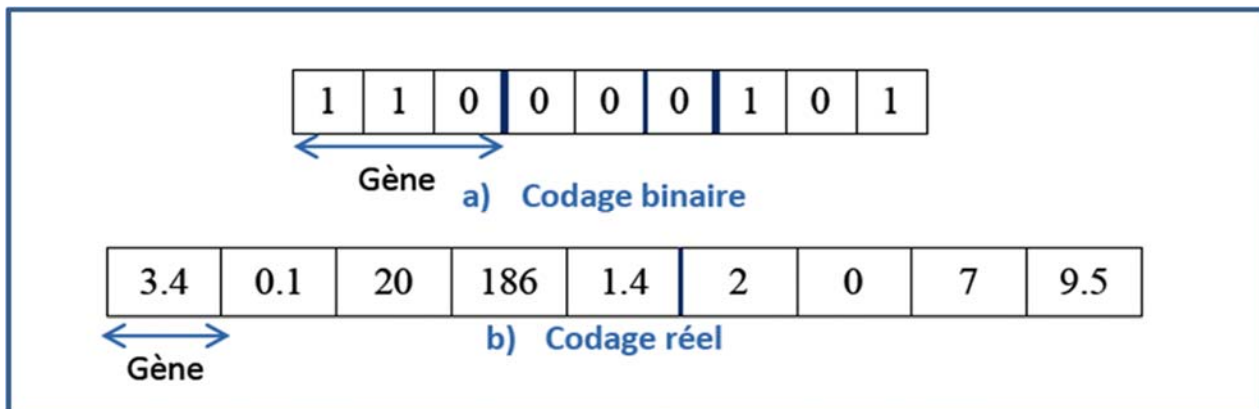


Figure II.3. Différents types de codages.

II.3.2.2 Génération de la population initiale

Généralement, la population initiale est générée aléatoirement de manière à répartir les individus uniformément sur l'espace de recherche. Néanmoins, si on a une idée de la forme de la (des) solution (s), on peut biaiser cette initialisation en regroupant les individus autour de la région considérée, ce qui est susceptible d'accélérer la convergence de l'algorithme. D'autre part, si les contraintes n'ont pu être correctement prises en charge par le codage des individus, il est parfois possible de générer une solution initiale qui les satisfait : domaine des gènes, vérification de contraintes élémentaires etc.... Il faut alors veiller à concevoir des opérateurs qui n'engendrent que des individus admissibles ou prendre en charge les contrevenants pendant l'évaluation.

II.3.2.3 Evaluation

La *fitness*, ou encore fonction d'évaluation, quantifie la qualité de chaque chromosome par rapport au problème. Elle est généralement utilisée pour sélectionner les chromosomes pour la reproduction. Les chromosomes ayant une bonne qualité ont alors plus de chances d'être sélectionnés pour la reproduction, faisant en sorte que la prochaine génération de la population hérite de leur matériel génétique. La fonction d'évaluation produit la pression qui permet de faire évoluer la population de l'AG vers des individus de meilleure qualité.

II.3.2.4 Reproduction

La reproduction joue un rôle fondamental pour le passage d'une génération à une autre, elle représente un cycle de l'algorithme génétique. Elle se fait en appliquant des opérations génétiques qui simulent les processus naturels appliqués par la nature aux espèces biologiques vivantes. Ces opérations génétiques sont la sélection, le croisement, la mutation et le partage. Elles sont présentées en détail dans les quatre paragraphes qui suivent.

II.3.2.5 Sélection

Dans cette phase, les individus sont sélectionnés pour participer au processus de créer des descendants. Il y a beaucoup de méthodes pour la sélection [22]. On en liste ici quelques unes :

- **Sélection par la roulette (ou prélèvement stochastique) :** Les individus sont sélectionnés proportionnellement à leur performance. La roulette se compose des tranches qui sont proportionnelles aux performances des individus. elle est exprimée selon l'équation suivante :

$$P(x_i) = \frac{f(x_i)}{\sum_{j=1}^N f(x_j)} \quad (II.1)$$

Donc, l'individu qui a la performance la plus forte a la meilleure chance d'être sélectionné et il peut être sélectionné plusieurs fois. Cette technique fournit un biais zéro mais ne garantit pas la diffusion minimum.

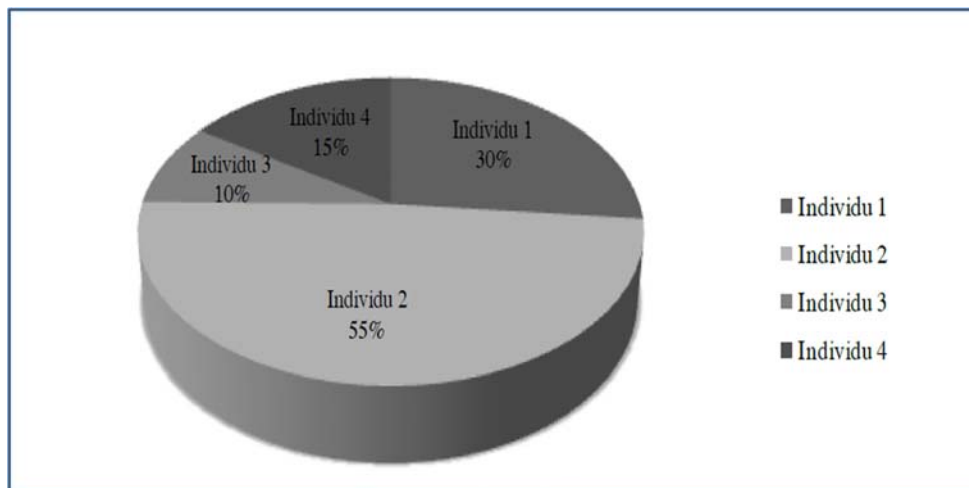


Figure II.4. Schéma d'une roulette.

- **Sélection par rang :** Dans cette technique, la population est triée selon les valeurs objectives. La chance d'être choisi de chaque individu dépend seulement de sa position dans le rang d'individus et pas de la valeur objective réelle. Elle surmonte le problème de la sélection par probabilité (spécialement dans le cas où la pression sélective est trop petite ou la convergence est prématurée). Les intervalles sont limités, de sorte que les individus ne produisent pas les descendants excessifs. La sélection par rang présente une échelle uniforme et fournit une façon simple et efficace de contrôler la pression sélective.
- **Sélection par tournoi :** L'idée principale est de choisir au hasard des groupes d'individus. Pour chaque groupe, le meilleur individu va être choisi comme parent, les autres sont évincés. Il ne faut pas trier la population, de sorte que la vitesse d'AG s'améliore.

II.3.2.6 Croisement

Le croisement est un opérateur génétique qui génère des individus nouveaux, autrement dit, des nouvelles solutions. En appliquant le croisement sur deux (ou plusieurs) parents, on aura un (ou plusieurs) enfant(s) qui a des caractères (bien ou mauvais) de tous ses parents. Pourquoi on en a besoin ? De prime abord, il se semble qu'on imite machinalement la nature. En fait, cet opérateur nous donne à la fois la variance et l'héritage des solutions. Donc, il nous aide à éviter la convergence prématurée. Un paramètre important d'un AG est le paramètre de croisement. Il indique approximativement combien de parents sont choisis pour participer à la phase de générer des descendants. On choisit (normalement au hasard) un (des) point de croisement et puis on échange des parties de deux signatures. *Figure II.5* montre le croisement 1-Point.

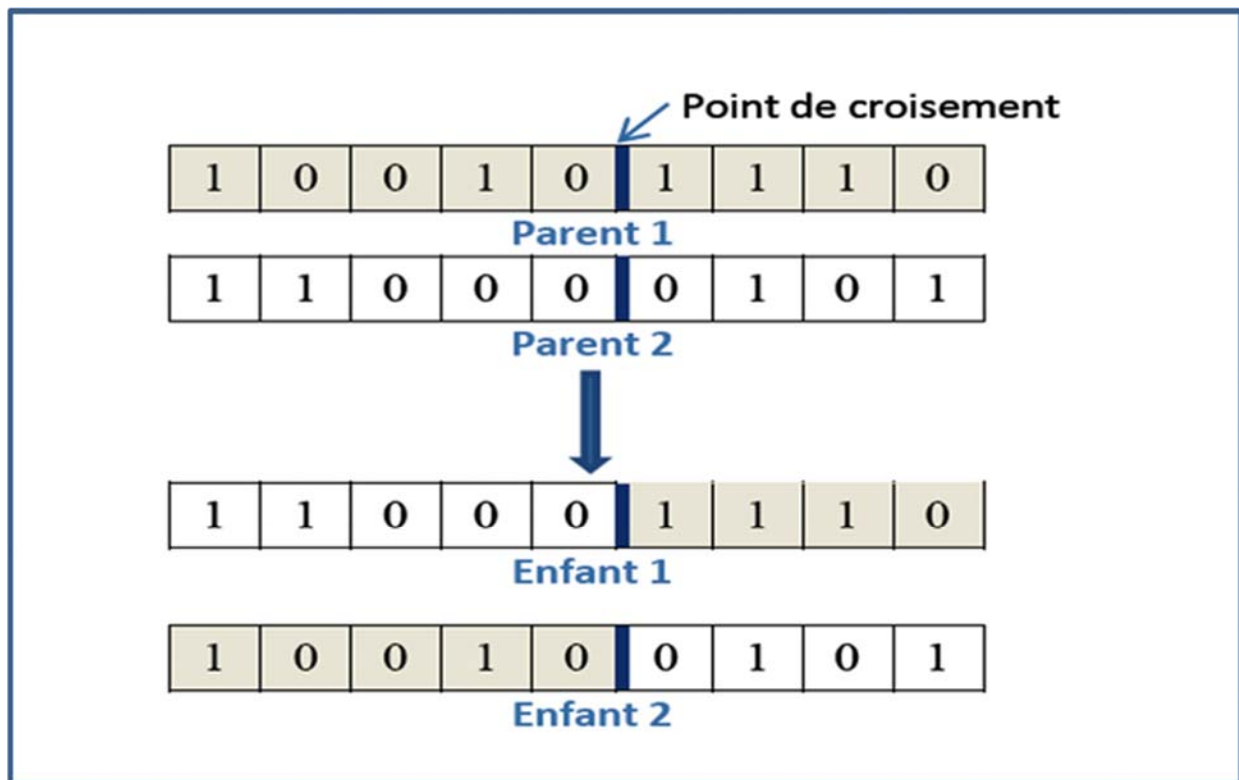


Figure II.5. Croisement à un point.

II.3.2.7 Mutation

De façon aléatoire, un gène peut, au sein d'un chromosome, être substitué à un autre. La mutation la plus simple sur un chromosome change un bit de façon aléatoire. De la même manière que pour le croisement, on définit une probabilité qui contrôle l'opération de mutation. Ce paramètre peut être associé à chaque gène du chromosome, c'est-à-dire que chaque bit a une probabilité de muter. En affectant à chaque individu une probabilité, la valeur de cette dernière représente le taux maximal possible d'individus mutant. Ce taux est généralement faible dans un algorithme génétique à codage binaire classique et peut être très élevé avec un algorithme génétique à codage réel [23]. Il existe plusieurs variantes de mutation qui ont été adaptées aux problèmes d'optimisation topologique [24]. La mutation peut être aussi spécifique selon la représentation utilisée [25]. La *Figure II.6* montre un exemple de mutation.

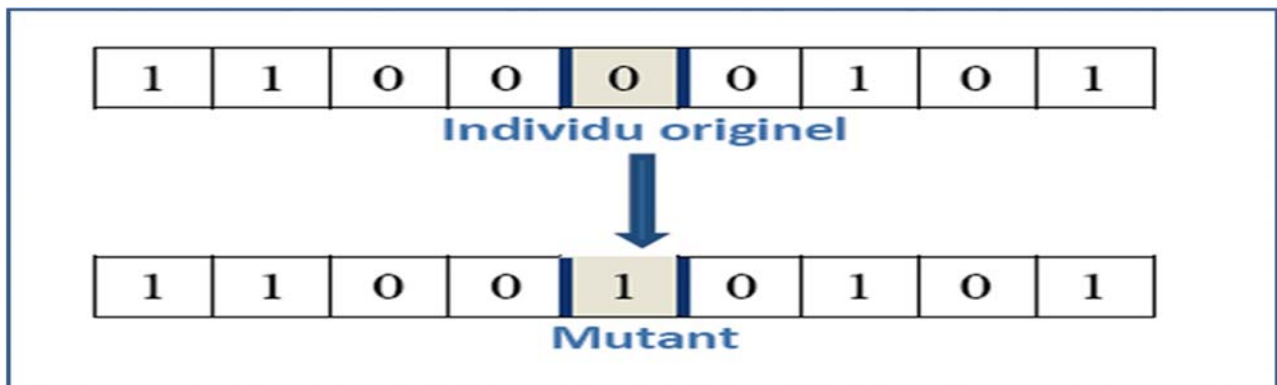


Figure II.6. Exemple d'une mutation d'un seul élément (codage binaire).

II.3.2.8 Critères d'arrêt

Il existe plusieurs critères pour stopper l'algorithme, les plus importants sont [26] :

- **Nombre de générations maximum** : l'AG s'arrête lorsque le nombre de générations max est atteint.
- **Le temps écoulé** : si l'utilisateur spécifie un temps limite l'algorithme s'arrête dès que le temps est écoulé.
- **Tolérance minimale de la variation de la fonction objective** : si la variation moyenne de la fonction objective d'une population d'une génération à l'autre est inférieure à la tolérance définie pendant plusieurs générations l'algorithme s'arrête.

II.4 Avantages des algorithmes génétiques

L'un des grands avantages des algorithmes génétiques, c'est de pouvoir s'échapper des maximums locaux. Des mutations au hasard ainsi que le grand nombre d'individus sont une nécessité si l'on tient à garder cette propriété. On peut regrouper les avantages de l'AG dans la liste suivante [27] :

- 1- Optimisation avec des variables continues ou discrètes ;
- 2- Ne nécessite pas de dérivée ;
- 3- Recherche simultanée sur une large région de l'espace de recherche ;
- 4- Peut traiter des problèmes avec un grand nombre de variables ;
- 5- Très adapté pour la programmation parallèle.
- 6- Résout des problèmes avec des espaces de recherche extrêmement complexes car il n'est pas piégé dans des extremums locaux ;
- 7- Peut donner une liste de solutions, pas forcément une seule solution,
- 8- Peut travailler avec des fonctions numériques, analytiques, ou des données expérimentales.
- 9-

II.5 Sélection du Modèle Mathématique

Le modèle de moteur à induction décrit dans le chapitre 1 est sélectionné pour l'étude. Ce modèle représente le comportement dynamique non linéaire de la machine à induction, où tous les paramètres électriques et mécaniques sont supposés être variables en fonction des conditions de fonctionnement.

L'objectif de l'identification consiste à déterminer un vecteur de paramètres θ , qui représentent les paramètres du moteur tel que :

$$\theta = [r_s, L_s, M, L_r, r_r, J, k_f]$$

Le problème est formulé comme la définition des paramètres du moteur à partir d'un ensemble de mesures donné:

- Les trois tensions et courants statoriques ;
- La vitesse du rotor ;

Les trois tensions statoriques de la machine à induction sont transformées dans le repère de Concordia :

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

Pour l'algorithme d'identification utilisé, les flux du stator et du rotor sont définis comme variables d'état:

$$X = [\varphi_{ds}, \varphi_{qs}, \varphi_{os}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}, \varphi_{or}]$$

Le problème d'identification des paramètres peut être décrit comme suit:

$$X' = f(\theta, X, U)$$

Où

X : Vecteur des variables d'état.

U : Vecteur d'entrée.

θ : Vecteur des paramètres à identifier.

II.6 Implémentation des Algorithmes Génétiques à l'identification paramétrique de la MADA

L'application des Algorithmes Génétiques à l'identification des paramètres de la machine [28] est définie comme suit:

- La population initiale est générée aléatoirement $\theta^{(0)} = \{\theta_i^{(0)} | i = 1, 2, \dots, l\}$ (i est l'indice de l'individu) et chaque individus de la population initiale est borné par la condition suivante : $\theta_{\min j} \leq \theta_{ij}^{(g)} \leq \theta_{\max j}$

Avec :

j : Indice de l'élément dans l'individu.

$\theta_{\min j}$ et $\theta_{\max j}$: Les valeurs limitent du $j^{\text{ème}}$ élément de l'individu.

g : Indice de nombre de génération.

- Chaque individu $\theta_i^{(g)}$ est utilisé pour trouver le vecteur des variables d'état X et le vecteur de sortie Y correspondant à des données de mesure déterminées par l'équation (II.2):

$$\begin{cases} X'(k) = f(\theta, X(k), U(k)) \\ Y(k) = C.X(k) \end{cases} \quad (II.2)$$

Et la fonction coût :

$$E(\theta_i^{(g)}, k) = Y(k) - Y'(k) \quad (II.3)$$

Où $Y(k)$ correspond au vecteur de sortie mesurée ou réelle, et $Y'(k)$ est le vecteur de sortie simulée. Ensuite, la fonction objectif (*fitness*) est calculée par minimisation de l'erreur de sortie entre le vecteur mesuré et le vecteur simulé.

Dans ce travail, Le nombre maximum de génération a été fixé à 200 et les meilleurs individus en termes de fonction d'adaptation sont considérés comme solution.

Tableau II. 1. Paramètres de l'AG utilisé.

Nombre de variable de décision	Taille de la population	Probabilité de croisement	Probabilité de mutation	maximum de génération
7	30	0.7	0.033	200

L'application des Algorithmes Génétiques à l'identification des paramètres de la machine [29] est définie comme suit :

II.6.1 Codage des individus

Nous avons utilisés un codage réel, qui semble plus approprié pour la recherche des paramètres de la machine. Donc, la chaîne de chromosome est constituée, comme le montre Tableau II. 2, de sept gènes qui représentent les sept paramètres de la machine, cinq concernent les paramètres électriques, et les deux autres représentent les paramètres mécaniques.

Tableau II. 2 Chromosome utilisé pour la simulation.

r_s	L_s	M	L_r	r_r	J	k_f
-------	-------	-----	-------	-------	-----	-------

Nous utilisons dans notre travail une population de 30 individus. La population initiale est générée aléatoirement. Les valeurs limites des individus de la population initiale sont :

$$1 \leq r_s \leq 2 ; 0.1 \leq L_s \leq 0.6 ; 0.1 \leq M \leq 0.6 ; 0.1 \leq L_r \leq 0.2 ; 1 \leq r_r \leq 3 ; 0.05 \leq J \leq 0.1 ; 0.001 \leq k_f \leq 0.01$$

II.6.2 Fonction coût

Comme nous avons un problème d'identification, nous utilisons l'intégral de l'erreur relatif des courants statorique et des vitesses comme fonction coût.

$$erreur1 = \int |i_{1_est} - i_{1_mes}/i_{1_mes}| + |i_{2_est} - i_{2_mes}/i_{2_mes}| + |i_{3_est} - i_{3_mes}/i_{3_mes}| \quad (II.4)$$

$$erreur2 = \int |\omega_{est} - \omega_{mes}/\omega_{mes}| \quad (II.5)$$

Donc :

$$fitness = \max(erreur1, erreur2) \quad (II.6)$$

Pour un chromosome donné, cette fonction sera calculée à la fin de chaque simulation. Une fonction de mise à l'échelle basée sur l'ordre de classement choisie (de plus petit vers le plus grand).

II.6.3 Sélection et reproduction

Le Tableau II. 3 regroupe les différents paramètres des AGs utilisé.

Tableau II.3. Paramètres de sélection et de reproduction choisis pour l'AG.

Taille de Population	30
Méthode de sélection	Tournois
Probabilité de Croisement	0.7
Fonction de Croisement	Multipoints aléatoire
Probabilité de Mutation	0.033
Fonction de Mutation	Gaussienne uniforme

II.6.4 Critères d'arrêt

Les critères d'arrêt sont présentés dans le Tableau II.4.

Tableau II. 4. Critères d'arrêt de l'AG.

Nombre Max de Génération	200
Le Temps Ecoulé	illimité
Tolérance Min	10 ⁻⁰⁶

II.7 Résultats Expérimentaux

Pour montrer la faisabilité de l'approche proposée, nous effectuons une étude expérimentale. Pour cela nous exploitons l'essai réalisé dans le chapitre précédent, à savoir un démarrage direct à vide sous pleine tension nominale. L'essai à vide peut exciter tous les modes de fonctionnement d'une machine asynchrone. L'algorithme d'identification à base des AGs a été programmé en utilisant le langage *Matlab*.

Les paramètres estimés et la fonction fitness sont représentés sur les figures ci-dessous. Le temps de simulation du modèle discret de la machine asynchrone à double alimentation est d'environ 5 secondes. Le temps de convergence de l'algorithme génétique est :

$$temps_{convergence} \approx 8 \text{ heures}$$

Les paramètres identifiés par les Algorithmes Génétiques sont représentés dans le tableau suivant:

Tableau II.5. Paramètres identifié par AG.

Les paramètres identifiés	La valeur
R_s	1.0498 Ω
L_s	0.1971H
M	0.1875H
R'_r	2.3107 Ω
L'_r	0.1908H
J	0.0542Kg m ² /s
Kf	0.0035m ² /s

II.8 Validation

La dernière étape dans l'identification d'un processus quelconque est la validation. , nous nous mettons dans les mêmes conditions de l'essai utilisé dans l'identification. Pour cela nous injectons la tension mesurées au modèle de la machine asynchrone utilisant les paramètres obtenus par les AGs.

Les résultats de la simulation sont représentés sur les figures ci-dessous, nous constatons que les variables simulées (le courant statorique et la vitesse rotorique) et mesurées sont concordantes et que l'erreur entre eux est faible *Figure (II.8)* et *(II.10)*. En comparant ces résultats avec ceux obtenus par les paramètres des essais classiques, nous pouvons conclure que les paramètres obtenus permettent au modèle basé sur les paramètres des AGs de mieux décrire le comportement dynamique de la machine asynchrone.

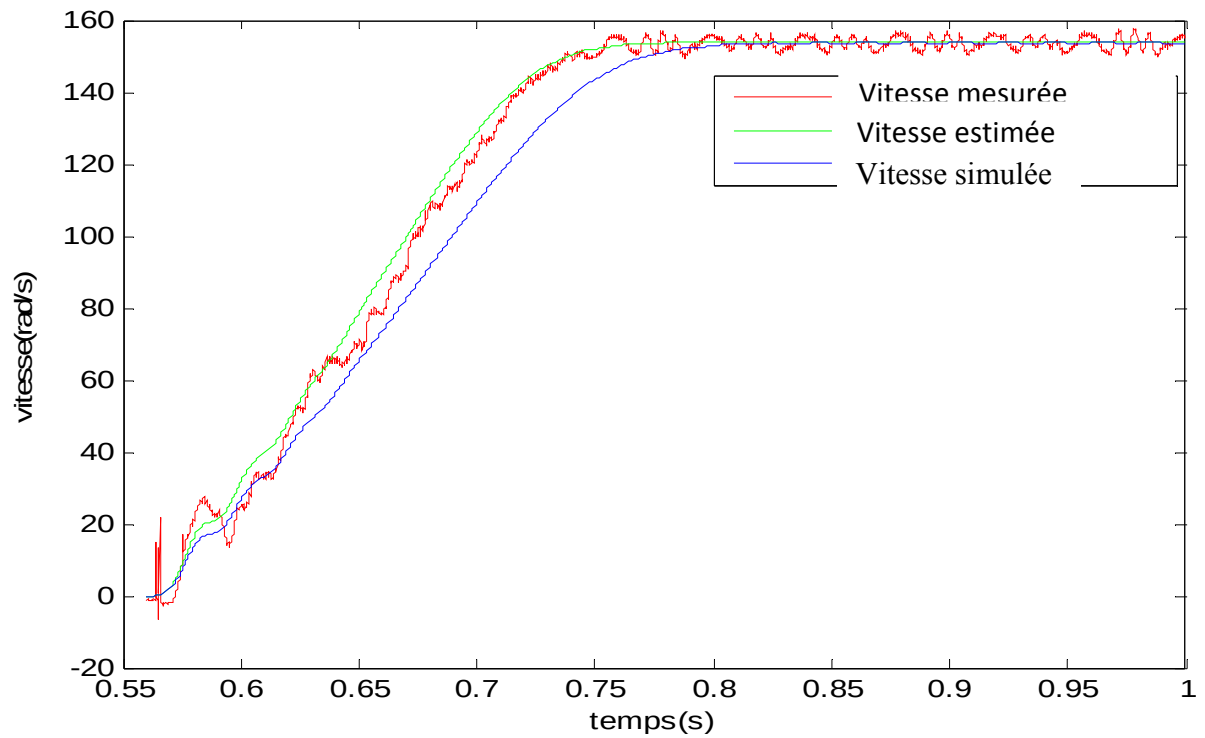


Figure. II.7. Vitesse rotorique lors de démarrage direct

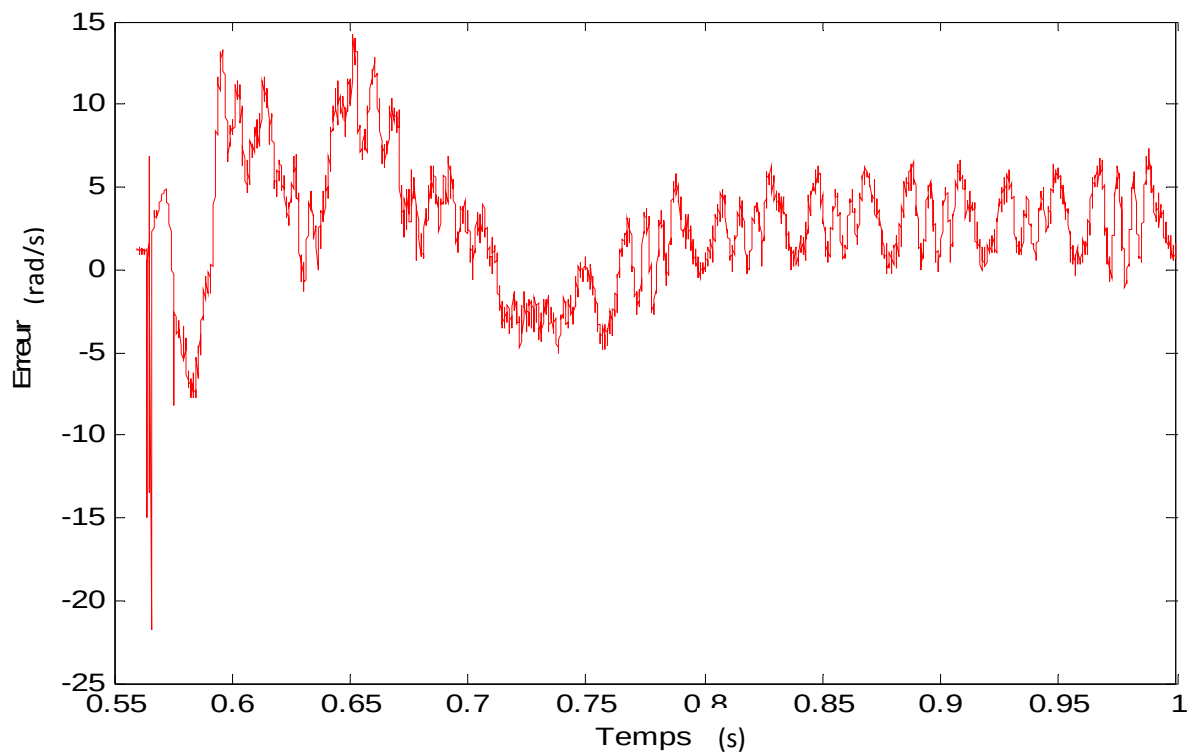


Figure. II.8. Erreur entre la vitesse estimée par AG et la vitesse expérimentale.

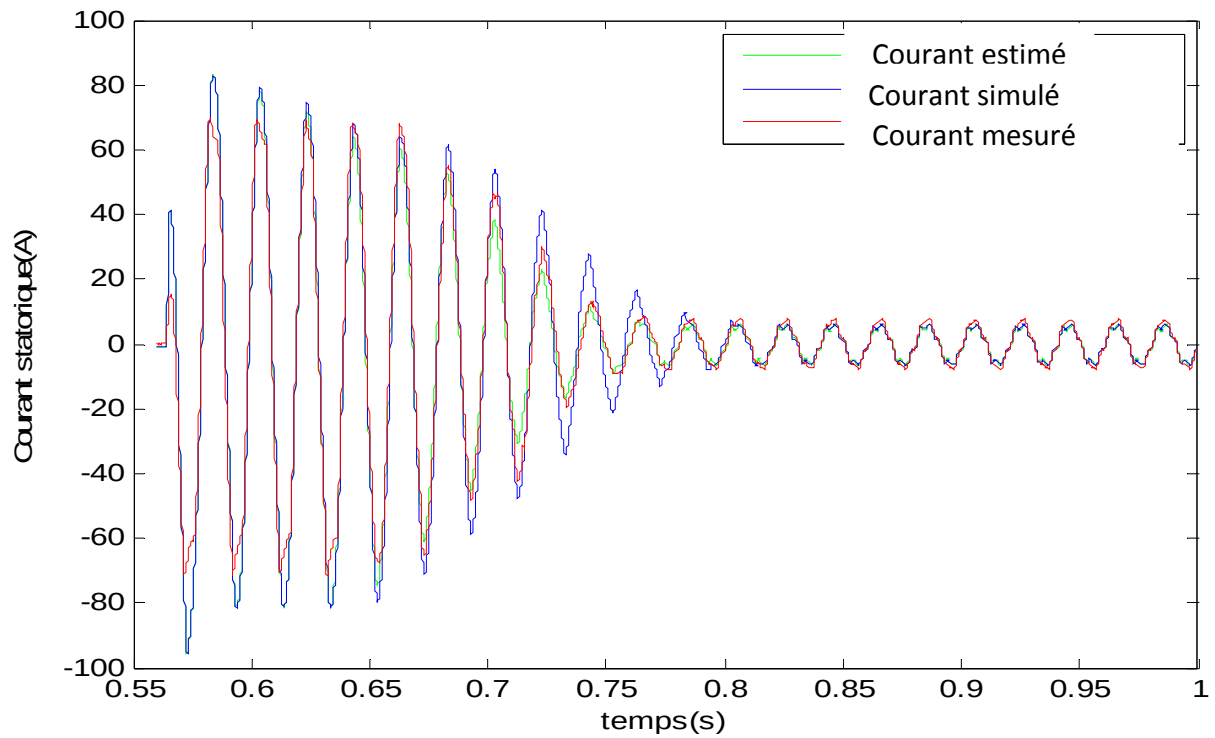


Figure II.9. Courant statorique lors de démarrage direct

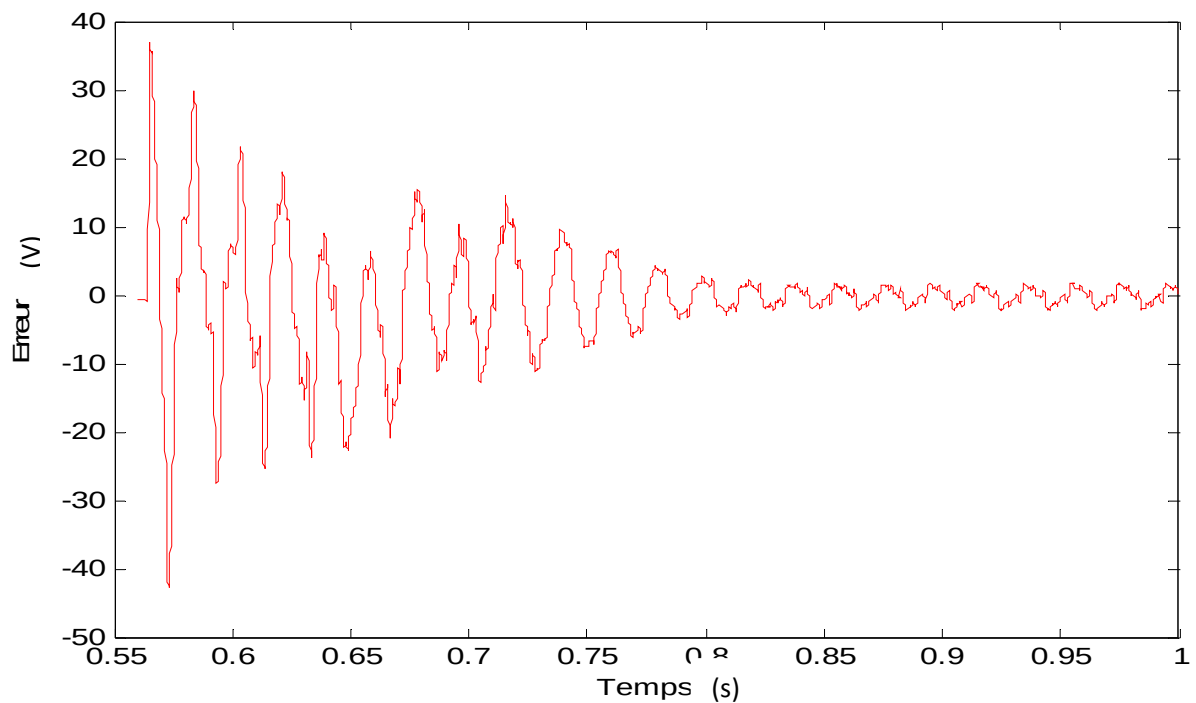


Figure. II.10. Erreur entre le courant estimé par AG et le courant expérimentale

II.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons procédé à l'application des algorithmes génétique à l'identification des paramètres de la machine asynchrone à double alimentation. Nous notons que cette méthode a donné des résultats très satisfaisants comparés à ceux obtenus par les essais classiques.

De plus les résultats de la simulation du modèle utilisé pour l'identification paramétrique de la machine montrent que les paramètres estimés restituent à un degré très satisfaisant les grandeurs mesurés, ce qui montre la validité des paramètres identifiés et le degré de précision élevé des paramètres.

Mais vu que la convergence vers l'optimum demande un grand nombre de générations. le processus d'identification devient lent.

Afin de pallier à ce dernier problème, nous nous proposons d'étudier une autre technique d'optimisation connue sous le nom d'Essaim de Particule (PSO : Particul Swarm Optimisation), ou optimisation par essaim de particules. Cette technique peut constituer une solution adaptée à notre problème.

CHAPITRE III

Identification paramétrique de la Machine Asynchrone à Double Alimentation Par Essaie de Particules

III.1 Introduction

L'optimisation d'essaim de particules (PSO : Particle swarm optimisation) 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 [30]. PSO partage beaucoup de similitudes avec des techniques évolutionnaires de calcul telles que les algorithmes génétiques (AGs) [30]. PSO est initialisée avec une population des solutions aléatoires et recherche des optimums en mettant à jour des générations. Cependant, à la différence des AGs, la méthode PSO n'a aucun opérateur d'évolution tel que le croisement et la mutation. Au PSO, les solutions potentielles, appelées les particules, volent par l'espace de problème en suivant les particules optimums courantes [41].

Depuis son apparition, PSO a gagné la popularité croissante parmi des chercheurs et des praticiens comme une technique robuste et efficace pour résoudre des problèmes d'optimisation difficiles. Dans le PSO, les particules individuelles d'un essaim représentent des solutions potentielles, qui se déplacent par le problème, fouillent dans l'espace cherchant un optimal, ou assez bon, la solution. La vitesse de chaque particule est ajustée en additionnant avec pondération sa vitesse à l'instant précédente; la différence entre la position précédente et sa meilleure position puis la différence entre la position précédente et la meilleure position globale. Quant à la position elle est mise à jours simplement par l'addition de la vitesse actuelle et la position à l'instant précédente [32]. PSO obtient de meilleurs résultats d'une manière plus rapide, comparé à d'autres méthodes. Une autre raison pour laquelle PSO est attrayant c'est qu'il y a peu de paramètres à ajuster [33]. PSO a été appliquée avec succès dans de nombreux domaines: la fonction d'optimisation, la formation de réseaux de neurones artificiels, les contrôleurs flous, et d'autres zones où AGs peuvent être appliquées [34].

Ce chapitre présente le principe de fonctionnement des Essaims de Particules, et par la suite nous procédons à l'identification hors ligne des paramètres de la machine asynchrone à double alimentation par la méthode des Essaims de Particules et la validation des résultats à partir d'essais réels.

III.2 Optimisation par Essaim de Particules (PSO)

L'optimisation par essaim de particule (Particle Swarm Optimization (PSO)) est relativement récente, puisque les premiers articles la concernant datent de 1995 [40]. Au départ J. Kennedy et R. Eberhart cherchaient à simuler la capacité des oiseaux à voler de façon synchrone et leur aptitude à changer brusquement de direction tout en restant en une formation optimale. Le modèle qu'ils ont proposé a ensuite été étendu en un algorithme simple et efficace d'optimisation [42] [43] [35] [36]. La Figure III.1 nous montre des exemples de comportement sociaux dans la nature.



Figure III.1. Comportement sociale dans la nature.

III.3 Principe De Base De la méthode des PSO

Par rapport aux algorithmes génétiques les PSO présentent quelques particularités intéressantes, entre autres la notion que l'efficacité est due à la collaboration plutôt qu'à la compétition. Les particules sont les individus et elles se déplacent dans l'hyperespace de recherche. Le processus de recherche est basé sur deux règles:

- Chaque particule est dotée d'une mémoire qui lui permet de mémoriser le meilleur point par lequel elle est déjà passée et elle tend à retourner vers ce point ;
- Chaque particule est informée du meilleur point connu au sein de son voisinage et elle va tendre à aller vers ce point.

III.3.1 Voisinage

Le voisinage constitue la structure du réseau social. Les particules à l'intérieur d'un voisinage communiquent entre-elles. Différents voisinages ont été étudiés [37] et sont considérés en fonction des

identificateurs des particules et non des informations topologiques comme les distances euclidiennes dans l'espace de recherche :

- Topologie en étoile (Figure III. 2(a)) : le réseau social est complet, chaque particule est attirée vers la meilleure particule notée g_{best} et communique avec les autres ;
- Topologie en anneau (Figure III. 2(b)) : chaque particule communique avec n ($n = 3$ Figure III. 2(b)) voisines immédiates. Chaque particule tend à se déplacer vers la meilleure dans son voisinage local notée p_{best} ;
- Topologie en rayon (Figure III. 2(c)) : une particule "centrale" est connectée à toutes les autres. Seule cette particule centrale ajuste sa position vers la meilleure, si cela provoque une amélioration l'information est propagée aux autres.

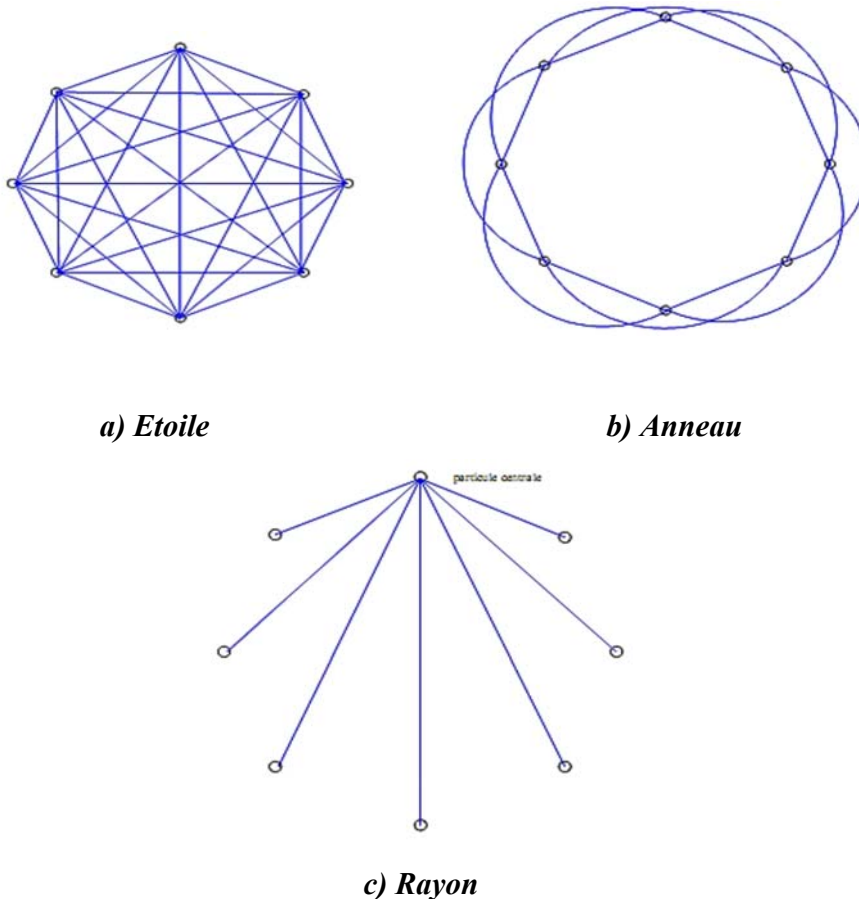


Figure III.2. Trois topologies différentes.

III.3.2 Algorithme

Chaque particule représente une solution potentielle dans l'espace de recherche. La nouvelle position d'une particule est déterminée en fonction de sa propre valeur et celle de ses voisines [38]. Soit $x_i(t + 1)$ la position de la particule P_i au temps $t+1$, sa position est modifiée en ajoutant une vitesse $v_i(t + 1)$ à sa position courante :

$$x_i(t + 1) = x_i(t) + v_i(t + 1) \quad (III.1)$$

C'est le vecteur vitesse qui dirige le processus de recherche et reflète la "sociabilité" des particules. Si l'on considère N particules, chaque particule compare sa nouvelle position à sa meilleure position (P_{best}) obtenue et elle est attirée vers elle par un coefficient c_1 . En considérant un voisinage en étoile, chaque particule est aussi attirée vers la meilleure position par un coefficient c_2 . La vitesse actuelle de la particule est aussi prise en compte grâce au facteur d'inertie α . Les coefficients d'attraction sont généralement multipliés par un coefficient aléatoire.

La vitesse de la particule se présente sous la forme suivante :

$$v_i(t + 1) = \alpha \cdot v_i(t) + c_1 \cdot rand_1 \cdot (p_{best}(t) - x_i(t)) + c_2 \cdot rand_2 \cdot (p_g(t) - x_i(t)) \quad (III.2)$$

L'organigramme des PSO peut être dressé comme suit :

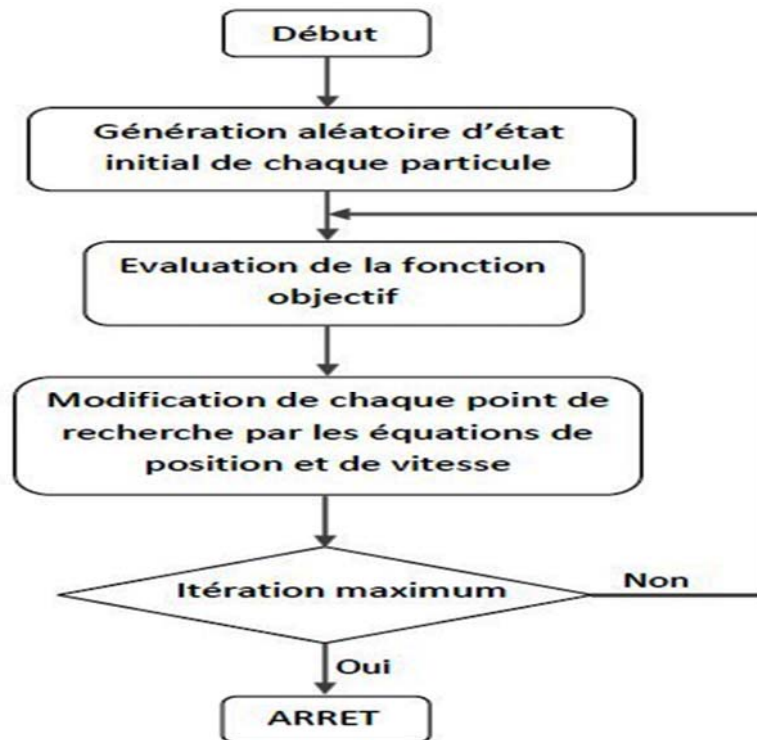


Figure III.3. Organigramme des PSO.

III.4 Paramètres de l'algorithme

Six paramètres rentrent en ligne de compte :

- La dimension du problème ;
- Le nombre de particules ;
- Les valeurs des coefficients d'attraction ;
- La taille du voisinage ;
- La vitesse maximale ;
- L'inertie.

III.4.1 Coefficients d'attraction

Les coefficients d'attraction pondèrent les tendances de la particule à vouloir suivre d'une part, son instinct de conservation et d'autre part son panurgisme [39]. Ces coefficients sont déterminés de façon empirique.

Plus une particule est éloignée de la meilleure solution globale et de sa meilleure solution, plus sera importante la variation de sa vitesse afin de faire déplacer la particule vers les meilleures solutions.

III.4.2 Vitesse maximale

Pour éviter que les particules se déplacent trop rapidement d'une région à une autre dans l'espace de recherche, on fixe une vitesse maximale v_{max} . La vitesse maximale v_{max} est généralement dépendante de l'échelle du problème. Elle n'est pas obligatoire [60] si on utilise un coefficient de constriction (resserrement) k

$$v_i(t+1) = k \cdot [\alpha \cdot v_i(t) + c_1 \cdot rand_1 \cdot (p_{best}(t) - x_i(t)) + c_2 \cdot rand_2 \cdot (g_{best}(t) - x_i(t))] \quad (III.3)$$

Tel que :

$$k = 1 - \frac{1}{\rho} + \frac{\sqrt{|\rho^2 - 4\rho|}}{2} \quad \text{et} \quad \rho = c_1 \cdot rand_1 + c_2 \cdot rand_2$$

ρ est généralement supérieur à 4.

III.4.3 Facteur d'inertie

Pour contrôler l'influence de la vitesse obtenue au pas précédent on peut introduire un facteur d'inertie, qui dans certains cas décroît en fonction du temps. Un grand facteur d'inertie provoque une grande exploration de l'espace de recherche alors qu'un petit facteur d'inertie concentre la recherche sur un petit espace.

III.4.4 Critère d'arrêt

La convergence n'est pas assurée quelques soient les valeurs de α et également de c_1 et c_2 [41]. Il est donc conseillé de fixer un nombre d'itérations maximum.

L'autre critère d'arrêt est la tolérance, donc lorsque la variation de vitesse devient inférieure à la tolérance fixée l'algorithme s'arrête.

La Figure (III.4) présente un schéma de principe résumant les explications ci-dessus.



Figure III.4. Schéma vectorielle de déplacement d'une particule.

III.5 Implémentation des PSO a l'identification paramétrique de la MADA

Les paramètres choisis sont listés dans le Tableau III. 1.

Tableau III.1: les paramètres choisis pour PSO

Population	20
Itération max	100
Temps max	illimité
Tolérance	10e-3
Vitesse max	500

Pour les différents coefficients, après plusieurs essais, les meilleurs résultats sont obtenus pour les valeurs indiquées dans le Tableau III. 2.

Tableau III.2: les différents coefficients choisie pour PSO

$C1$	1
$C2$	1.6
α	0.8
k	<i>Pas utilisé (=1)</i>

Les coefficients d'attraction n'ont pas été multipliés par un nombre aléatoire.

III.6 Résultats Expérimentaux

Les paramètres optimaux identifiés par les PSO sont récapitulés dans le tableau suivant:

Tableau III.3: les paramètres identifié par PSO

Les paramètres identifiés	Résultat d'identification
R_s	1.040Ω
L_s	$0.1965H$
M	$0.1891H$
R'_r	2.3522Ω
L'_r	$0.1965H$
J	$0.0503 \text{ Kg m}^2/s$
Kf	$0.0033 \text{ m}^2/s$

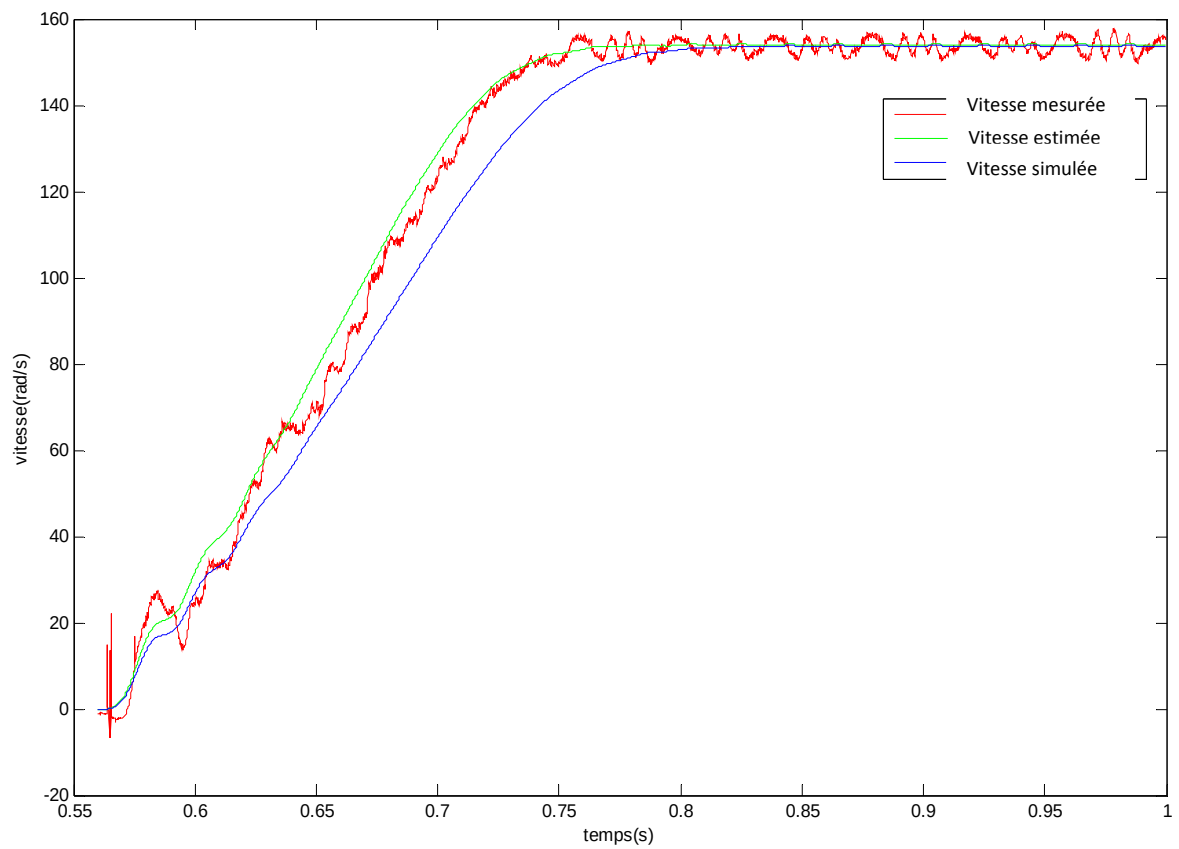


Figure III.5. Vitesse rotorique lors de démarrage direct

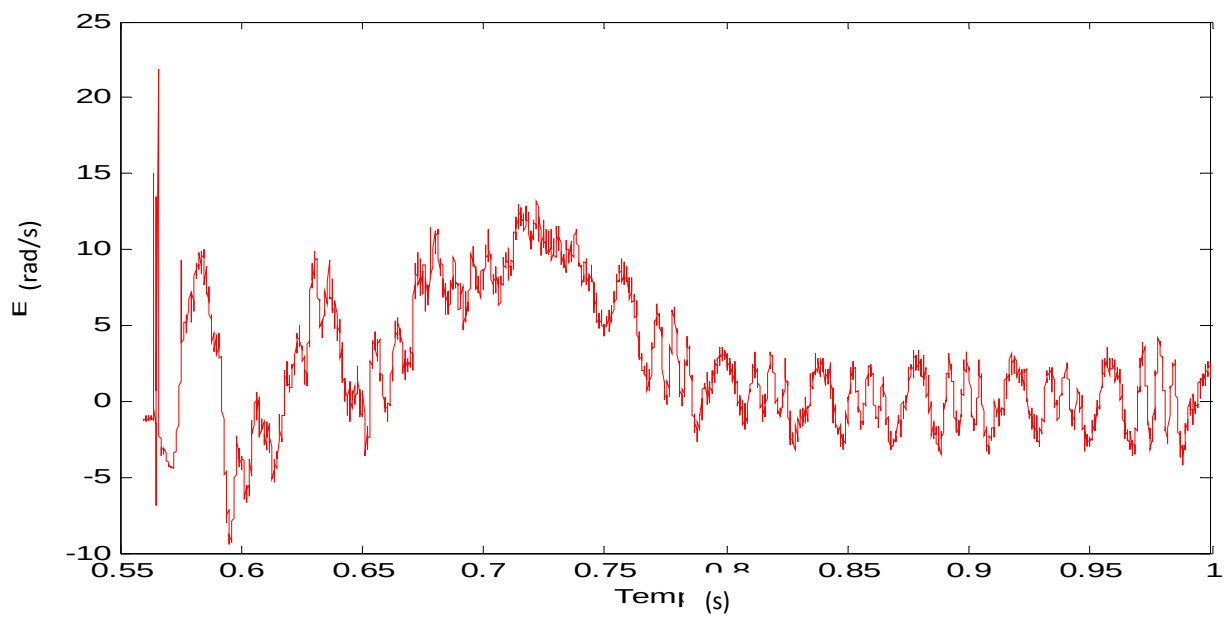


Figure III.6. Erreur entre la vitesse estimée par PSO et la vitesse expérimentale

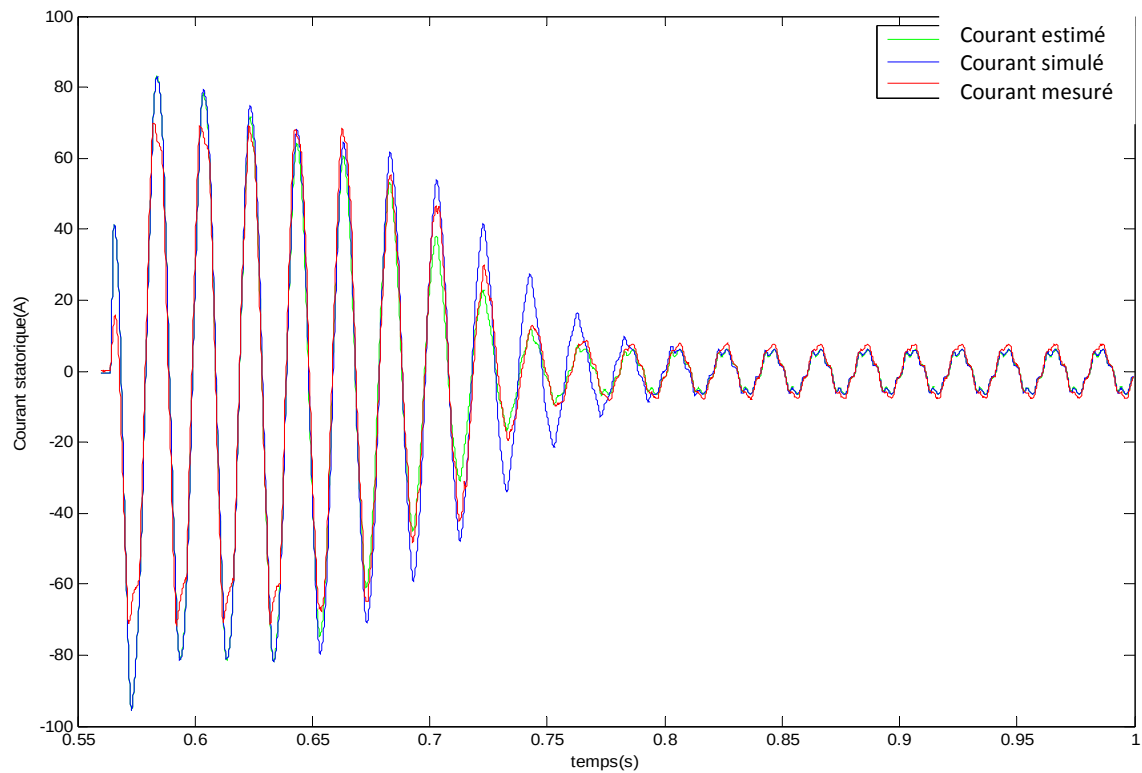


Figure III.7. Courant statorique lors de démarrage direct

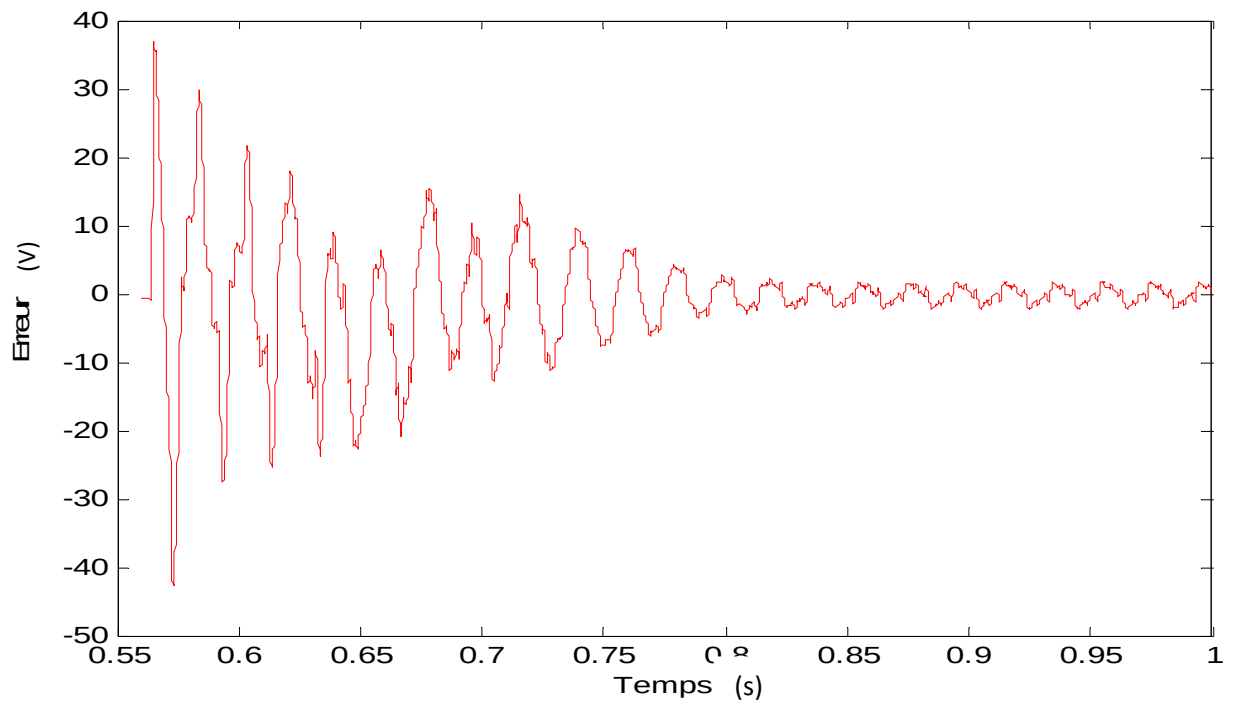


Figure III.8. Erreur entre le courant estimé par PSO et le courant expérimental

III.7 Validation

Nous utilisons le modèle discret de la machine asynchrone représenté par les équations (I.22) et (I.23) pour la simulation d'un démarrage direct à vide d'une machine asynchrone de 3kW et 1425 tr/mn. le vecteur d'entrée du modèle sera composé de la tension d'alimentation mesurée.

La *Figure(III.5)* représente les variations de la vitesse rotorique simulé, identifié et mesurée. La *Figure(II.7)*, représente les variations du courant statorique simulé, identifié et mesuré. Ces deux figures montrent que les variables identifiées ont la même allure que les variables mesurées mais avec une certaine erreur, cette erreur est représentée aux *Figures (III.6) et (III.8)*. Ces résultats d'identification montrent l'efficacité de l'algorithme de PSO à identifier le vecteur paramètre optimal.

III.8 Comparaison

La force des AGs réside dans la nature parallèle de leur recherche. Un AG implémente une forme puissante de montée de colline qui préserve des solutions multiples, élimine les solutions non prometteuses, et donne des résultats raisonnables. A travers les operateurs génétiques, même des solutions faibles peuvent faire partie de la construction des futurs candidats. L'opérateur génétique utilisé est au centre du succès de la recherche [44]. Tous les AGs ont besoin d'une certaine forme de recombinaison, ce qui permet la création de nouvelles solutions qui, par le succès de leurs parents, ont une plus grande probabilité de montrer de meilleures performances.

La plus part des techniques évolutionnaires utilisent la procédure suivante :

- Génération aléatoire d'une population initiale.
- Calcule de la fonction coût (fitness) pour chaque individu.
- Reproduction de la population selon les valeurs des fonctions coût.
- Si les objectifs sont atteints alors arrêter, sinon revenir à la deuxième étape.

L'optimisation par essaim de particules est basée sur la collaboration et non la compétition, elle est aussi plus simple à implémenter et n'a que quelques paramètres à ajuster, ce qui fait gagner du temps [45]. Toutefois, l'OEP présente les avantages suivants [46] :

- Convergence plus rapide.
- Population plus réduite.
- Nombre d'itérations plus petit.

Les résultats réalisés prouvent que l'algorithme d'Optimisation par Essaim de Particules des paramètres de la machine asynchrone à double alimentation converge vers la solution optimal au bout de 70 itérations et l'Algorithme génétique converge vers la solution optimal au bout de 140 générations.

L'algorithme d'optimisation par essaim de particules présente une valeur d'erreur de courant et de vitesse inférieure par rapport à celle trouvée par l'Algorithme Génétique.

III.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons déterminé les paramètres électriques et mécaniques de la machine asynchrone à double alimentation par l'Algorithme d'Essaim de Particule, ensuite nous avons simulé les courants et la vitesse de la machine. Et à la fin pour valider ces résultats nous avons comparé les courants et les vitesses simulés avec celles relevés expérimentalement. Nous avons remarqué une très bonne concordance en régime permanent par contre en régime transitoire quelques différences subsistent au niveau des constantes de temps, les hypothèses émises lors de l'élaboration du modèle, et enfin les essais classiques utilisés pour l'identification qui ne sont en réalité pas très performants.

Par conséquent, nous optons pour cette dernière technique et nous proposons dans ce qui suit, un schéma de structure de commande vectoriel à flux statorique orienté dont les paramètres utilisés pour la simulation de la machine et la commande sont les résultats d'identification obtenus.

CHAPITRE IV

Commande vectorielle à flux statorique orienté

Introduction

Dans le cadre de ce chapitre, nous développons la commande vectorielle de la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) avec orientation du repère (d-q) suivant le flux statorique basée sur les paramètres identifiés au chapitre précédent. Cette commande se décompose en deux parties [47]:

- Le contrôle des courants rotoriques
- Le découplage ou compensation

Pour établir la commande vectorielle de la génératrice, on considère l'hypothèse simplificatrice que les enroulements statoriques ou rotoriques de la machine sont supposés triphasés équilibrés, donc toutes les composantes homopolaire sont nulles. Ensuite, on calcule le régulateur nécessaire pour la commande, et enfin on termine par les résultats de la simulation qui signifient la validation de la commande [48].

IV.1 Types de commande vectorielle

L'utilisation de la commande vectorielle des machines asynchrones à double alimentation dans les applications de l'énergie éolienne nécessite une haute performance dynamique concernant la commande du couple et de la vitesse. Pour cela, nous devons connaître, avec exactitude, le vecteur flux statorique (amplitude et phase). Deux méthodes ont été développées soit [49] :

- La commande vectorielle directe ;
- La commande vectorielle indirecte.

IV.2 Contrôle par orientation de flux

IV.2.1 Choix de la position du référentiel

Les expressions suivantes représentent le couple électromécanique instantané :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{em} = p \cdot (\Phi_{qr} \cdot i_{dr} - \Phi_{dr} \cdot i_{qr}) \\ C_{em} = p \cdot M \cdot (\Phi_{qs} \cdot i_{dr} - \Phi_{ds} \cdot i_{qr}) \\ C_{em} = p \cdot \left(\frac{M}{L_s}\right) \cdot (\Phi_{qs} \cdot i_{dr} - \Phi_{ds} \cdot i_{qr}) \\ C_{em} = p \cdot \left(\frac{M}{L_r}\right) \cdot (\Phi_{dr} \cdot i_{qs} - \Phi_{qr} \cdot i_{ds}) \\ C_{em} = \left(p \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma M}\right) \cdot (\Phi_{dr} \cdot \Phi_{qs} - \Phi_{qr} \cdot \Phi_{ds}) \end{array} \right. \quad (IV. 1)$$

Ces équations conduisent à la même diversité dans le choix de la position du référentiel qui, dans tous les cas, doit être mis à profit pour réduire la commandabilité et retrouver ainsi un réglage s'identifiant à celui du moteur à courant continu. Ainsi, l'observation des équations prouve que le choix d'orientations qui consiste à aligner l'un des flux (statorique ou rotorique) sur un axe du repère, annule la composante de ce même flux sur l'autre axe, donc la f.é.m. de rotation induite correspondante; l'équation associée peut donc devenir linéaire et facilite ainsi l'élaboration de la loi de commande [50]. Toutefois, la

commande est une opération complexe car le référentiel tourne à la vitesse du champ et il apparaît des f.é.m. de rotation donnant à la machine son caractère de processus multivariable à couplage non linéaire. Il est possible d'orienter les différents flux de la machine comme suit [51] :

- Flux rotorique $\Phi_{dr} = \Phi_r$, $\Phi_{qr} = 0$;
- Flux statorique $\Phi_{ds} = \Phi_s$, $\Phi_{qs} = 0$;
- Flux d'entrefer $\Phi_{dg} = \Phi_g$, $\Phi_{qg} = 0$.

On peut conclure que la conception du contrôle vectoriel par orientation du flux nécessite un choix du référentiel judicieux.

IV.2.2 La commande vectorielle par orientation du flux statorique

La particularité de la MADA est qu'elle possède deux courants à contrôler directement à savoir i_{dr}, i_{qr} et deux courants contrôlés indirectement i_{qs}, i_{ds} . En s'alignant sur le repère lié au champs tournant, nous pouvons écrire les équations des tensions statorique et rotoriques de la machine comme suit, [51], [52], [53] :

$$\begin{cases} V_{ds} = r_s i_{ds} + p \Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = r_s i_{qs} + p \Phi_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = r_r i_{dr} + p \Phi_{dr} - \omega_r \Phi_{qr} \\ V_{qr} = r_r i_{qr} + p \Phi_{qr} + \omega_r \Phi_{dr} \end{cases} \quad (IV.2)$$

En orientant un des flux, le modèle obtenu de la MADA se simplifie et le dispositif de commande qui en résulte l'est également. Un contrôle vectoriel de cette machine a été conçu en orientant le repère de Park pour le flux statorique suivant l'axe q soit constamment nul [53] :

$$\Phi_{qs} = 0$$

Une simplification des équations de la machine est obtenue alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = r_s i_{ds} + p \Phi_{ds} \\ V_{qs} = r_s i_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = r_r i_{dr} + p \Phi_{dr} - \omega_r \Phi_{qr} \\ V_{qr} = r_r i_{qr} + p \Phi_{qr} + \omega_r \Phi_{dr} \end{cases} \quad (IV.3)$$

Si l'on suppose le réseau électrique stable, ayant pour tension simple V_s , cela conduit à un flux statorique constant. Cette considération montre que le couple électromagnétique C_{em} est directement proportionnel au courant rotorique en quadrature i_{qr} .

$$C_{em} = p \cdot \left(\frac{M}{L_s} \right) \cdot (\phi_{ds} \cdot i_{qr}) \quad (IV.4)$$

Avec :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ 0 = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (IV.5)$$

De plus, si l'on néglige la résistance des enroulements statoriques, hypothèse réaliste pour les machines de forte puissance utilisées pour la production éolienne, les équations des tensions statoriques de la machine se réduisent à [51]:

$$\begin{cases} V_{ds} = p \phi_{ds} \\ V_{qs} = \omega_s \phi_{ds} \end{cases} \quad (IV.6)$$

Avec l'hypothèse du flux statorique constant, on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds} = 0 \\ V_{qs} = V_s = \omega_s \phi_{ds} \end{cases} \quad (IV.7)$$

A partir des équations des composantes directes et quadrature du flux statorique, on obtient les expressions suivantes des courants statoriques :

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{\phi_s}{L_s} - \frac{M_{sr}}{L_s} i_{dr} \\ i_{qs} = -\frac{M_{sr}}{L_s} i_{qr} \end{cases} \quad (IV.8)$$

IV.2.3 Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques

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

$$\begin{cases} P = V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs} \\ Q = V_{qs} i_{ds} - V_{ds} i_{qs} \end{cases} \quad (IV.9)$$

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

$$\begin{cases} P = V_s i_{qs} \\ Q = V_s i_{ds} \end{cases} \quad (IV.10)$$

En remplaçant les courants statoriques par leurs valeurs de l'équation (VI.8) dans l'équation (VI.10) nous obtenons les expressions suivantes pour les puissances active et réactive:

$$\begin{cases} P = -V_s \frac{M}{L_s} i_{qr} \\ Q = \frac{V_s \phi_s}{L_s} - \frac{V_s M}{L_s} i_{dr} \end{cases} \quad (IV.11)$$

En tirant $\Phi_s = V_s / \omega_s$ de l'équation (IV -7) l'expression de la puissance réactive devient :

$$Q = \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} - \frac{M V_s}{L_s} i_{dr} \quad (IV.12)$$

Par ailleurs, on pourrait exprimer les tensions rotoriques en fonction des courants rotoriques, en remplaçant les courants de l'équation (IV -5) dans les expressions des tensions équation (IV.1) nous obtenons [50]:

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) p i_{dr} - g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) p i_{qr} + g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{dr} + g \omega_s \frac{M V_s}{\omega_s L_s} \end{cases} \quad (IV.13)$$

V_{dr} et V_{qr} 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 $\left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)$ est minime. En revanche le terme $g \omega_s \frac{M V_s}{\omega_s L_s}$ représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation, son influence n'est pas négligeable.

Les équations (IV - 8), (IV - 12) nous permettent d'établir le schéma bloc du système électrique de la MADA à contrôler (Figure IV.1)

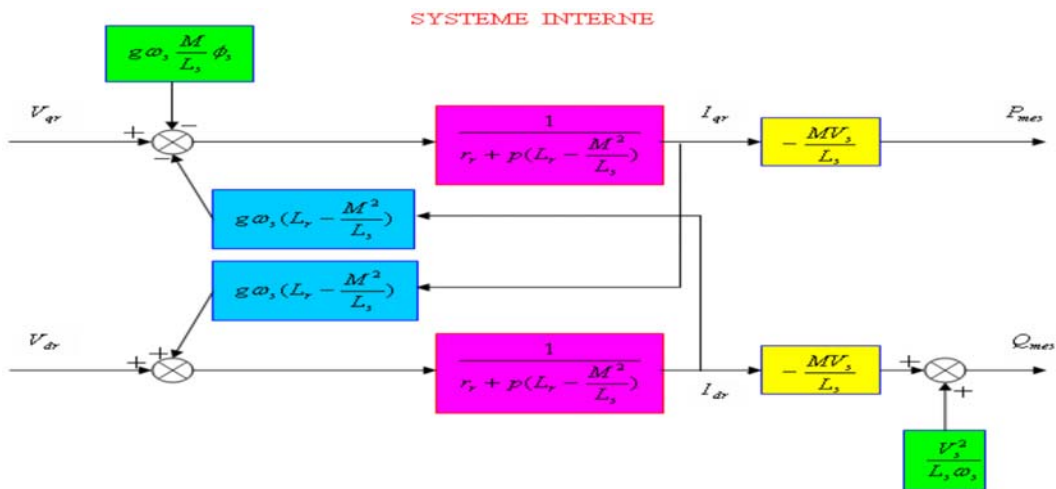


Figure IV.1. Schéma bloc de la MADA à réguler.

Dans ce schéma, nous avons fait apparaître des fonctions de transfert du premier ordre pour les deux axes liant les tensions rotoriques aux puissances actives et réactive statoriques. Ce qui nous permet de mettre en place une commande vectorielle, étant donné que l'influence du couplage est minime, chaque axe peut être commandé indépendamment avec chacun son propre régulateur. Les grandeurs de référence pour ces régulateurs seront : la puissance active pour l'axe q rotorique et la puissance réactive pour l'axe d rotorique. La consigne de puissance réactive sera maintenue nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire côté stator de façon à optimiser la qualité de l'énergie renvoyée sur le réseau. La consigne de puissance active devra permettre de garder un transfert de puissance de l'éolienne optimal.

Ainsi, il apparaît deux solutions pour effectuer la commande en puissance de cette machine [50] :

- la première méthode consiste à négliger les termes de couplage et à mettre en place un régulateur indépendant sur chaque axe pour assurer une commande découplée des puissances de la génératrice. 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.

Le schéma de principe de la commande vectorielle de la MADA est représenté par la Figure IV.2 :

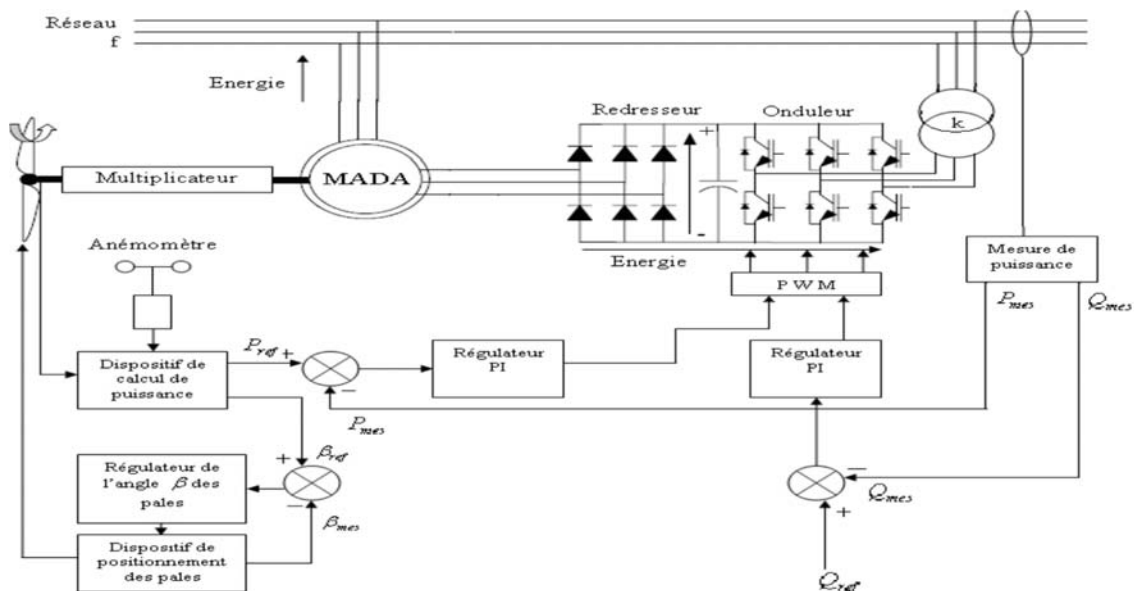


Figure IV.2. Schéma de principe de la commande vectorielle de la MADA.

Dans notre travail, nous avons adopté la méthode indirecte.

IV.2.4 Modélisation de l'onduleur coté rotor

Il s'agit d'un onduleur triphasé à deux niveaux alimenté à partir d'une source de tension continue, le schéma structurel de cet onduleur est illustré par la *Figure IV.3*. Chaque groupe transistor-diode assemblé en parallèle forme un interrupteur bicommandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former un bras de commutation.

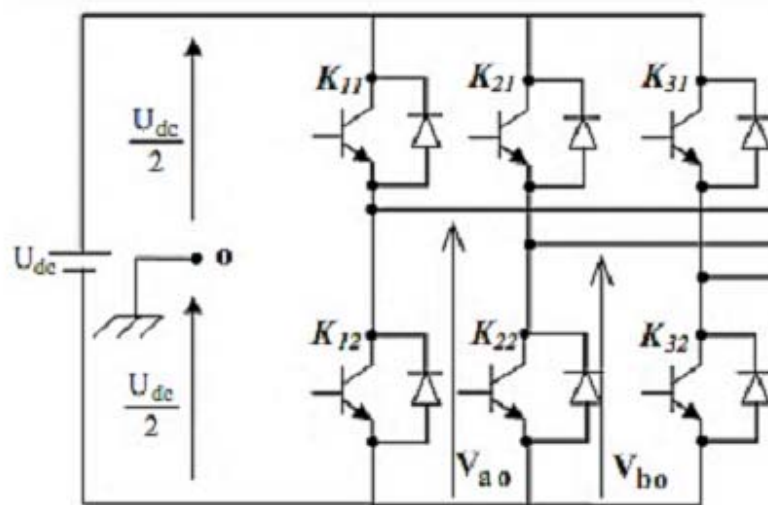


Figure IV.3 Structure de l'onduleur.

Les couples d'interrupteurs (K_{11} et K_{12}), (K_{21} et K_{22}), (K_{31} et K_{32}) doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part, et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part [13] [14]. Les diodes D_i ($i=1,2,\dots,6$) sont des diodes à roue libre assurant la protection des transistors contre le retour d'énergie de la charge.

Pour simplifier l'étude, nous supposons que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable (interrupteurs idéaux).

Nous avons donc :

- $IK_{ci} = 0, VK_{ci} \neq 0 \rightarrow$ interrupteur ouvert;
- $IK_{ci} \neq 0, VK_{ci} = 0 \rightarrow$ interrupteur fermé.

Les tensions composées V_{ab}, V_{bc} et V_{ca} sont obtenues à partir des relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (IV.14)$$

Les tensions V_{ao}, V_{bo} et V_{co} sont référencées par rapport à un point milieu « o » d'un diviseur fictif d'entrée.

On peut écrire les relations de Charles, comme suit :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bn} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{cn} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \quad (IV.15)$$

Le système V_{an}, V_{bn} et V_{cn} étant équilibré, il en découle :

$$V_{an} + V_{bn} - V_{cn} = 0 \quad (IV.16)$$

La substitution de (IV.16) dans (IV.15) aboutit à :

$$V_{no} = 1/3(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (IV.17)$$

En remplaçant (IV- 17) dans (IV- 14), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (IV.18)$$

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice $[T]$ assurant le passage continue-alternatif, on aura : $V_{AC} = [T] * V_{dc}$

Tel que : $V_{AC} = [V_{an}, V_{bn}, V_{cn}]^t$

$$V_{dc} = [V_{ao}, V_{bo}, V_{co}] = U_{dc} [S_a, S_b, S_c]$$

La matrice de transfert est la suivante :

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}$$

IV.2.4.1 Stratégies de commande (MLI Sinusoïdale)

L'objectif de la commande est de générer les ordres d'ouverture et de fermeture des interrupteurs de sorte que la tension créée par l'onduleur soit la plus proche de la tension de référence.

Les techniques de modulation sont nombreuses, les plus utilisées sont : la naturelle, la calculée (élimination des harmoniques non désirées), la vectorielle et la modulation à bande d'hystérésis. L'objectif de la MLI, c'est la minimisation ou la réduction des oscillations sur la vitesse, le couple et les courants. Cela permettra de réduire la pollution de la tension en harmoniques en les repoussant à des fréquences élevées, ce qui facilitera leur filtrage, et minimisera les pertes dans le système par conséquent augmentera le rendement.

La MLI Sinusoïdale consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Au niveau électronique, son principe repose sur la comparaison de la modulante avec la porteuse (tension triangulaire à haute fréquence). La valeur du rapport de fréquence entre la porteuse triangulaire (ou en dents de scie) et la modulante procède d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur [15] [16].

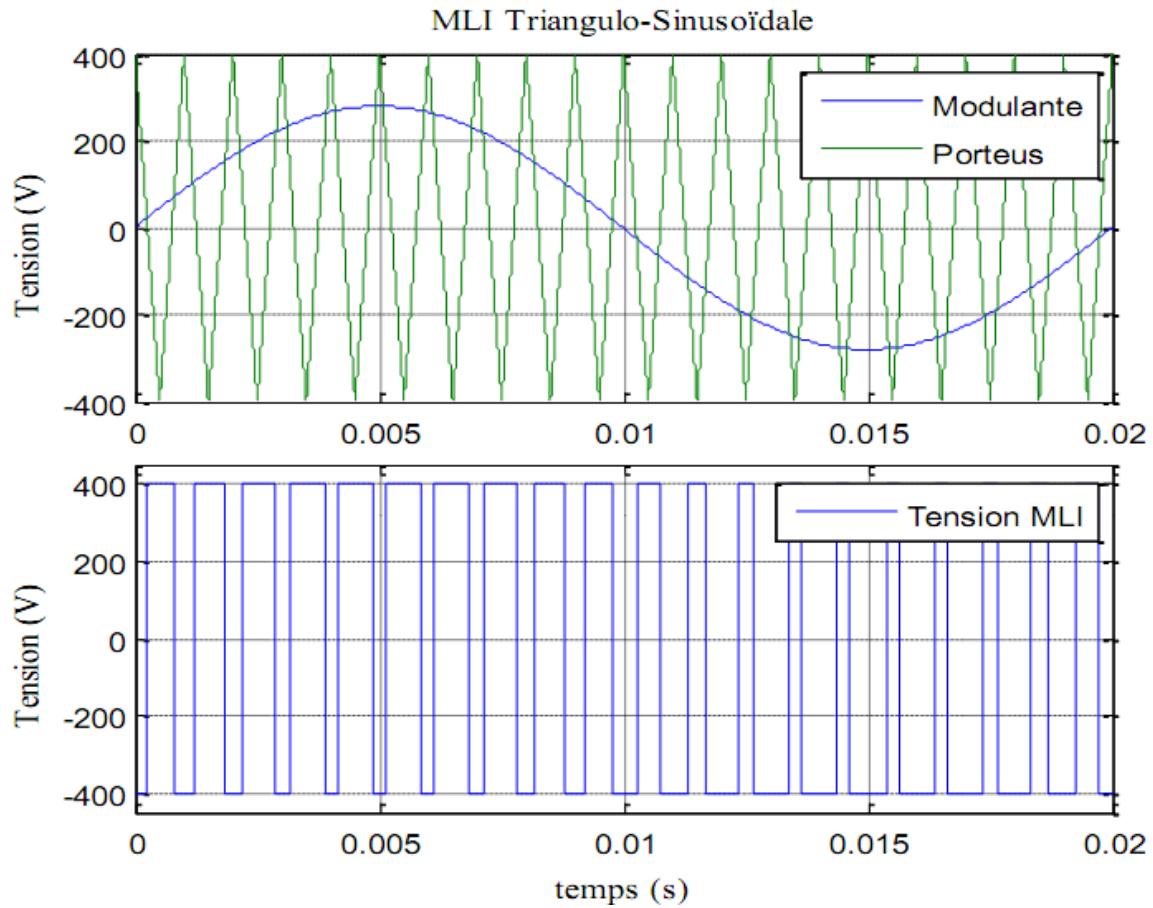


Figure IV.4. Exemple d'une MLI Triangulo-Sinusoidale

La Figure IV.4 représente un exemple d'une MLI Triangulo-Sinusoidale. La commutation des interrupteurs intervient comme le montre le système suivant :

$$V_{ref} \geq V_{porteuse} \rightarrow S_i = 1$$

$$V_{ref} \leq V_{porteuse} \rightarrow S_i = -1$$

IV.3 Commande vectorielle indirecte

La méthode indirecte consiste à reproduire, en sens inverse, le schéma bloc du système à réguler, [15], [35], [40], [76], [85]. On construit ainsi un schéma bloc permettant d'exprimer les tensions en fonction des puissances. On aboutit alors à un modèle qui correspond à celui de la machine mais dans l'autre sens. La commande indirecte va donc contenir tous les éléments présents dans le schéma bloc que la MADA.

On part donc de la puissance statorique en fonction des courants rotoriques et des expressions des tensions rotoriques en fonction des courants rotoriques.

IV.3.1 Mise en place de la régulation

Considérons le schéma bloc du système à réguler de la *Figure IV.1* afin de déterminer les éléments à mettre en place dans la boucle de régulation. Si l'on regarde la relation qui lie les courants rotoriques aux puissances statoriques, on voit apparaître le terme $\frac{MV_s}{L_s}$.

Dans notre étude, nous avons considéré que l'éolienne était raccordée à un réseau de forte puissance et stable, donc ce terme est constant. Nous ne plaçons donc pas de régulateur entre les courants rotoriques et les puissances.

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 IV.5* [41], [43], [46].

Nous négligerons les termes de couplage entre les deux axes de contrôle du fait de la faible valeur du glissement. Nous obtenons alors une commande vectorielle avec un seul régulateur par axe, présentée sur la *Figure IV.5*.

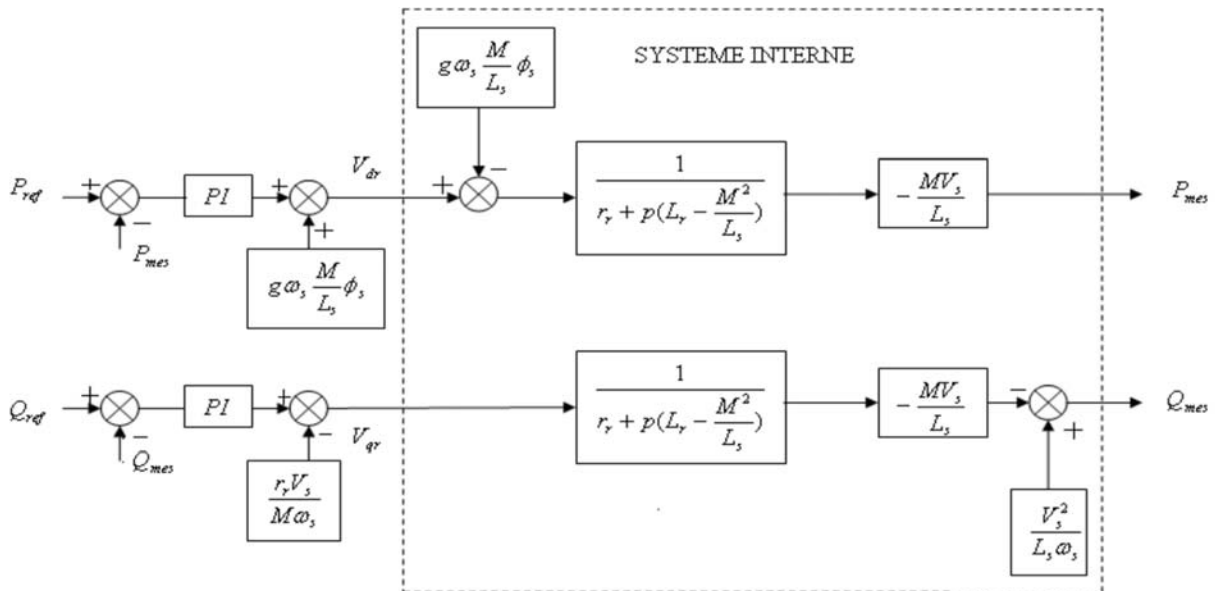


Figure IV.5. Commande vectorielle avec un seul régulateur.

IV.3.2 Synthèse du régulateur PI

Le régulateur Proportionnel Intégral (PI), utilisé pour commander la M ADA en génératrice, est simple et rapide à mettre en œuvre tout en offrant des performances acceptables [46]. C'est pour cela qu'il a retenu notre attention pour une étude globale du système de génération éolien.

La Figure IV.6 montre une partie de notre système bouclé et corrigé par un régulateur PI dont la fonction de transfert est de la forme $k_p + \frac{k_i}{p}$ correspondant aux deux régulateurs utilisés dans la Figure IV.5.

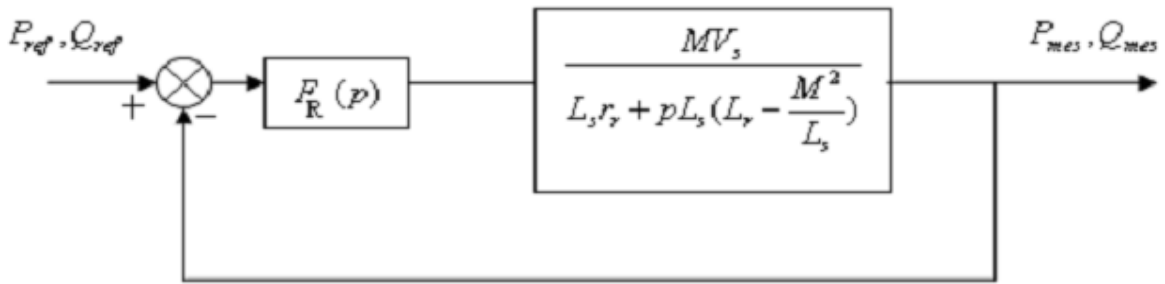


Figure IV.6. Système régulé par un PI.

K_p Représente le gain proportionnel du régulateur, l'action proportionnelle permet de jouer sur la vitesse de réponse du procédé. Plus le gain est élevé, plus la réponse s'accélère, plus l'erreur statique diminue.

K_i Représente le gain intégrale du régulateur L'action intégrale permet d'annuler l'erreur statique (écart entre la mesure et la consigne). Plus l'action intégrale est élevée plus la stabilité se dégrade.

La Fonction de Transfert en Boucle Ouverte (FTBO) avec les régulateurs s'écrit de la manière suivante :

$$ftbo = \frac{p + \frac{k_p}{k_i}}{\frac{p}{k_p}} \cdot \frac{\frac{MV_s}{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}}{p + \frac{L_s R_r}{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}} \quad (IV.19)$$

Nous choisissons la méthode de compensation de pôles pour la synthèse du régulateur afin d'éliminer le pôle dominant de la fonction de transfert. Ceci nous conduit à l'égalité suivante:

$$\frac{k_i}{k_p} = \frac{L_s R_r}{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)} \quad (IV.20)$$

Notons toutefois ici que la compensation des pôles n'a d'intérêt que si les paramètres de la machine sont connus avec une certaine précision car les gains des correcteurs dépendent directement de ces

paramètres. Si tel n'est pas le cas, la compensation est moins performante. Si l'on effectue la compensation, on obtient la FTBO suivante :

$$ftbo = \frac{k_p \frac{MV_s}{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}}{p} \quad (IV.21)$$

Ce qui nous donne en boucle fermée :

$$ftbf(p) = \frac{1}{1 + \tau_r p} \text{ avec } \tau_r = \frac{1}{k_p} \frac{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}{MV_s} \quad (IV.22)$$

Avec τ_r le temps de réponse du système que l'on se fixe de l'ordre de 10 ms, correspondant à une valeur suffisamment rapide pour l'utilisation faite sur l'éolienne où les variations de vent sont peu rapides et les constantes de temps mécanique sont importantes. Les imposer une valeur plus faible n'améliorerait probablement pas les performances de l'ensemble, mais risquerait d'engendrer des perturbations lors des régimes transitoires en provoquant des dépassements et des instabilités indésirables.

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

$$k_p = \frac{1}{\tau_r} \frac{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}{MV_s} \text{ et } k_i = \frac{1}{\tau_r} \frac{r_r L_s}{MV_s} \quad (IV.23)$$

IV.4 Commande sans boucle de puissance

En gardant les mêmes hypothèses sur la stabilité du réseau, on établit le système de régulation de la Figure IV.7 où l'on trouve désormais une boucle de régulation des courants rotoriques dont les consignes sont directement déduites des valeurs des puissances que l'on veut imposer à la machine.

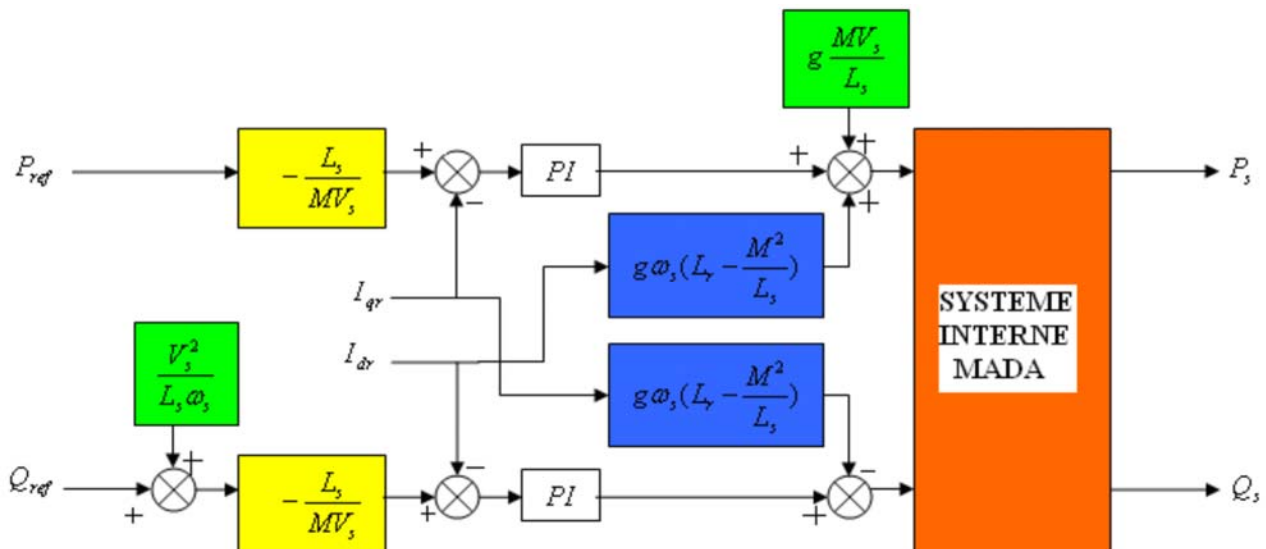


Figure IV.7. Schéma bloc de la commande indirecte sans boucle de puissance.

IV.5 Commande 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 IV.8* sur lequel on distingue bien les deux boucles de régulation pour chaque axe, l'une contrôlant le courant et l'autre la puissance.

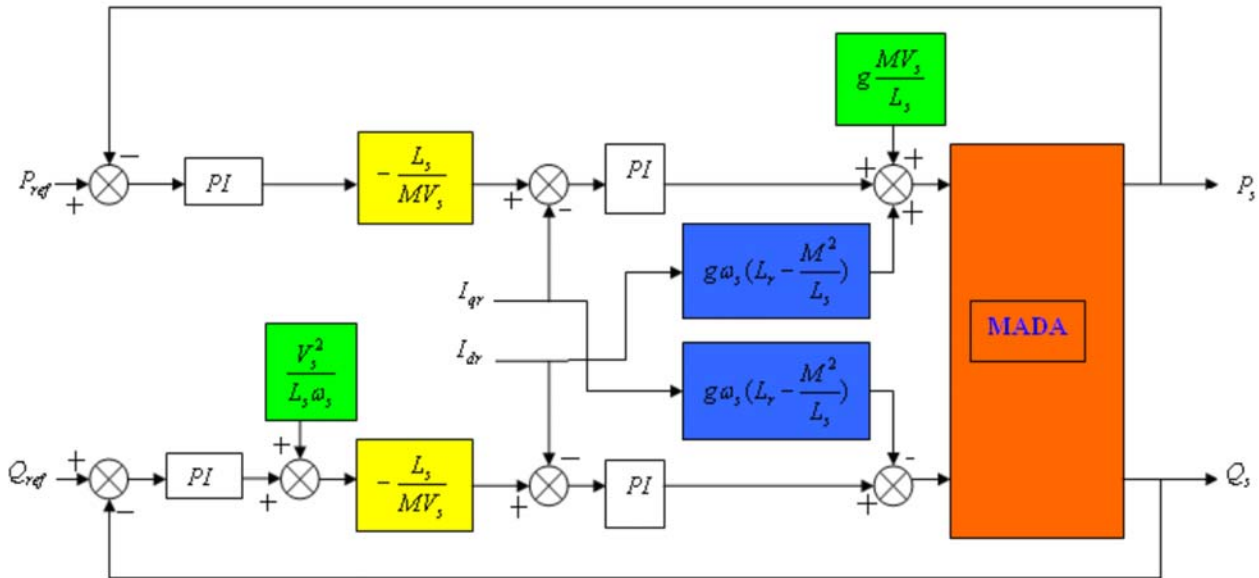


Figure IV.8. Schéma bloc de la commande indirecte avec boucles de puissance.

La modélisation de la machine asynchrone à double alimentation ainsi que la commande indirecte a été implanté dans l'environnement MATLAB/SIMULINK afin d'effectuer le test de régulation avec

Les paramètres identifiés par l'algorithme d'Essaïme de Particule

Nous avons donc soumis ce système à des échelons de puissances active et réactive afin d'observer le comportement de la régulation

Les gains correcteur sont calculés à partir de l'équation (IV.23) et ont été affinés après simulations. Ils sont identiques pour l'axe d et l'axe q .

Les paramètres identifiés par l'algorithme d'Essaïme de Particule sont utilisés pour la simulation de la commande vectorielle, car ces paramètres qui ont donné l'erreur d'identification la plus faible. Pour la régulation nous avons pris $k_p = 1$ et $k_i = 125$.

Les figures suivantes présentent les résultats de simulation de la commande indirecte avec boucle de puissance :

IV.5.2 Résultats de la simulation

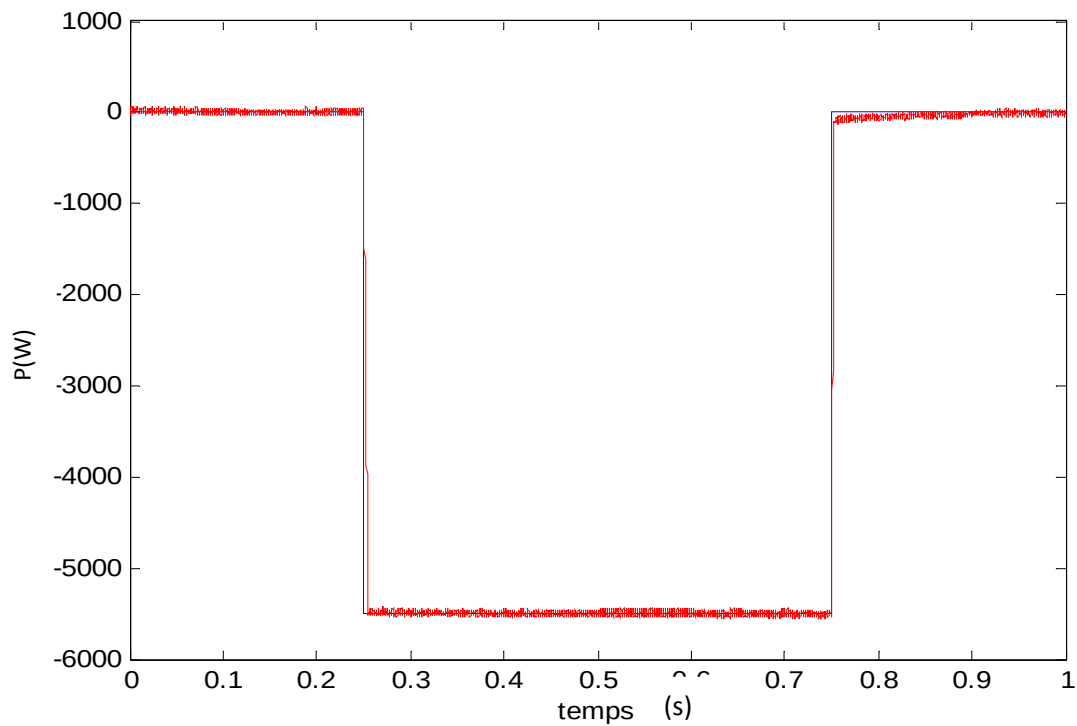


Figure VI.9. Simulation de la commande indirecte avec boucle de puissance (Puissance Actif)

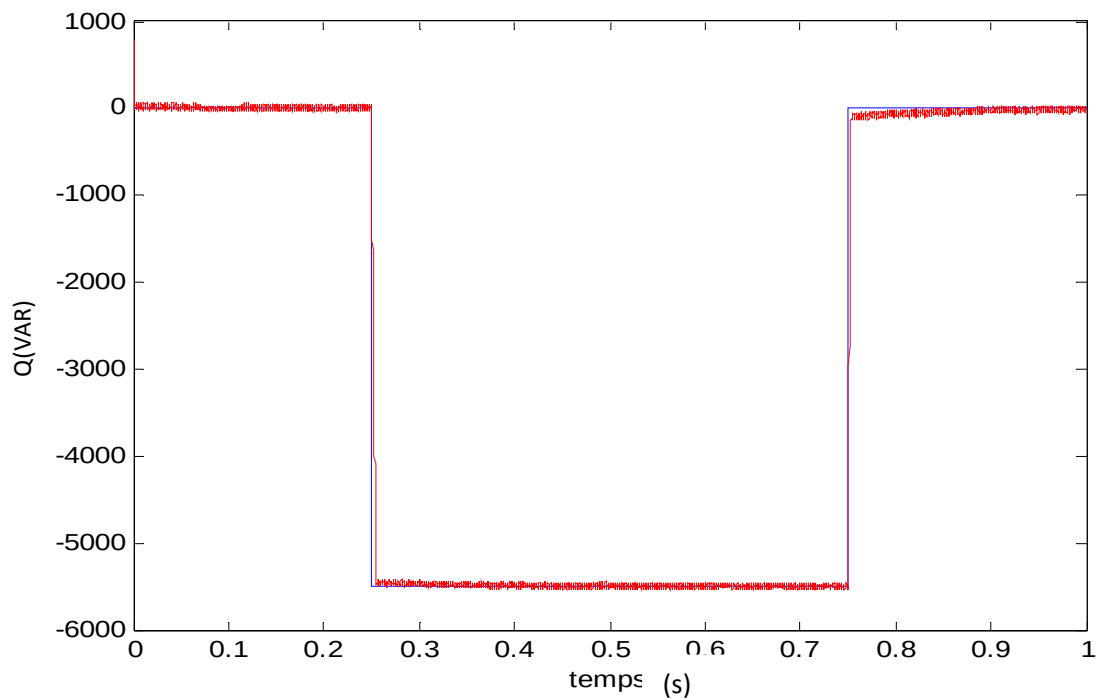


Figure VI.10. Simulation de la commande indirecte avec boucles de puissance (Puissance Réactif)

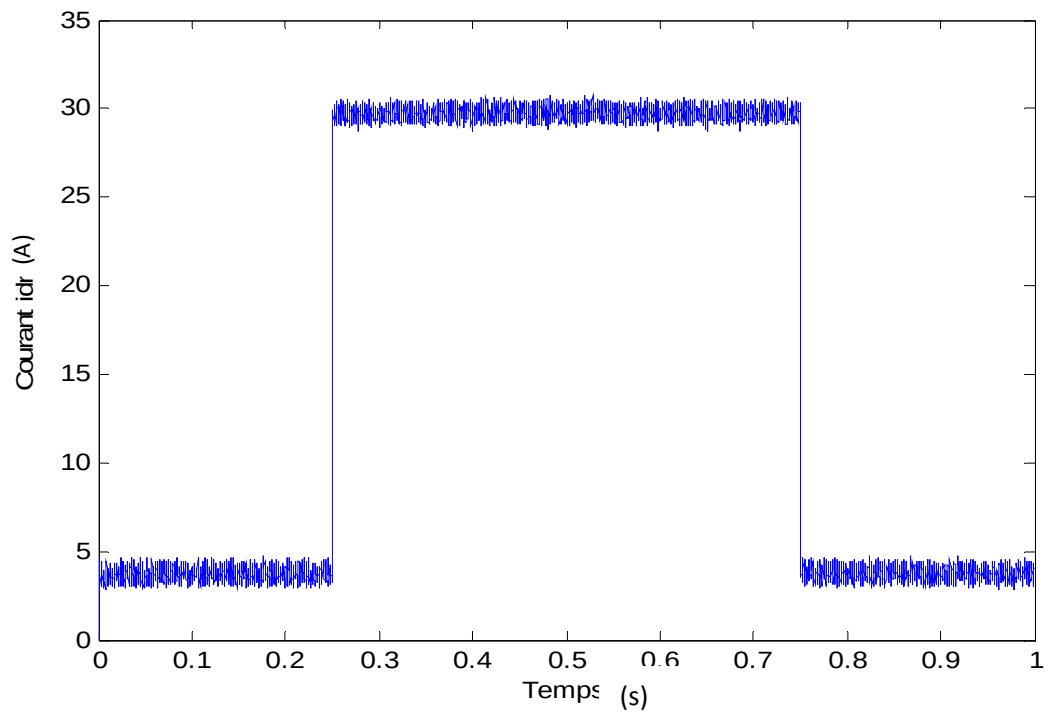


Figure VI.11. Simulation de la commande indirecte avec boucles de puissance (Courant i_{dr})

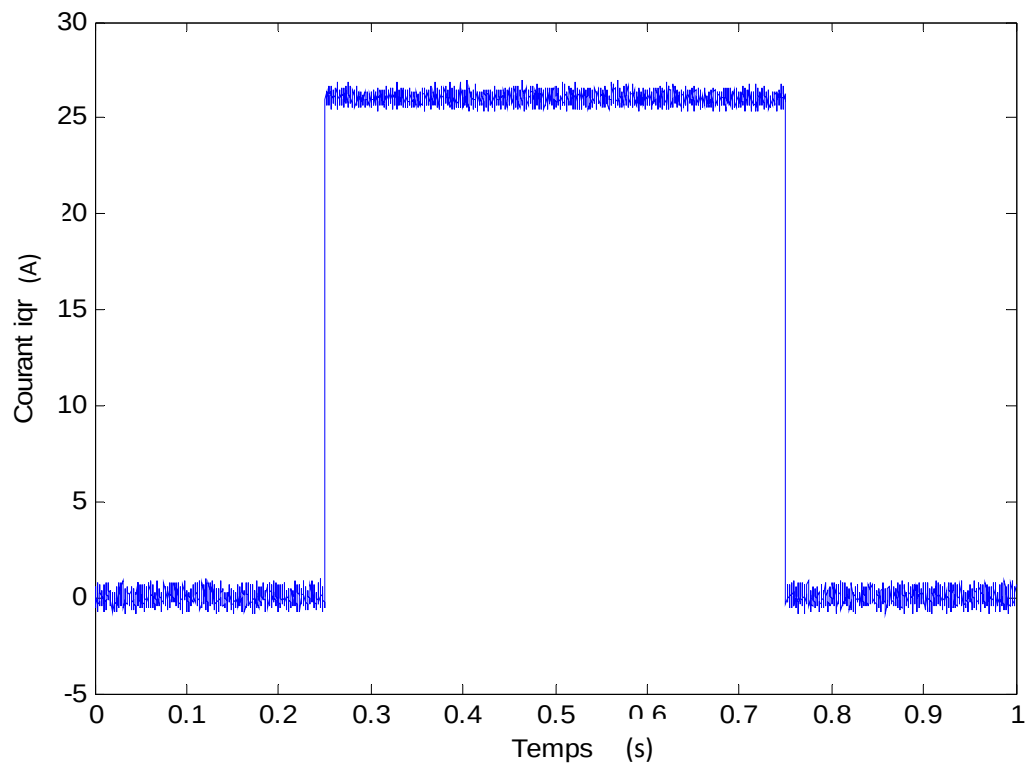


Figure VI.12. Simulation de la commande indirecte avec boucles de puissance (Courant i_{qr})

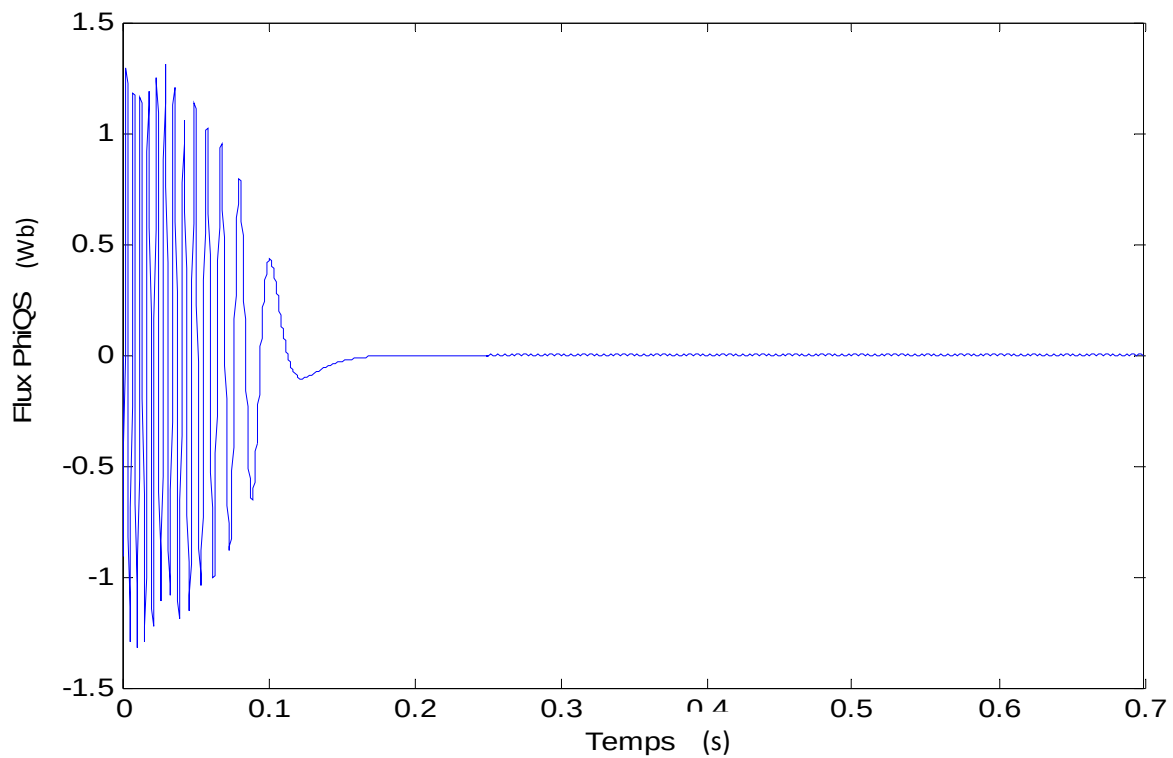


Figure VI.13. Simulation de la commande indirecte avec boucles de puissance (Flux Φ_{qs})

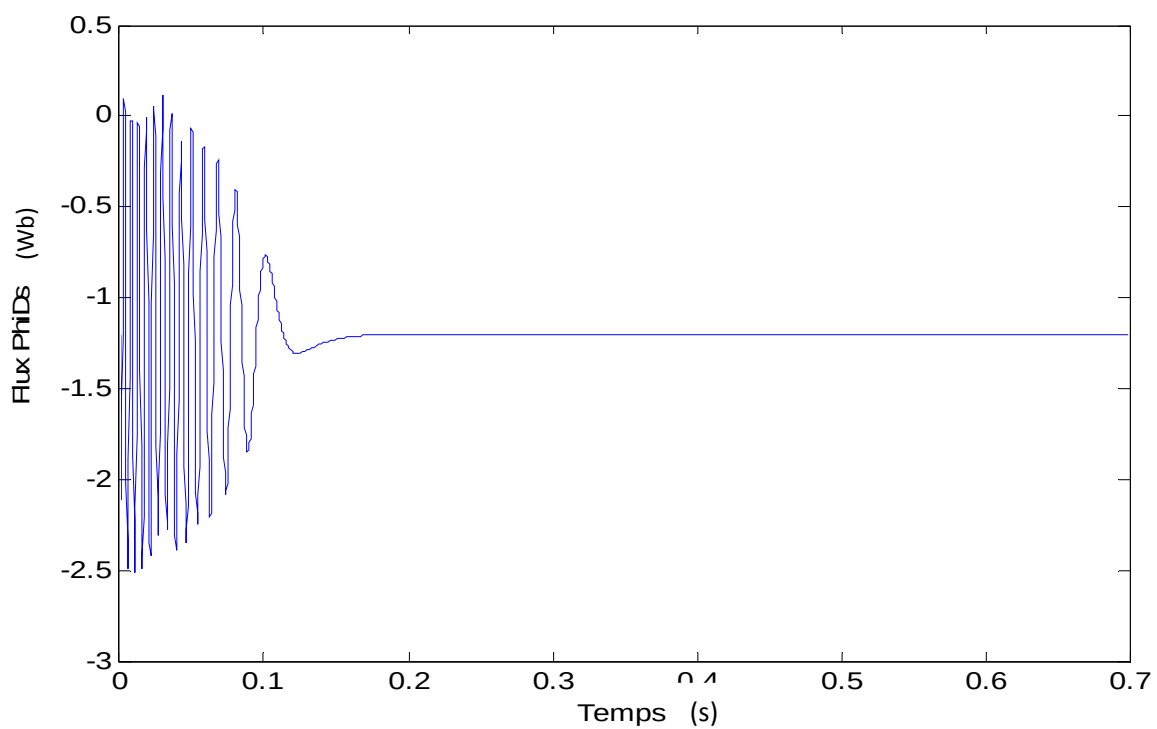


Figure VI.14. Simulation de la commande indirecte avec boucles de puissance (Flux Φ_{ds})

IV.6 Interprétation des courbes

Les gains des correcteurs sont calculés de la même manière qu'à la section IV.3.2 et ont été affinés après simulation. Ils sont identiques pour l'axe d et l'axe q .

Les Figure VI.9 et VI.10 montrent que notre système présente une dynamique satisfaisante et une erreur statique nulle.

On voit bien que les puissances active et réactive du système suivent parfaitement les échelons de référence avec quelques ondulations qui sont dues à l'onduleur. Le signe négatif de la puissance réactive montre que la génératrice fonctionne en mode capacitif, dans le cas où elle fonctionne en mode inductif la puissance devient automatiquement positive [15].

On remarque aussi que la puissance active est proportionnelle au courant rotorique en quadrature I_{qr} et que la puissance réactive est proportionnelle au courant direct I_{dr} , comme on a supposé théoriquement.

La composante en quadrature de flux Φ_{qs} est presque nulle en régime permanent ce qui confirme les hypothèses de la commande par l'orientation de flux statorique.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons établi la commande vectorielle par orientation du flux statorique. Cette étude a montré la possibilité de contrôler la machine par les courants rotoriques, afin de déterminer la référence de la composante directe et en quadrature du courant rotorique à partir des puissances active et réactive. La seconde partie de ce chapitre présente un calcul complet des régulateurs de type PI, et enfin des résultats de simulation ont été présentés et montrent qu'il y a une bonne concordance avec ceux rencontrés dans la littérature. Cette étape montre bien la validité de notre commande.

La méthode indirecte nous permet, en association avec les boucles des puissances, d'obtenir un système performant et robuste. Cette commande, permettra d'avoir un fonctionnement optimal du système de génération électrique.

*

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire traite de la modélisation, du contrôle vectoriel et de l'identification paramétrique de la machine asynchrone triphasée à double alimentation. Le but étant d'estimer au mieux les paramètres de la machine, pour améliorer les performances de la commande.

La modélisation de la MADA a été effectuée par modèle d'état en discret, pour répondre aux mieux aux exigences de l'identification. Le modèle repose sur les équations différentielles décrites dans le référentiel de Park de façon à pouvoir d'une part, aborder la simulation du fonctionnement de la machine et d'autre part de tester la validité de l'algorithme d'identification des paramètres dans le mode de fonctionnement dynamique. La validation du modèle a été effectuée par la comparaison des courants statoriques et la vitesse simulés et à ceux relevés expérimentalement de la machine asynchrone à double alimentation. Toute la simulation a été effectuée dans l'environnement de *Matlab*.

L'estimation des paramètres de la machine est effectuée par deux méthodes stochastiques, la première est l'identification par Algorithmes génétiques et la deuxième méthode est l'identification par Essaims de Particules. Les résultats de l'identification ont été validés expérimentalement.

La commande vectorielle à flux statoriques orienté de la génératrice asynchrone à double alimentation a été développée. Nous avons proposé des techniques simples de réglage des puissances actifs et réactifs afin de commander la machine asynchrone en mode générateur, en utilisant des régulateurs PI. La mise en œuvre numérique de la commande vectorielle a été effectuée entièrement dans l'environnement *Simulink*, en utilisant les modèles de la machine développés préalablement. Les simulations ont permis de constater les très bonnes performances dynamiques.

Perspectives

La suite logique de ce travail est l'identification en temps réel des paramètres de la machine et l'implantation de la commande vectorielle proposée sur une carte DSP. Ceci permettra notamment la validation des techniques d'identifications et de commande présentées.

Bibliographie

Bibliographies

- [1] E. BAJREKTAREVIĆ, «Parameter Identification of Induction Motor Using a Genetic Algorithm», Master of Science In Electrical Engineering, West Virginia University, Morgantown, West Virginia, USA, 2002.
- [2] L. BENALIA «Contribution à l'Etude du Comportement de la Machine Asynchrone à double alimentation », Thèse de Magister, Université de Batna, Algérie, 2003.
- [3] Z. HERROUG & F. HOUALI «Identification de la machine asynchrone à double alimentation», Mémoire de master en Electrotechnique industrielle, université USTHB, Algérie, 2010.
- [4] A. BELABES & K. REBBA « essais d'identification paramétrique d'une machine asynchrone », Mémoire d'ingénieur, E.N.I.T.A.2000.
- [5] S. M. V. ET A. J TEGOPOULOS « A Doubly-Fed Induction Machine Differential drive Model for Automobiles», IEEE Transactions on energy Conversion, Vol. 18, No. 2, pp. 225-230, June 2003.
- [6] C. Krause Paul, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff. Analysis of Electric Machinery. IEEE Press, 1995.
- [7] S. HLIOUI, « Filtrage hybride des perturbations harmoniques produites par des systèmes d'entraînement asynchrone à vitesse variable », Thèse de Doctorat, Université de Besançon, France, Décembre 2008.
- [8] N. MEKKAOUI «Contribution à la Modélisation et à la Commande d'une Mini-centrale Eolienne à Base de Machines à Induction Simple et Double Alimentée », Mémoire de magister, Université de Batna, Algérie, 2004.
- [9] B.HOPFENSPEGER & D.J.ATKINSON « Doubly-fed Induction Machines: classification and comparison», European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2001.
- [10] B. TOUAL «Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à Double alimentation, Application à un Système Eolien à Vitesse Variable », Mémoire de Magister, université de Batna, 2010.
- [11] A. DENDOUGA « Commande par mode glissant de la machine à double alimentation alimentée par un onduleur de tension », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2004.
- [12] M. MAHMOUDI « Modélisation et commande d'une machine asynchrone à double alimentation pour la production du l'énergie éolienne », école nationale polytechnique, Mémoire d'ingéniorat, 2008.
- [13] N. HAMDİ « Modélisation et commande des génératrices éoliennes », Mémoire de Magister, université Mentouri de Constantine, 2008.
- [14] C. Chouiter, D-R., « Conception et réalisation d'une commande robuste de machine asynchrone », Thèse de Doctorat de Ecole Centrale de Lyon, 1997.

- [15] Tahir Sağ and Mehmet Çunkaş, "Multiobjective Genetic Estimation to Induction Motor Parameters", in *Proceedings of ACEMP'07 & electromotion'07, international Conference*, Bodrum, Turkey, 2007.
- [16] J. STEPHAN, M. BODSON, and J. CHIASSON, "Real-time estimation of the parameters and fluxes of induction motors", *IEEE Trans. Ind. Applicat*, Vol. 30, No.1, pp. 746-759, June 1994.
- [17] Y. KOUBAA, "Asynchronous machine parameters estimation using recursive method", *Simulation Modelling Practice and Theory*, Elsevier Vol. 14, pp 1010- 1021, 2006
- [18] L.-C. ZAI, C. L. DE MARCO, and T. A. LIPO, "An extended Kalman filter approach to rotor time constant measurement in PWM induction motor drives", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 28,, pp. 96-104, 1992.
- [19] M. Mena, O. Touhami, R. Ibtouen, "Estimation of the rotor resistance in induction motor by application of the spiral vector theory associate to extended Kalman filter", *IECON conference of the IEEE*, Vol. 1, 2003.
- [20] H. CHAI and P. ACARNLEY, "Induction motor parameter estimation algorithm using spectral analysis", *Proc.*
- [21] R. MAUST. Induction Motor Modeling Using a Genetic Algorithm. EE 330 Project, May 1999.
- [22] S.R. SHAW, S. B. LEEB. Identification of Induction Motor Parameters from Transient Stator Current Measurements. IEEE Transactions on Industrial Electronics, February 1999.
- [23] S. MOON, A.KEYHANI, S.PILLUTLA. Nonlinear Neural – Network Modelin of an Induction Machine. IEEE Transactions on Control Systems Technology, March 1999.
- [24] H.B. KARAYAKA, A. KEYHANI. Induction Machine Parameter Tracking from Test Data via PWM Inverters. IEEE Industry Applications Society, October 1997.
- [25] ZUBIA, X. OSTOLAZA, A. SUSPERREGUI, G. Tapia, "Complete wind farm electromagnetic transient modeling for grid integration studies", *Energy Conversion and Management*, Vol. 50, n. 5, pp. 600–610, 2009.
- [26] M. STIEBLER, "Determining Induction Machine Parameters using Equivalent Circuits Models", in *Proc ICEM 2004*.
- [27] U. BECKERT, H. ARNOLD, "Identification and Verification of Parameters of the Asynchronous Machine during Field-Orientedly Controlled Operation", in *Proc ICEM 2004*.
- [28] M. DESPALATOVIC, M. JADRIC, B. TERZIC, "Identification of Induction Motor Parameters from Free Acceleration and Deceleration Tests", *AUTOMATIKA*, Vol. 46, n. 3- 4, pp. 123-128, 2005.
- [29] M.O. SONNALION, G. BISHEIMER, C. DE ANGELO, G.O. GARCÍA, "Automatic induction machine parameters measurement using standstill frequency-domain tests", *IET Electr. Power Appl.*, Vol. 1, n. 5, pp. 833-838, 2007.

- [30] G. TAPIA., A. TAPIA y J.X OSTOLAZA. "Proportional- Integral Regulation-Based Approach to Wind Farm Reactive Power for Secondary Voltage Control". IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 21, pp. 1-11, 2007.
- [31] S. BAZI, « Contribution à la Commande Robuste d'une Machine Asynchrone par la Technique PSO -Particle Swarm Optimization- », Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2009.
- [32] S.H. SHAHALAMI, « Etude d'une machine synchrone à double excitation contribution à la mise en place d'une plate-forme de logiciels en vue d'un dimensionnement optimal », Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, 2001.
- [33] B. SID, « optimisation topologique de structures par algorithmes », Thèse de Doctorat, Université BELFORT-MONTBELIARD, France, 2006.
- [34] A. SIOUD, « approches hybrides pour la résolution d'un problème d'ordonnancement industriel », Thèse de Doctorat, Université DU QUÉBEC, Canada, 2011.
- [35] B. KADA, « Contribution aux techniques et algorithmes évolutifs de traitement de l'information et de communication », Thèse de Doctorat, UNIVERSITÉ MOHAMMED V – AGDAL, Maroc, 2007.
- [36] E. ZIYATI, « Optimisation de requêtes OLAP en Entrepôts de Données Approche basée sur la fragmentation génétique », Thèse de Doctorat, UNIVERSITÉ MOHAMMED V – AGDAL, Maroc, 2010.
- [37] T. ACKERMANN, Wind Power in Power systems, Royal Institute of Technology Stockholm, Sweden, 2005.
- [38] J. CHATELAIN, Machines électriques, Traité d'électricité, Vol X, Presse Polytechniques romandes, édition Georgi, 1983.
- [39] Désiré Le GOURIERE, Energie éolienne, Théorie, Conception et calcul pratique des installations, édition Eyrolles, 1982.
- [40] F. POITIERS, Etude et Commande de Génératrices Asynchrones pour l'utilisation de l'Energie Eolienne, Machine asynchrone à cage autonome ; Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau, Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, 2003
- [41] A. BOYETTE, Contrôle-Commande d'un Générateur Asynchrone à Double Alimentation avec un système de stockage pour la production Eolienne, Thèse de Doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy I, 2006.
- [42] L.PIEGARI', Member. IEEE, R. RIZZO, Member, IEEE, Study of saturation phenomena on asynchronous generators used in wind farms, Electrical Engineering Department, University of Naples "Federico II", Via Claudio 21, Naples, Italy.

- [43] B. MULTON, X. ROBOAM, B. DAKYO, C. NICHITA, O. GERGAUD, H. BEN AHMED, *Aérogénérateurs électriques*, Techniques de l'Ingénieur, D3 960.
- [44] M. R. PATEL, Ph.D., P.E, *Wind and Solar Power Systems*, U.S. Merchant Marine Academy Kings Point, New York, 1999.
- [45] P.W. CARLIN, A.S. LAXSON, E.B. MULJADI, "The History and State of Art of Variable-Speed Wind Turbine Technology", NREL/TP-500-28607, 2001.
- [46] J. MARTIN, "Energies éoliennes", *Techniques de l'Ingénieur, traité de Génie énergétique*, pp. B 8 585 1- B 8 585 21.
- [47] O. De Vries, "On the theory of the horizontal axis wind turbine", *Ann. Rev. Fluid. Mech.* 1983, 15, pp. 77-96.
- [48] S. HEIER, "Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems", Publications John Wiley et Sons, ISBN 0-471-97143-X, 1998.
- [49] C. NICHITA, D. LUCA, B. DAKYO, E. CEANGA, N.A. CUTULULIS, "Modelling non-Stationary Wind Speed for Renewable Energy Systems Control", *The annals of "Dunarea de Jos" University of Galati, Fascicle III*, 2000 ISSN 1221-454X, pp.29-34.
- [50] I. VAN DER HOVEN, "Power Spectrum of Horizontal Wind Speed in the Frequency Range from 0.0007 to 900 Cycle per Hour", *Journal of Meteorology*, 1957, Vol. 14, pp.160-164.
- [51] T. KHALDI, *Retour réseau sur un autoamorçage accidentel de la machine asynchrone*, thèse de Magister, ENP, Alger, 1999.
- [52] K. HISHAM ABOU, *Commande optimale des systèmes dynamiques*, édition Lavoisier, 2004.

Annexes

ANNEXE A

Détermination expérimentale des paramètres de la machine par les essais classiques

Les valeurs nominales indiquées sur la plaque signalétique de la machine asynchrone triphasée à rotor bobiné, utilisée au cours de ce travail sont les suivantes :

Puissance utile nominale	: 3kW
Fréquence nominale	: 50Hz
Tension stator nominale	: 220/380V
Tension rotor nominale	: 105V
Courant stator nominale	: 13.5/8A
vitesse nominale	: 1425tr/min
Facteur de puissance nominale	: 0.8

a) Détermination des paramètres électriques

➤ Mesure des résistances

La mesure des résistances statorique et rotorique est faite par la méthode volt-ampérométrique, on a effectué plusieurs mesures de la tension et du courant au niveau d'un seul enroulement statorique et rotorique. Les résistances du stator et du rotor sont obtenus par le calcul de la valeur moyenne des différentes mesures [12].

Puisque les résistances statorique et rotorique sont faibles, on a utilisé le montage aval est le suivant:

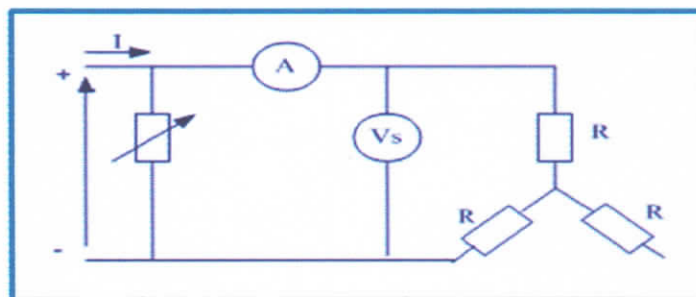


Figure 3.1 : Montage étoile neutre non accessible

Pour la phase statorique on relève $V_s = 1.9V$, $I_s = 0.91A$

$$\text{On aura } R_s = V_s / 2I_s$$

$$\text{Alors } R_s = 1.04\Omega$$

Pour la phase rotorique on relève $V_r = 0.32V$, $I_r = 0.79A$

$$\text{On aura } R_r = V_r / 2I_r$$

$$\text{Alors } R_r = 0.2\Omega$$

➤ **Détermination de l'inductance cyclique du stator $L_s\omega_s$**

Essai à vide

On réalise le montage de la figure II.3, La machine est alimentée à la tension nominale, tourne à vide, le rotor en court circuit, on relève donc P_0 , I_0 , V_0 .

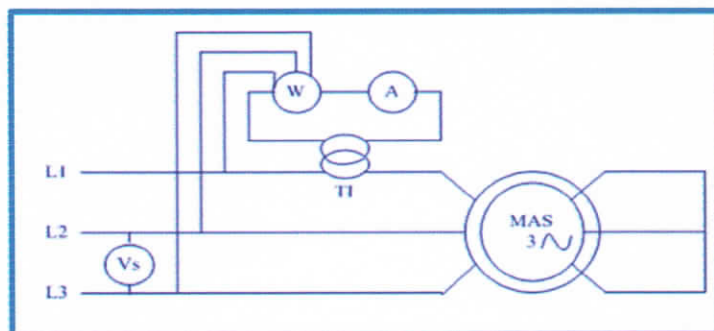


Figure 3.2 : Montage de l'essai à vide

Cet essai permet de déterminer la réactance cyclique $L_s\omega_s$

Tel que

$$L_s = (U_0 / \sqrt{3}) / (2\pi f I_0)$$

$$\text{Pour } V_0 = 70V, I_0 = 1.175A$$

$$\text{On aura } L_s = 0.189 H$$

➤ Détermination de la résistance totale ramenée au stator

Essai à rotor bloqué

On réalise le même montage que l'essai à vide et on bloque le rotor ($g=1$), l'essai est effectué à tension réduite permettant d'avoir le courant nominal de la machine

Cet essai permet de déterminer la résistance totale ramenée au stator.

Les résultants de l'essai sont: $P_{cc} = 2000W$, $V_{cc} = 70V$, $I_{cc} = 13.5A$.

$$\text{On aura } R_{eq} = P_{cc} / 3I_{cc}^2$$

$$\text{D'ou } R_{eq} = 3.65 \Omega$$

En peut déterminer alors la résistance totale ramenée au stator

$$\text{On a } R_{eq} = R_s + R_r'$$

$$\text{Donc } R_r' = R_{eq} - R_s$$

$$\text{On aura } R_r' = 2.2 \Omega$$

Essai à rotor ouvert

Dans cet essai les trois phases du rotor sont ouvertes, on alimente le stator et on mesure la tension aux bornes des enroulements rotoriques, le schéma de rotor bloqué est le suivant :

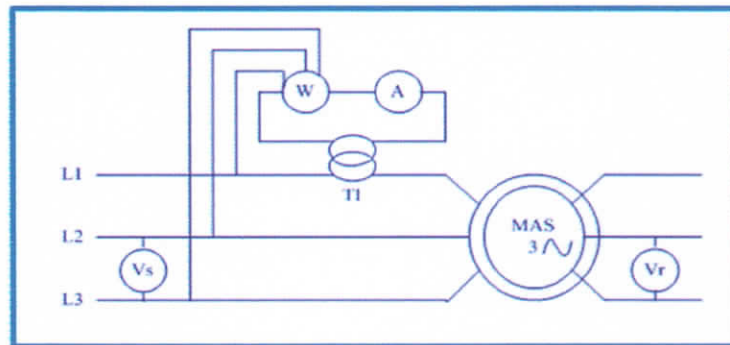


Figure 3.3 : Schéma de montage de l'essai à rotor ouvert

On relève $V_s = 50V$, $U_r = 23V$, $I_s = 0.825A$ avec $\omega = 2\pi f$

L'inductance cyclique du stator est calculée selon la méthode Joubert par :

$$L_s = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{V_{s0}}{I_{s0}}\right)^2 - R_s^2}$$

$$\text{On aura } L_s = 0.192H$$

La mesure de la tension induite aux bornes du rotor permet de calculer la mutuelle inductance cyclique dans le sens stator-rotor, il vient :

$$M_{sr} = \frac{U_{r0}}{\omega_s I_{s0} \sqrt{3}}$$

Donc $M_{sr} = 0.051 \text{ H}$

La détermination de rapport de transformation dans le sens stator-rotor est donné par :

$$m = \frac{U_r}{V_s \sqrt{3}}$$

D'où $m_1 = 0.26$

Essai à stator ouvert

Dans cet essai on a opéré inversement, on alimente les trois phases rotorique, et les trois phases statorique sont ouvertes. Ceci permet de déterminer l'inductance cyclique propre du rotor, le rapport de transformation et la mutuelle rotor-stator.

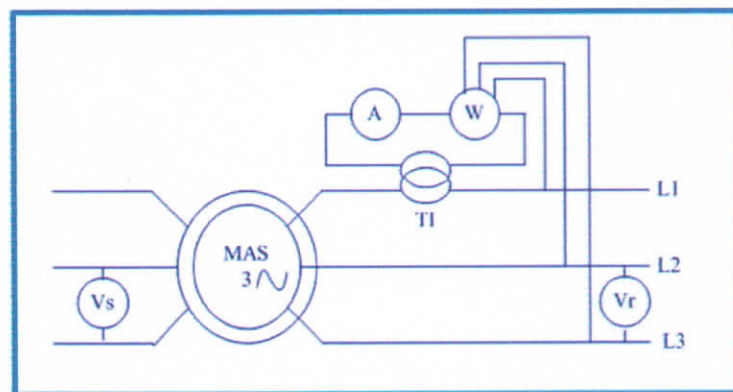


Figure 3.4 schéma de montage de l'essai stator ouvert

Les mesures relevées sont : $V_s = 81 \text{ V}$, $U_r = 40 \text{ V}$, $I_r = 5.25 \text{ A}$.

De même pour l'inductance cyclique du rotor on trouve :

$$L_r = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{V_{r0}}{I_{r0}}\right)^2 - R_r^2}$$

On aura $L_r = 0.0139 \text{ H}$

On peut retrouver autrement la mutuelle inductance cyclique dans le sens rotor- stator

$$M_{rs} = \frac{V_{so}}{\omega I_{r0}}$$

On aura $M_{rs} = 0.049H$

De même pour le rapport de transformation on a :

$$m = \frac{U_r}{V_s \sqrt{3}}$$

On trouve $m_2 = 0.28$

La mutuelle cyclique effective stator- rotor est définie par :

$$M = (M_{rs} + M_{sr}) / 2$$

On trouve $M = 0.050H$

Le rapport de transformation effective stator- rotor étant :

$$m = (m_1 + m_2) / 2$$

On trouve $m = 0.27$

Les résultats d'identification sont :

$$L_s = 0.192H$$

$$L_r = 0.0139H$$

$$M = 0.05H$$

$$R_s = 1.04 \Omega$$

$$R_r = 0.2 \Omega$$

$$m = 0.27$$

➤ Détermination des paramètres du schéma équivalent

Pour identifier la désignation de chacun des paramètres du schéma équivalent, il faut d'abord déterminer les paramètres ramenés au stator.

Pour ce la on a :

$$R_r' = R_r / m^2$$

$$= 0.2 / (0.27)^2$$

D'où $R_r' = 2.74\Omega$

$$L_r' = L_r / m^2$$

$$= 0.0139 / (0.27)^2$$

d'ou $L_r' = 0.190H$

$$M' = M/m$$

$$= 0.05 / 0.27$$

d'ou $M' = 0.185H$

II .3.2 Détermination des paramètres mécaniques

➤ Détermination du coefficient de frottement Kf

Dans cet essai on entraine le groupe (MAS-MCC) à la vitesse de synchronisme et on relève la puissance absorbée par la MCC (P_{12}).

Ensuite, on découple le groupe et on alimente la MCC et on l'entraine à la même vitesse de synchronisme, on relève la puissance absorbée (P_1) [12].

La puissance mécanique de la machine est donnée par:

$$P_m = P_{12} - P_1 \text{ avec } P_{12} = 455W \text{ et } P_1 = 355W$$

$P_m = 100W$ pour calculer le coefficient de frottement on a :

$$P_m = Kf \Omega^2 \quad (\Omega = 1500\text{tr/min} = 157\text{rd/s})$$

Alors $Kf = P_m / \Omega^2$

Donc $Kf = 4.05 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2/\text{s}$

➤ Détermination du moment d'inertie

Cet essai permet de déterminer le moment d'inertie J , pour ce là on alimente la machine asynchrone sous sa tension nominale puis on coupe l'alimentation et on enregistre le décroissement de la vitesse sur un PC via une carte d'acquisition.

$$\text{À } t=0 \quad \Omega(0) = \Omega_0$$

$$\Omega(t) = \Omega_0 e^{-t/T_m} \quad \text{avec } T_m = J / f$$

Le relevé expérimental de la décroissance vitesse est représenté à la figure

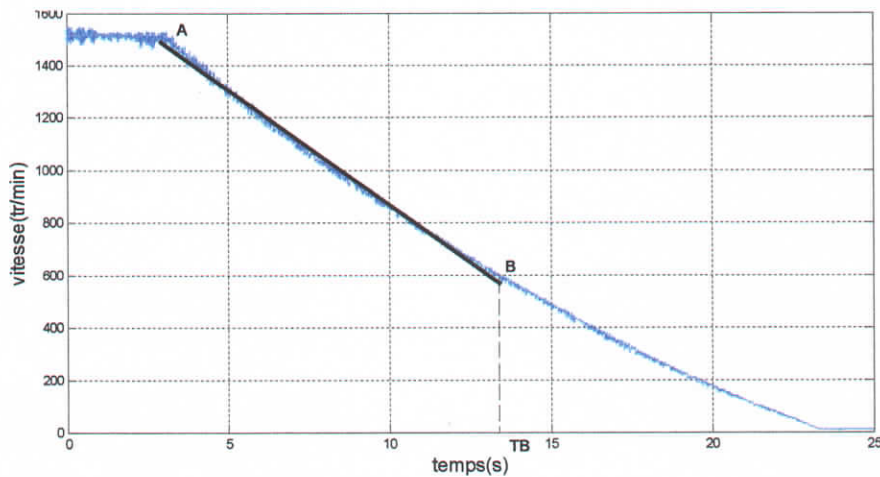


Figure 2: la décroissance de la vitesse de rotation

L'équation de la droite (AB) est donnée par :

$$\Omega(t) = \Omega_0 - (\Omega_B - \Omega_0) t / t_B$$

À l'instant $t = T_m$; $\Omega(t) = 0$ et donc $T_m = \Omega_0 t_B / (-\Omega_B + \Omega_0)$ avec $\Omega_B = \Omega_0/e$

$$\Omega_0 = 1497.81 \text{ tr/min} \quad \Omega_0 / e = 552.7 \text{ tr/min} \quad T_B = 14.11 \text{ s}$$

$$\text{On trouve} \quad t_m = 22.36 \text{ s}$$

Et donc

$$J = T_m * f \quad (3.18)$$

Alors

$$J = 0.052 \text{ kg m}^2/\text{s}$$

II.4 Résultats des paramètres identifiés

Les paramètres identifiés par les essais classiques sont représentés dans le tableau suivant:

Tableau : les paramètres identifié

Les paramètres identifiés		La valeur
R_s		1.04 Ω
L_s		0.192H
M		0.185H
R'_r		2.74 Ω
L'_r		0.190H
J		0.052Kg m ² /s
K_f		0.00405m ² /s

ANNEXE B

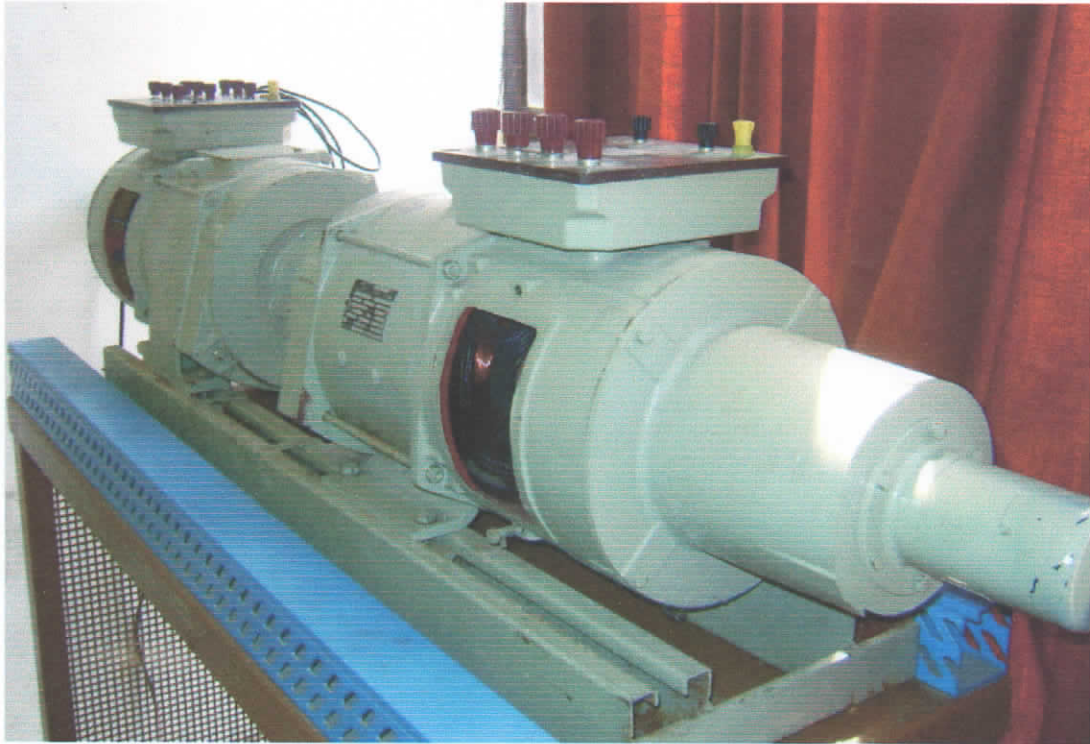


Photo de la machine asynchrone a double alimentation de LABO 03 USTHB

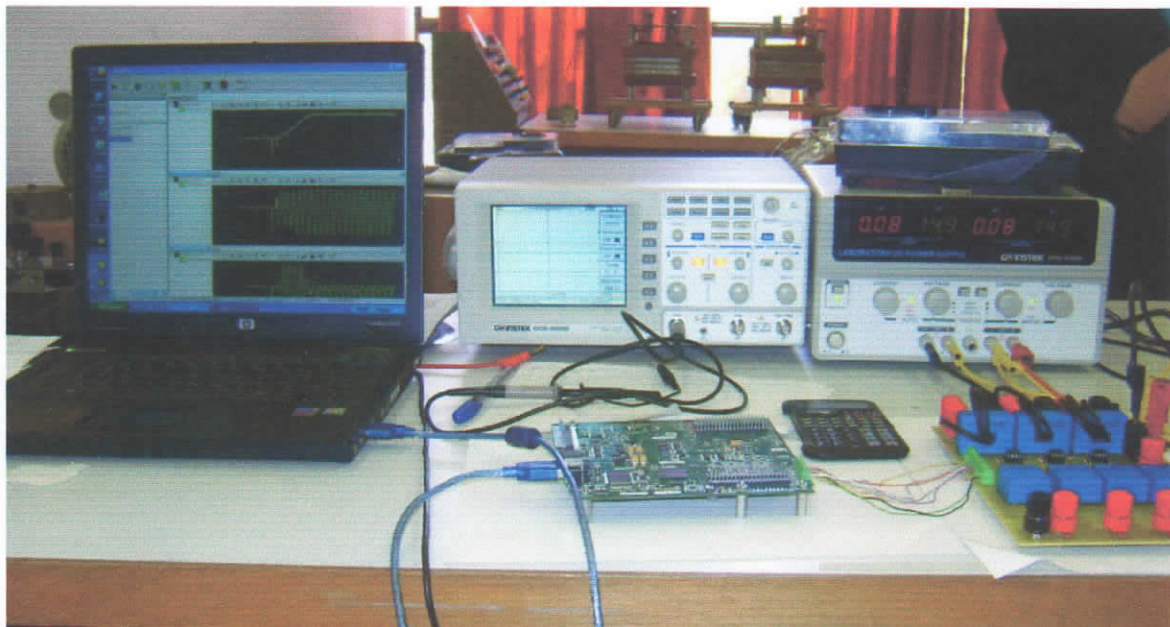


Photo d'instalation de mesure pour l'identification de la machine asynchrone a double alimentation de LABO 03 USTHB

ANNEXE B

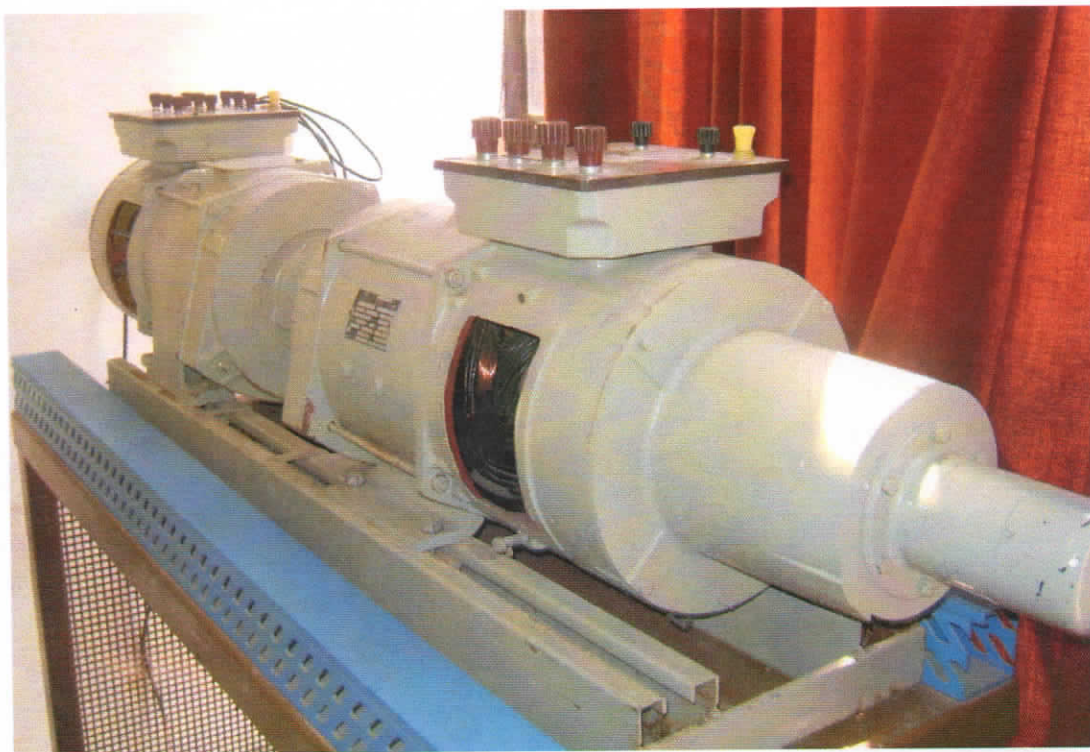


Photo de la machine asynchrone a double alimentation de LABO 03 USTHB

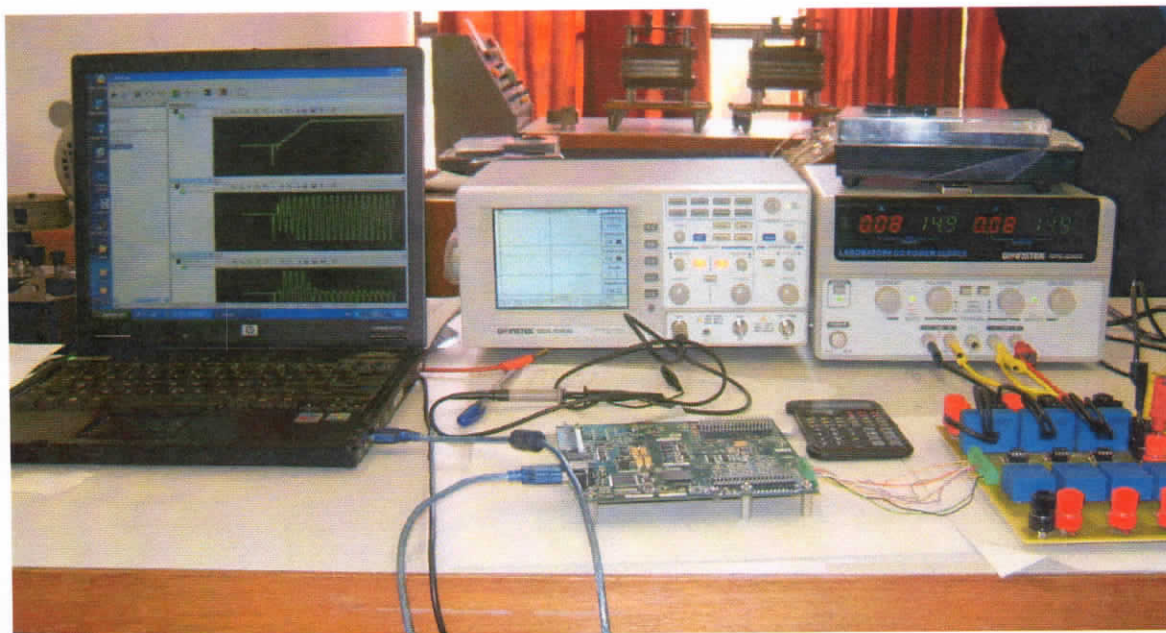


Photo d'installation de mesure pour l'identification de la machine asynchrone a double alimentation de LABO 03 USTHB