

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE EPOPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des sciences appliquées
Département de Génie Electrique



Mémoire

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Machines électriques

Présenté par :

GOHMES Abdelwahab et BOUGHENAMA Khaled

Thème:

**Optimisation de la commande vectorielle appliquée à la machine
asynchrone à cage**

Soutenu publiquement le 12/06/2024

Devant le jury composé de :

M ^r A. BOUHAFS	MCA	Président	UKM Ouargla
M ^r M.KHELIFA	MCA	Examineur	UKM Ouargla
M ^{me} K.BOUALI	MCA	Encadreur	UKM Ouargla
M ^r L KHETACHE	MCA	Co-Encadreur	UKM Ouargla

Résumé

L'objectif de cette étude est d'améliorer l'efficacité de la commande vectorielle de la machine asynchrone à cage en optimisant les gains du régulateur PI de vitesse. Pour améliorer la robustesse de cette commande, nous avons utilisé la méthode des algorithmes génétiques dans le Toolbox de MATLAB pour optimiser les gains de PI et avoir une amélioration de la régulation en termes de temps de réponse, d'oscillations et de poursuite.

Mots clés : Commande vectorielle, Machine asynchrone à cage, Régulateur PI de vitesse, Algorithmes génétiques.

ملخص

الهدف من هذه الدراسة هو تحسين كفاءة التحكم السكاني للكاميرا السكني النسخية من خلال تحسين الفائدة من قيادة سرعة PI. لتعزيز قوة هذا الإجراء ، استخدمنا طريقة أَلغاز الجينات في MATLAB Toolbox لتمكين أرباح PI وتحسين التحكم في وقت الاستجابة والتردد والتواصل

الكلمات المفتاحية : الأمر المتجهي ,الماكينة الغير متزامنة ذات القفص ,التحكم النسبي التكاملي للسرعة ,خوارزميات الجينات.

abstract

The aim of this study is to improve the effectiveness of the vector control of the asynchronous cage machine by optimizing the gains of the speed regulator PI. To improve the robustness of this command, we used the genetic algorithm method in the MATLAB Toolbox to optimize PI gains and have improved regulation in terms of response time, oscillations and follow-up

Keywords: Vector control, Asynchronous cage machine, Speed regulator PI, Genetic algorithms

Remerciements

Avant de commencer à présenter ce mémoire, nous souhaitons exprimer notre profonde gratitude envers toutes les personnes qui ont contribué, directement ou indirectement, à la fin de ce travail. Nous souhaitons exprimer notre sincère reconnaissance envers Mme Bouali Khadidja, qui nous a guidé et encouragé. Nous lui exprimons notre gratitude pour tout.

Nous remercions également les membres du jury qui nous ont fait l'honneur d'accepter de juger notre travail.

Notre sincère gratitude à nos professeurs du Département : Génie Électrique. Nous exprimons également notre gratitude envers nos enseignants pour la qualité de l'enseignement qu'ils nous ont dispensé lors de ce parcours. Nous vous exprimons notre gratitude pour nos années à l'Université Kasdi Merbah, particulièrement au docteur M. Khetache Laid, qui nous a accompagnés et soutenus pendant cette année d'université.

Dédicaces

Je remercie Dieu infiniment pour m'avoir guidé et aidé à compléter ma thèse. Mon cher père, ma chère mère, mon frère et mon ami ...
je ne pourrai jamais oublier votre soutien et ce que vous avez fait pour moi, alors recevez tout mon amour. Peu importe les mots de remerciement que je pourrais dire, ils ne seront jamais à la hauteur de ce que vous méritez.

Liste des figures

Figure	Page
Figure (I.1) Représentation schématique de machine d'induction à cage	3
Figure (I.2) Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil	4
Figure (I.3) Représentation des enroulements fictifs d'axes d-q	7
Figure (I.4) Modèle SIMULINK d'un moteur asynchrone à cage	11
Figure (I.5) Les résultats de la simulation	12
Figure(II.1) Machine à Courant Continu	17
Figure (II.2) Orientation du flux rotorique	18
Figure (II.3) Schéma de régulation des courants	21
Figure(II.4) Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse	22
Figure (II.5) Schéma fonctionnel de la régulation de flux	24
Figure (II.6) Bloc de dé fluxage	25
Figure (II.7) simulink de a Commande Vectorielle Directe	26
Figure (II.8) courants $i_{sb}(A)$	26
Figure (II.9) courants $i_{sa}(A)$	27
Figure (II.10) Couple (Nm)	27
Figure (II.11) vitesse w_r	28
Figure (III.1) Organigramme des AG	31
Figure (III.2) Toolbox du MATLAB	32
Figure (III.3) vitesse de rotation en fonction de temps	37
Figure (III.4) Couple électromagnétique en fonction de temps	37
Figure (III.5) Courant I_{as} en fonction de temps	37
Figure (III.6) Courant I_{bs} en fonction de temps	38

Liste des abréviations

MAS [Machine asynchrone.]

MCC ou DC [Machine à courant continu.]

S, R [Indices respectifs du stator et du rotor.]

FOC [Commande vectorielle.]

IFOC [Commande vectorielle indirecte.]

RST [Les polynômes.]

Sa, Sb, Sc [Les armatures statoriques.]

Ra1, Rb1, Rc1 [Les armatures rotoriques pour le rotor 1.]

Ra2, Rb2, Rc2 [Les armatures rotoriques pour le rotor 2.]

[P(θ)] [Matrice de PARK.]

[P-10(θ)] [Matrice inverse de PARK.]

d1, q1, d2, q2 [Axes correspondants au référentielles de PARK.]

Rs [Résistances des enroulements statoriques.]

Rr1, Rr2 [Résistance de l'enroulement rotorique 1 et 2.]

Ls [Inductances propres de fuites statorique.]

Lr1, Lr2 [Inductance propre de fuites rotorique 1 et 2.]

Lm [Inductance mutuelle entre l'enroulement 1 et 2 du rotor et stator.]

φs [Flux statorique.]

Φr1, Φr2 [Flux rotorique φrd ou φhrd Flux rotorique sur l'axe d.]

φrq ou φhrq [Flux rotorique sur l'axe q.]

Tr [Constante de temps rotorique.]

P [Nombre de paire de pôles.]

Cem [Couple électromagnétique.]

J [Moment d'inertie.]

K [Coefficient de frottement.]

Cr [Couple résistant.]

Ws [Vitesse angulaires électriques statorique.]

ωr ou wr [Vitesse angulaires électriques rotorique.]

θ_r [Angle de l'enroulement rotorique.]

θ_s [Angle de l'enroulement statorique.

ω_r ou W_{rref} [Vitesse de référence.]

C_{em} et C_{emref} [Couple électromagnétique de référence.]

V [Tension simple de phase.]

K_p Paramètre de l'action proportionnelle.]

K_i [Paramètre de l'action intégrale.]

Φ_r [Flux rotorique estimé.]

Ω_{rnom} [Vitesse de rotation nominale.]

Φ_{rnom} [Flux rotorique nominale.]

Sommaire

Sommaire

Titre	Page
Résumé	I
Remerciements	II
Dédicaces	III
List figures	IV
Liste des abréviations	VI
Intoduction général	1
Chapitre I Modélisation de la machine Asynchrone à cage	2
I.1.Introduction	3
I.2.Présentation de la machine Asynchrone	3
I.3.Constitution de la machine Asynchrone	4
I.3.1 Le stator	4
I.3.2 Le rotor	4
I.3.3.Le rotor à cage	4
I.4.Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone à cage	4
I.5.Hypothèses simplificatrices	5
I.6.Modélisation de la machine asynchrone a cage	6
I.6.1.Equation générales de la machine	6
I.6.1.1.Equations des tensions	6

I.6.1.2.Equations mécaniques	6
I.7.Modèle de Park de la machine asynchrone	7
I.7.1.Transformation de PARK	7
I.8.Choix du référentiel	8
I.8.1.Références associées au stator	9
I.8.2.Références associées au rotor	9
I.8.3.Références associées au synchronisme	9
I.9.Mise en équation du modèle de la machine	9
I.9.1.Expression du couple Electromagnétique	10
I.10.La simulation de la machine asynchrone cage	11
I.10.1.Le schéma de simulation	11
I.10.2.Les résultats de la simulation	13
I.10.3.Interprétation de résultats	13
I.11.conclusion	13
Chapitre II Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à cage	14
II.1.Introduction	15
II.2.Etude de la commande vectorielle	15
II.2.1.Introduction à la commande vectorielle	15

II.2.2.Commande vectorielle (FOC : Field Oriented Control)	15
II.2.3.Pourquoi la commande vectorielle	16
II.2.4.Variantes de la commande vectorielle	16
II.2.5.Principe de la commande vectorielle	16
II.3.Choix de type d'orientation de flux	17
II.3.1.Principe de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique	17
II.3.2.Structure de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique.	19
II.3.2.1.Contrôle directe de Flux	19
II.3.2.2.Contrôle indirecte de Flux	19
II.4.Estimation du flux rotorique	20
II.5.Commande vectorielle indirecte avec régulateur de vitesse	20
II.5.1.Synthèse des régulateurs PI	20
II.5.1.1.Calcul des paramètres du régulateur des courants	20
II.5.1.2.Calcul des paramètres du régulateur de vitesse	22
II.5.1.3.régulateur de flux	23
II.6.Bloc de dé fluxage	25
II.7.Modèlesimulink de a Commande Vectorielle Directe	26
II.8.Les résultats de simulation	26
II.9.Interprétation des résultats	28
II.10.Conclusion	28
Chapitre III Optimisation des régulateurs par les Algorithmes génétiques	29
III.1.Introduction	30
III.2.Algorithme génétique : Principe de base	30
III.3.Description du Toolboxes du MATLAB	32
III.3.1.Options	33

III.3.1.1.Population	33
III.3.1.2.Reproduction	33
III.3.1.3.Mutation	34
III.3.1.4.Croisement	34
III.3.1.5.Migration	34
III.3.1.6.Constraint parameters	34
III.3.1.7.Fonction hybride (Hybrid function)	35
III.3.1.8.Conditions d'arrêt de l'algorithme (Stopping Conditions for the Algorithm)	35
III.4.Résultats de la méthode AG	35
III.5.Intégrale de la valeur absolue de l'erreur (IAE)	36
III.6.Intégrale du carré de l'erreur (ISE).	36
III.7.Intégrale de la valeur absolue de l'erreur pondérée par le temps (ITAE)	36
III.8.Conclusion	38
Conclusion générale	40
Références bibliographiques	41

Introduction général

Introduction générale

Les machines électriques jouent un rôle crucial dans les secteurs mécaniques et électriques, et elles sont le fondement de l'économie. Les experts et les chercheurs s'efforcent constamment d'améliorer leur efficacité, leur fiabilité et de réduire leur coût et leur poids [1].

L'objectif principal de la commande des machines est de permettre une variation de vitesse et un contrôle rapide du couple en manipulant l'interaction entre un flux magnétique et un courant électrique [1].

La théorie du contrôle a connu une évolution significative ces dernières années, mais le régulateur PI reste toujours aussi crucial dans l'industrie. Ceci est dû à sa simplicité structurelle, ce qui rend sa compréhension et sa mise en œuvre plus aisées.

Bien que l'utilisation d'un régulateur de type PI dans la régulation traditionnelle permette de séparer le flux du couple, ses performances en temps de réponse et en dépassement restent limitées. Ces limitations sont principalement motivées par le choix des paramètres de ces régulateurs.

Il est difficile de déterminer le paramètre PI optimal en se basant sur les méthodes de réglage classiques. Afin d'améliorer les performances, il est essentiel d'améliorer ces régulateurs. Pour ce faire, nous employons les méthodes déterministes. Ces dernières sont très efficaces pour résoudre des problèmes dont il y a peu d'informations disponibles ou dont il faut prendre en considération plusieurs critères d'optimisation [2].

L'objectif principal de cette étude est de démontrer l'efficacité des méthodes stochastiques (Algorithmes génétiques) dans l'optimisation des gains des régulateurs PI utilisés dans la commande vectorielle à flux rotorique orienté pour les moteurs asynchrones à cage afin d'améliorer les performances.

Ce mémoire comporte trois chapitres:

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone à cage qui repose sur l'application de la transformation de Park en passant d'une représentation triphasée à une représentation biphasée.

Le deuxième chapitre est réservé à la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique.

Dans le troisième chapitre, nous proposons une technique d'optimisation du régulateur PI basée sur la méthode des algorithmes génétiques (AG) pour optimiser les gains des régulateurs. Finalement, une conclusion globale rendra compte de notre travail et soulignera les principaux résultats auxquels nous avons abouti.

Chapitre I

Modélisation de la machine

Asynchrone à cage

I.1.Introduction

Le moteur électrique le plus couramment utilisé dans l'industrie est le moteur asynchrone ou moteur à induction. La principale qualité de cette structure est qu'elle ne comporte pas de contacts électriques glissants, ce qui en fait une structure simple et solide facile à construire. La puissance peut varier de quelques watts à plusieurs mégawatts. En connexion directe avec le réseau industriel à tension et fréquence constantes, il fonctionne à une vitesse variable qui est très proche de la vitesse synchrone.

Dans le système triphasé, le modèle de la machine asynchrone présente des équations dont les coefficients varient en fonction du temps, ce qui rend leur résolution complexe. Pour rendre la résolution plus simple, on utilise une modélisation dite « transformation de Park » qui transforme le système triphasé en un système à deux axes orthogonaux. L'étude du régime de contrôle du flux, du couple, de la régulation de la tension et de la vitesse nécessite cette modélisation.

Ce chapitre abordera la modélisation linéaire de park d'une machine asynchrone, puis nous examinerons les données en effectuant une simulation numérique du modèle de la machine sélectionnée.

I.2.Présentation de la machine Asynchrone

Un schéma équivalent simplifié permet de représenter une machine d'induction à cage et de comprendre les principes de fonctionnement électrique de ce type de machine. Voici une vision d'ensemble :

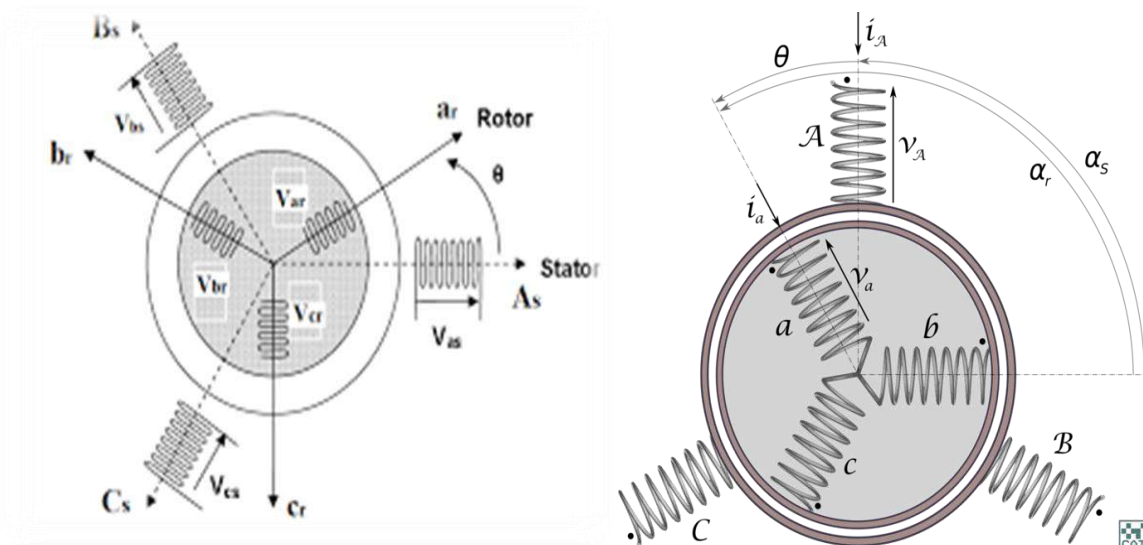


Figure (I.1) Représentation schématique de machine d'induction à cage

I.3. Constitution de la machine Asynchrone

La machine asynchrone est constituée de deux parties : une partie fixe (stator) et une partie tournante (rotor) (Figure I.2).

I.3.1. Le stator

Il est identique à un stator d'alternateur. C'est une armature cylindrique fixe, comportant un bobinage triphasé, alimenté par une source alternatif triphasée équilibrée de fréquence f .

I.3.2. Le rotor

Le rotor est la partie mobile du moteur asynchrone. Il comporte un enroulement constitué de conducteurs en court-circuit parcourus par des courants induits par le champ magnétique créé par les courants statoriques. Ce dernier peut se présenter sous deux formes [4]:

I.3.3. Le rotor à cage

Le rotor est constitué par des barres d'aluminium logées dans des encoches réparties uniformément à la périphérie du rotor. Ces barres sont court-circuitées par deux anneaux conducteurs et constituent une "cage d'écureuil". Cette cage est en fait un bobinage à grosse section et très faible résistance.

Ce rotor est simple et robuste mais ses paramètres sont fixes.

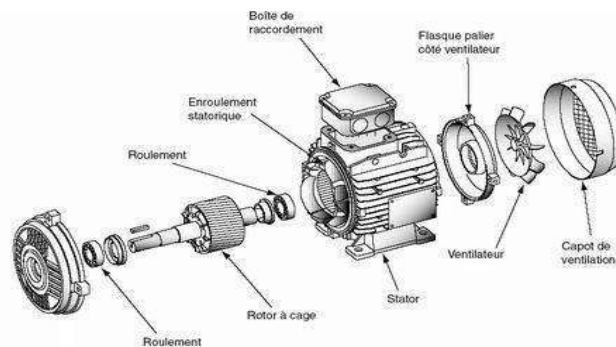


Figure (I.2) Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil [4]

I.4. Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone à cage

Le fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant, crée par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant (Loi de Lenz). Cette interaction électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor. De cette façon, le fonctionnement du moteur asynchrone est comparable à celui d'un transformateur dont l'enroulement secondaire est tournant, [5]-[6]

Dans le moteur asynchrone, l'onde du champ tournant se déplace dans l'entrefer du moteur avec la vitesse angulaire synchrone Ω_s liée à la fréquence d'alimentation f_s par l'expression

$$\Omega_s = 2\pi f_s / p \quad (I.1)$$

L'induction du courant rotorique est conditionnée par le glissement g qui est une caractéristique particulière du MAS sous l'effet des charges du couple résistant. Il est défini comme étant l'écart de vitesse entre la vitesse synchrone Ω_s et la vitesse du rotor Ω rapportée à la vitesse synchrone.

Le glissement g est alors donné par:

$$g = (\Omega_s - \Omega) / \Omega_s \quad (I.2)$$

I.5. Hypothèses simplificatrices

Le circuit magnétique est non saturé et parfaitement feuilleté au stator et au rotor (seuls les enroulements sont parcourus par des courants)

- La densité du courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs;
- Seul le premier harmonique d'espace de distribution de force magnétomotrice créée par chaque phase est considéré.
- L'entrefer est constant.
- Les inductances propres sont constantes.
- Les inductances mutuelles entre deux enroulements sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre leurs axes magnétiques.
- La symétrie de construction est parfaite;
- La machine est ramenée à sa forme bipolaire pour fins d'étude, les paires de pôles étant [7] introduites de façon judicieuse et intelligible.

I.6.Modélisation de la machine asynchrone a cage

I.6.1.Equation générales de la machine

Les principes fondamentaux de la machine asynchrone. Lorsqu'on prend en compte une machine asynchrone triphasée avec un stator et un rotor (Figure I.1), les trois types d'équations illustrent son fonctionnement:

I.6.1.1.Equations des tensions

Les équations de tension électrique des trois phases statoriques et rotoriques se présentent [8]:

$$\text{stator} \quad \left\{ \begin{array}{l} v_{sa} = R_{sa} i_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \\ v_{sb} = R_{sb} i_{sb} + \frac{d\phi_{sb}}{dt} \\ v_{sc} = R_{sc} i_{sc} + \frac{d\phi_{sc}}{dt} \end{array} \right. \quad (I.3)$$

$$\text{rotor} \quad \left\{ \begin{array}{l} v_{ra} = R_{ra} i_{ra} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \\ v_{rb} = R_{rb} i_{rb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} \\ v_{rc} = R_{rc} i_{rc} + \frac{d\phi_{rc}}{dt} \end{array} \right. \quad (I.4)$$

En désignant par :

$v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}, v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}$ Les tensions statoriques.

$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}, i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$: Les courants statoriques.

$\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}, \phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$: Les flux totaux à travers ses enroulements.

Rs: Résistance d'une phase statorique.

Rr: Résistance d'une phase rotorique.

I.6.1.2.Equations mécaniques

Pour analyser les propriétés dynamiques du moteur, il est nécessaire d'introduire l'équation du mouvement suivante [9]:

$$J \frac{d\Omega}{dx} = C_e - C_r - f_r \cdot \Omega \quad (I.5)$$

Avec :

J : le moment d'inertie

Ω : vitesse angulaire de rotation du moteur.

f_r : Coefficient de frottement.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : couple résistant.

L'équation de mouvement est représentée par le système transitoire, qui est défini comme suit.

$$J \frac{d\Omega}{dx} + f_r \cdot \Omega = C_e - C_r \quad (I.6)$$

I.7.Modèle de Park de la machine asynchrone

L'objectif de la transformation du parc est de réunir un grand groupe de scientifiques dans un espace au design unique. [10]

I.7.1.Transformation de PARK

Les expressions utilisées dans les équations des flux varient en fonction de l'angle θ , ce qui rend l'étude des régimes dynamiques très complexe. Afin de résoudre ce problème, une modification fondamentale est effectuée sur toutes les grandeurs (tensions, courants et flux) afin de simplifier considérablement les relations. On nomme ce changement de fondation la transformation de Park. Par conséquent, la machine sera gouvernée par un ensemble d'équations à coefficients invariables. [11]

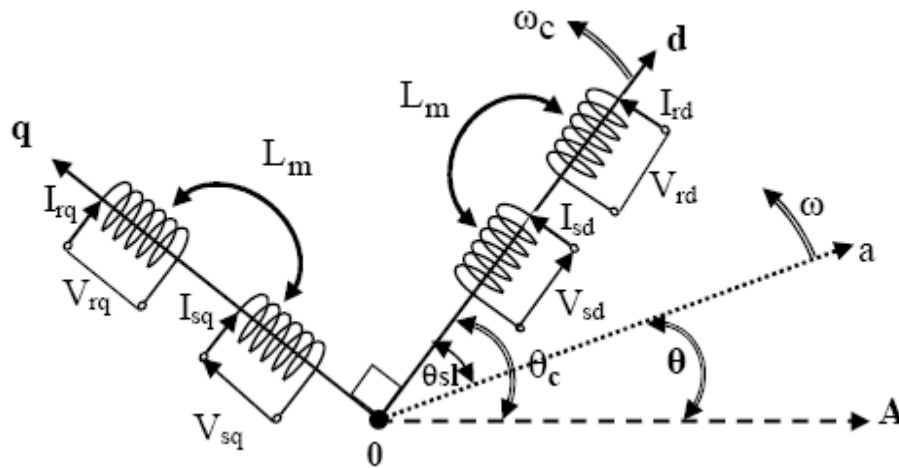


Figure (I.3) Représentation des enroulements fictifs d'axes d-q

$$\mathbf{P}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

Le changement de variables est donné par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_d \\ \mathbf{x}_q \\ \mathbf{x}_0 \end{bmatrix} = \mathbf{P} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_a \\ \mathbf{x}_b \\ \mathbf{x}_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

x_a, x_b, x_c peuvent représenter (courant, tensions ou flux) et x_0 représente la grandeur homopolaire.

La matrice inverse $\mathbf{P}^{-1}(\theta)$ est telle que : $\mathbf{P}^{-1} = \mathbf{P}^t$

$$\mathbf{P}^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

D'où les transformations inverses des variables :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_a \\ \mathbf{x}_b \\ \mathbf{x}_c \end{bmatrix} = \mathbf{P}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_d \\ \mathbf{x}_q \\ \mathbf{x}_0 \end{bmatrix}$$

I.8.Choix du référentiel

Pour concevoir une machine asynchrone, il faut démontrer sa grandeur par θ (d, q), qui forme un angle électrique avec le rotor et également avec le stator, un angle qui ne peut en aucun cas être déterminé, ce qui signifie qu'il est libre. Il existe trois options importantes pour ce

Réparer un stator, un rotor ou un héros dépend généralement des objectifs de l'application. [12]

I.8.1.Références associées au stator

Dans ce repère, les axes (d, q) sont immobiles selon le rapport avec la partie fixe $w_{réf} = 0$. Cette référence est le meilleur moyen de s'adapter au travail le plus en temps réel possible et la fonctionnalité n'a pas besoin d'être convertie au système réel. L'utilisation de ce système permet d'étudier les systèmes d'exploitation et de fournir aux machines des méthodes alternatives. [13]

I.8.2.Références associées au rotor

Dans ce repère, les axes (d, q) sont immobiles selon le rotor, tournant à une vitesse inférieure à W é $W_{réf} = w = p\Omega =$. L'utilisation de cette référence permet l'étude de systèmes transitionnels dans des dispositifs alternatifs synchrones et asynchrones avec connexion asymétrique des circuits rotoriques. [13]

I.8.3.Références associées au synchronisme

La vitesse du repère dq correspond à la vitesse du synchronisme (vitesse du champ tournant) dans cette situation. Ce référentiel sert à effectuer le contrôle vectoriel en raison de la continuité des grandeurs de réglage[14] :

$$\frac{d\phi_s}{dt} = w_s E t \frac{d\phi_r}{dt} = w_s - w \quad (I.10)$$

Avec ; $w_m = w$

I.9.Mise en équation du modèle de la machine

La littérature technique sur les machines électriques propose des équations générales (1) qui décrivent le fonctionnement des moteurs à courant alternatif dans un référentiel d-q. [15]

$$U_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - w_a \phi_{qs} \quad (I.11)$$

$$U_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + w_a \phi_{ds} \quad (I.12)$$

$$U_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (w_a - w_r) \phi_{qr} \quad (I.13)$$

$$U_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (w_a - w_r) \phi_{dr} \quad (I.14)$$

Dans un référentiel stationnaire d-q ($w_a = 0$), on réécrit les équations précédentes pour obtenir le modèle de la partie électrique du moteur asynchrone :

$$U_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \quad (I.15)$$

$$U_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \quad (I.16)$$

$$0 = U_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + w_r \phi_{qr} \quad (I.17)$$

$$0 = U_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - w_r \phi_{dr} \quad (I.18)$$

Le rotor du moteur asynchrone à cage étant fermé sur lui même (court-circuité), on prend u_{dr} et u_{qr} égales à zéro.

Les flux couplés statoriques et rotoriques sont obtenus à partir des inductances propres et mutuelles :

$$\phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_{sr} i_{dr} \quad (I.19)$$

$$\phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_{sr} i_{qr} \quad (I.20)$$

$$\phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_{sr} i_{ds} \quad (I.21)$$

$$\phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_{sr} i_{qs} \quad (I.22)$$

I.9.1.Expression du couple Electromagnétique

Une expression du couple électromagnétique, exprimée à partir grandeurs dans le repère (α, β) peut être donnée par [16] [17] :

$$C_e = p \frac{M_{sr}}{L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) = p k_r (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (I.23)$$

Sous forme vectoriel on peut écrire l'équation du couple électromagnétique comme suit :

$$c_e = p k_r \left| \overline{\phi_r} \times \overline{I_s} \right| \quad (I.24)$$

L'équation caractérisant l'interaction électromécanique est donnée par: [17]

$$J \frac{d\Omega}{dx} + f_r \cdot \Omega = C_e - C_r \quad (I.25)$$

c_e ; Couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r ; Couple résistant de la charge

$J \frac{d\Omega}{dx}$; Couple d'inertie des masses en rotation rapporté au rotor

$f_r \cdot \Omega$; Couple des frottements visqueux.

I.10. La simulation de la machine asynchrone cage

I.10.1. Le schéma de simulation

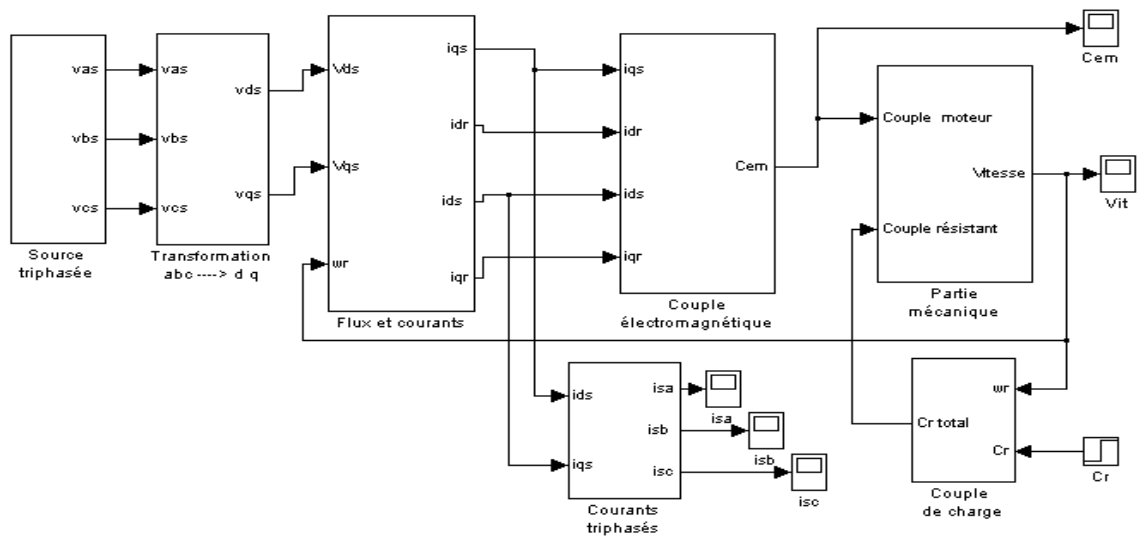
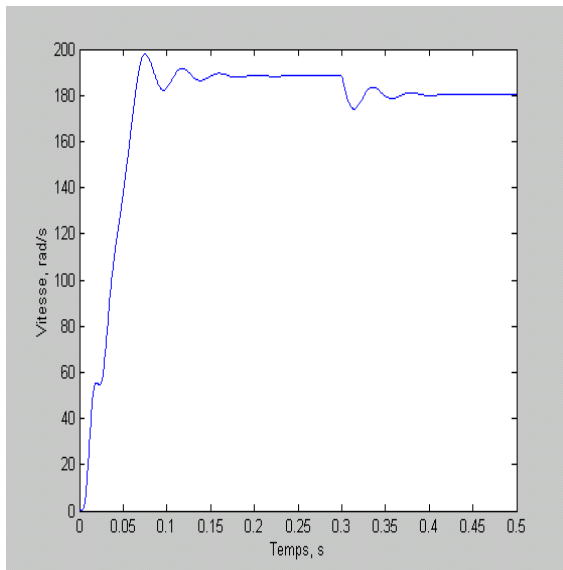
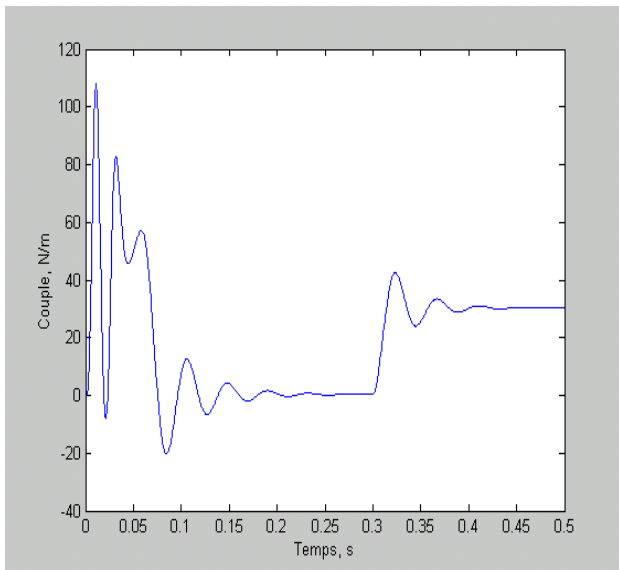


Figure (I.4) Modèle SIMULINK d'un moteur asynchrone à cage

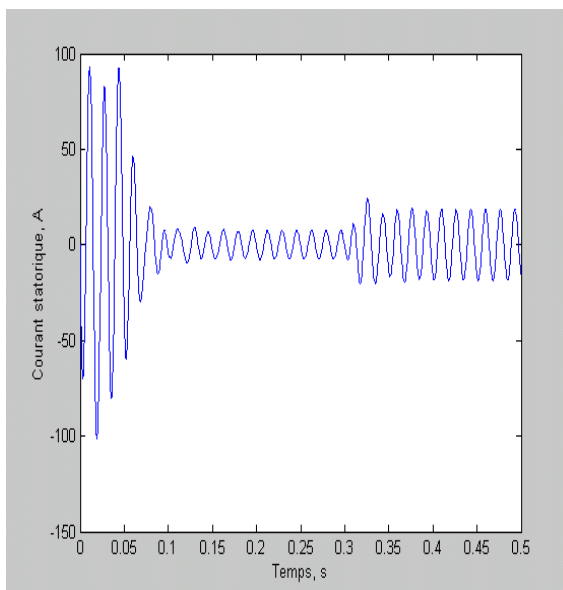
I.10.2. Les résultats de la simulation



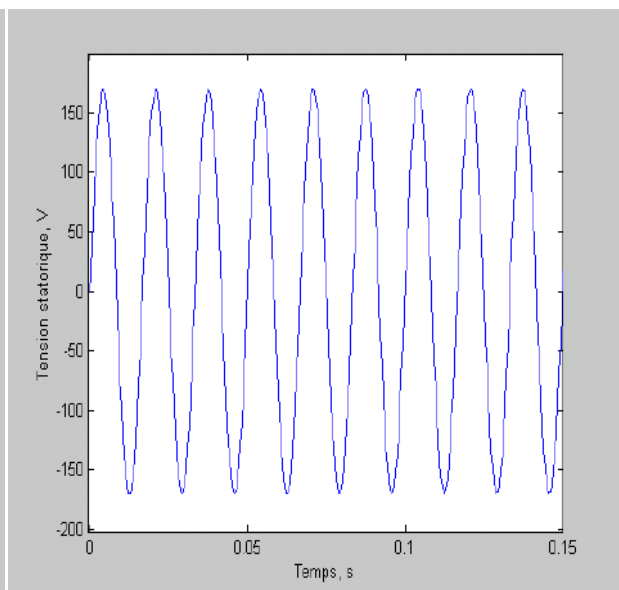
a) Vitesse



b) Couple électromagnétique



c) Courant statorique



d) Tension statorique

Figure (I.5) Les résultats de la simulation

I.10.3.Interprétation de résultats

Les résultats de simulation donnés par les figures ci-dessus représentent l'évolution des grandeurs fondamentales de la machine asynchrone: la vitesse (Ω), le couple électromagnétique (C_{em}), les courants statorique et rotoriques.

- La simulation a été réalisée au démarrage à vide, et à l'instant $t = 0.3s$ on applique une charge nominale : ($C_r = 25Nm$).
 - Vitesse du rotor : A l' instant $t = 0.3$ sec, on applique un couple de charge (25 N.m) la vitesse reste toujours constante. cela donc un avantage de la machine asynchrone à cage.
 - Couple électromagnétique : Le couple reste stable dans le régime établi mais oscille durant un faible temps en régime transitoire, A l'instant $t = 0.3$ sec, on applique un couple de charge (25 N.m).

I.11.conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la représentation de la machine triphasée asynchrone. Nous avons obtenu un modèle mathématique en utilisant la transformation de Park, en prenant en considération les hypothèses simplificatrices requises pour diminuer sa complexité. Dans cette section, la machine opère dans sa configuration normale. Afin de maîtriser le fonctionnement dynamique de la machine, le prochain chapitre se concentrera sur la commande de la MAS.

Chapitre II

Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à Cage

II.1.Introduction

La commande vectorielle, également connue sous le nom de commande à orientation du flux, vise à garantir un certain découplage dans les moteurs à courant alternatif, de manière à ce que le flux et le couple de ces moteurs soient régulés de manière indépendante. La commande d'une machine asynchrone est complexe car son modèle mathématique dans la configuration de Park est non linéaire, multivariable et fortement couplé, ce qui implique un couplage complexe entre les deux armatures stator et rotor[18].

Seulement dans les années 70, des solutions aux problèmes mentionnés ont été développées grâce à Blaschke et Huasse qui ont réalisé la première commande découplée de la machine asynchrone afin d'obtenir une situation similaire à celle d'un moteur à courant continu [18]. Dans ce chapitre, nous allons exposer l'utilisation de régulateurs classiques de type PI pour la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone alimentée en tension, ainsi que les résultats de simulation de cette commande.

II.2.Etude de la commande vectorielle

II.2.1.Introduction à la commande vectorielle

La technologie la plus couramment employée pour les moteurs à vitesse variable des machines asynchrones est la commande vectorielle à flux rotorique orienté. Son utilisation permet de réguler la vitesse et le couple, offrant des performances dynamiques stables et élevées, ainsi qu'un contrôle optimal des systèmes de distribution. Il vise à obtenir un contrôle de flux autonome et un couple électromagnétique semblable à celui d'un moteur à courant continu, où le courant d'excitation du contrôle de flux est séparé naturellement du courant du moteur lié au couple. Par la suite, la commande est élaborée dans le système d'axes (d,q) lié au champ rotorique pour que l'axe (d) soit en accord avec le flux rotorique, ce qui signifie maintenir la composante directe du flux. [19]

II.2.2.Commande vectorielle (FOC : Field Oriented Control)

Blaschke l'a introduit en 1972 et a pour objectif de diminuer le comportement MAS par rapport au comportement MCC en séparant le flux du couple. Toutefois, Il est nécessaire d'installer un capteur mécanique sur l'arbre MAS et il reste sensible aux modifications. [20].

II.2.3. Pourquoi la commande vectorielle

L'objectif du contrôle du flux est de distinguer les quantités qui participent à la magnétisation de la machine et à la production de couple. En mathématiques, la loi de commande implique de générer toutes les modifications nécessaires pour passer d'un système structurel double linéaire à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création de flux et la production de couple, comme dans le cas du courant continu de la machine avec excitation séparée. [21]

La séparation de ce processus offre une réponse de couple extrêmement rapide, une large plage de contrôle de vitesse et une grande efficacité pour une grande variété de charges dans un état stable. [22]

II.2.4. Variantes de la commande vectorielle

Lors de l'utilisation de la commande de vecteur de flux pour les moteurs électriques, il est possible d'atteindre le mode de fonctionnement souhaité en optimisant la position des vecteurs périodiques et les résultats des vecteurs de flux. Il existe de nombreuses variantes du principe de commande dans la littérature. Différentes méthodes ont été présentées, et elles peuvent être classées en deux catégories principales[23] :

- ✓ Commande en tension.
- ✓ Commande en courant.

Selon l'orientation du repère (d, q) :

- ✓ Le flux rotorique.
- ✓ Le flux statorique.
- ✓ Le flux de l'entrefer.

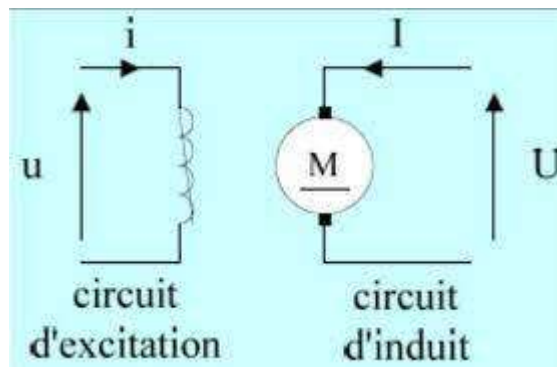
Selon la détermination de la position du flux :

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

II.2.5. Principe de la commande vectorielle

Grâce au découplage, il est possible de représenter la machine asynchrone comme une machine à rotation continue grâce à cette nouvelle méthode de contrôle. Cela permet combiner les avantages des caractéristiques d'un moteur continu et l'absence de complexe mécanique. . Pour organiser le couplage d'une machine de remplacement, il est nécessaire de

contrôler les courants d'alimentation en phase et en amplitude, au moyen d'un contrôle vectoriel. Seule la tension I.D. doit être maintenue pour effectuer une commande similaire aux machines à courant continu pour une excitation discrète et pour réguler la vitesse ou la position I_q du courant traversant la tension q V. Par méthode physique, cette approche consiste à rendre le le flux de réaction d'induction correspond au flux rotatif produit de manière égale. [24]



Figure(II.1) Machine à Courant Continu

l'expression du couple devient comme suit :

$$C_e = P\phi_f i_q \quad \text{II.1}$$

La commande vectorielle sert alors à contrôler les deux composantes (i_d) et (i_q) du courants statorique en imposant les tensions (V_d) et (V_q) qui conviennent. pour imposer ces tensions il suffit d'imposer les tensions de référence (V_{qref}) et (V_{dref}) à l'entrée de l'onduleur. A l'aide des (dref) régulateurs, nous allons obtenir des courants de référence (i_{qref}) et (i_{dref}).

II.3.Choix de type d'orientation de flux

II.3.1.Principe de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique

Contrôler le flux rotorique en direction signifie distinguer les grandeurs qui créent le couplage électromagnétique et le flux rotorique. Ceci peut être réalisé en ajustant le flux rotorique à l'aide d'un axe de référence connecté à l'arbre du rotor.

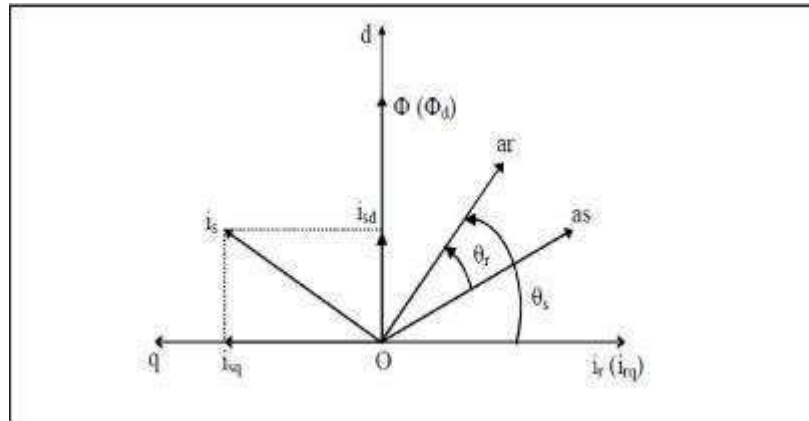


Figure (II.2) Orientation du flux rotorique

En agissant sur les variables **Isd** et **Isq**, les grandeurs Φ_r et C_{em} sont commandées séparément, cela se traduit par Alignement de vecteur du flux rotorique sur l'axe d. Les objectifs de la commande sont les suivants:

- Pour contrôler le flux du rotor ϕ_N en fonction du composant **Isd** unique.
- Contrôler la composante **Isq** à courant statorique pour imposer un couple électromagnétique

L'amplitude du flux rotorique est déterminée uniquement par la composante directe Isd, tandis que le couple ne dépend pas de la composante portant Isq. Si le flux rotorique est continuellement constant. Cependant, le courant constant peut être divisé en deux termes représentant le flux. et le couple respectivement. Maintenant, nous demandons une structure similaire au corps de la machine à courant continu. [26]

- Commande indirecte: la phase du flux du rotor est estimée à partir d'une relation qui donne la vitesse de glissement.
- Commande direct: la phase du flux du rotor est mesurée par un capteur physique, ou estimée à l'aide d'un modèle dynamique.

Il est nécessaire de connaître la position du flux tournant dirigé à chaque instant et de correspondre à l'axe direct pour assurer une bonne séparation du flux et du couple, afin qu'il soit le point de travail dans le rond-point. [26]

II.3.2. Structure de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique.

II.3.2.1. Contrôle directe de Flux

Ce mode de contrôle est appelé « régulation de débit constant » par une série de réactions qui nécessitent de mesurer ou d'estimer leurs variations. Cette méthode consiste à déterminer la position et l'unité de flux suivie par le système d'exploitation. Ces doubles procédures sont utilisées :

- Mesurer le débit dans l'insert de l'appareil à l'aide d'un récupérateur. Le principe gênant de cette technologie réside dans le fait que les capteurs de débit sont très fragiles mécaniquement et ne peuvent pas fonctionner dans des conditions extrêmes telles que des vibrations et des mouvements excessifs, et que leur fréquence varie avec la vitesse requise par les filtres réglables.

Estimation du débit à l'aide de méthodes mathématiques. Cette méthode est raisonnable pour les différences dans les paramètres de l'appareil. [27]

Ce système de contrôle assure un concassage correct du tuf et du couple, et peut importer le point de fonctionnement. Un avantage simple est beaucoup plus d'argent lorsque vous tenez compte des anomalies dans les paramètres de l'appareil.

La métrique Motorsil n'est pas exécutable :

- Difficulté de filtrage mesurée.
- Fournit une mesure de température moyenne en fonction de la température ci-dessus.
- Niveau élevé de condensateur + filtre. [28]

II.3.2.2. Contrôle indirecte de Flux

Il s'agit d'une méthode de contrôle basée sur le principe de ne pas évaluer (ou estimer) l'amplitude du flux, mais uniquement de déterminer la position. La méthode consiste à évaluer la position du vecteur de flux et à ajuster l'amplitude sous la forme d'une sphère ouverte. Le modèle machine est utilisé dans le système transitionnel pour évaluer les tensions ou les courants qui assurent le sens d'écoulement et le découplage. Cela se rapproche du développement des microprocesseurs, ce qui est très raisonnable dans le domaine. face aux fluctuations. [29]

II.4. Estimation du flux rotorique

Il est essentiel de pouvoir estimer les quantités statoriques à partir des quantités statoriques, car seules les quantités statoriques sont accessibles. [30]

Les estimateurs de flux rotatifs sont généralement distribués en quatre types : évalués à partir du modèle actuel, évalués à partir de la méthode de retrait et estimés à partir du modèle de contrainte et de l'estimateur de l'arrangement global. Les estimations de ces machines asynchrones sont toutes issues d'équations de la modélisation. [30]

Puisque les capteurs utilisés pour mesurer le flux rotorique présentent des inconvénients, nous proposons une méthode qui repose sur un modèle de flux dynamique dans lequel nous pouvons estimer le flux du rotor à partir de quantités facilement quantifiables comme les tensions, les courants et la vitesse de rotation. Dans cette approche, nous utilisons la combinaison de tensions statoriques et de courants afin de déterminer le flux du stator. Par la suite, on calcule le flux rotorique en se basant sur le flux du stator. [31]

II.5. Commande vectorielle indirecte avec régulateur de vitesse

II.5.1. Synthèse des régulateurs PI

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les régulateurs à action proportionnelle-intégrale PI sont largement utilisés. L'action proportionnelle du régulateur P garantit la rapidité de la réponse dynamique, tandis que l'action intégrale élimine l'erreur statique en régime permanent.

L'objectif de l'utilisation des régulateurs est de garantir une plus grande résistance aux perturbations internes ou externes. Nous avons utilisé des correcteurs à action proportionnelle-intégrale (PI) dans notre étude. [32]

II.5.1.1. Calcul des paramètres du régulateur des courants

La figure suivante montre le schéma fonctionnel de régulation des courants valable selon les deux axes «q » et «d ».

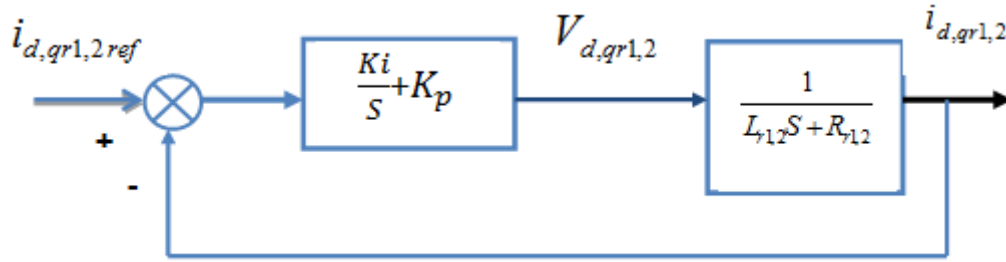


Figure (II.3) Schéma de régulation des courants

La fonction de transfert en boucle fermée de la Fig. (II. 3) est écrite comme suit :

$$\frac{i_{dqr1.2}}{i_{dqr1.2ref}} = \frac{(k_p + k_i s)}{L_s^2 + (R + k_p)s + k_i} \quad \text{II.2}$$

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

$$p(s) = \frac{1}{\sigma s + 1} \quad \text{II.3}$$

$$\frac{(k_p + k_i s)}{L_s^2 + (R + k_p)s + k_i} = \frac{1}{\sigma s + 1} \quad \text{II.4}$$

Ce qui Donne:

$$k_p \sigma s^2 + (k_i \sigma + k_p)s + k_i = \sigma s^2 + (b + k_p)s + k_i \quad \text{II.5}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} k_p = \frac{a}{\sigma} \\ k_i = \frac{b}{\sigma} \end{array} \right. \quad \text{II.6}$$

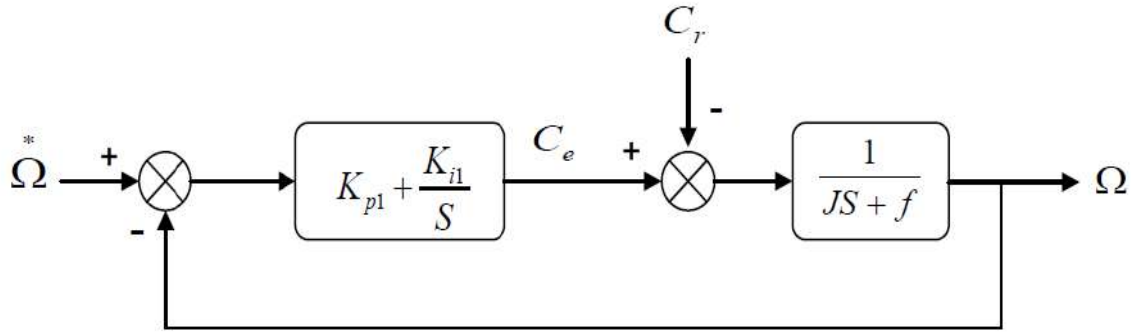
$$\left\{ \begin{array}{l} k_{p1} = \frac{L_1}{\sigma} \\ k_{i1} = \frac{R_1}{\sigma} \end{array} \right. \quad \text{II.7}$$

et

$$\begin{cases} k_{p2} = \frac{L_2}{\sigma} \\ k_{i2} = \frac{R_2}{\sigma} \end{cases} \quad \text{II.8}$$

On prend $\sigma = \frac{\sigma_r}{6}$ pour avoir une dynamique du processus rapide, avec $\sigma_r = \frac{L_r}{R_r}$ est la constante de temps électrique (rotorique) du système. Le schéma bloc de découplage en tension (Field Oriented Control: FOC)

II.5.1.2. Calcul des paramètres du régulateur de vitesse



Figure(II.4) Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse

$$\Omega = \frac{1}{Js+f} (c_e - c_r) \quad \text{II.9}$$

$$\Omega = \frac{1}{Js+f} \left(k_{p1} + \frac{k_{i1}}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{Js+f} c_r \quad \text{II.10}$$

$$\Omega = \frac{k_{p1}s + k_{i1}}{Js^2 + (k_{p1} + f)s + k_{i1}} \Omega^* - \frac{s}{Js^2 + (k_{p1} + f)s + k_{i1}} c_r \quad \text{II.11}$$

On considère que le courant I_{sq} est parfaitement régulé et $C_r = 0$ la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par ;

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{\left(\frac{1}{Js+f} \right) \left(k_{p1} + \frac{k_{i1}}{s} \right)}{1 + \left(\frac{1}{Js+f} \right) \left(k_{p1} + \frac{k_{i1}}{s} \right)} = \frac{1 + \tau_1 s}{1 + \left(\tau_1 + \frac{f}{k_{i1}} \right) s + \frac{J}{k_{i1}} s^2} \quad \text{II.12}$$

Avec ;

$$\tau_1 = \frac{k_{P1}}{k_{i1}} \quad \text{II.13}$$

$$\frac{1}{1 + \frac{2\zeta_1}{w_n}S + \frac{S^2}{w_n^2}} \quad \text{II.14}$$

On trouve que :

$$\frac{J}{k_{i1}} = \frac{1}{w_n^2} \quad \text{II.15}$$

$$\frac{2\zeta_1}{w_n} = \tau_1 + \frac{f}{k_{i1}} \quad \text{II.16}$$

ζ_1 : Coefficient d'amortissement

w_n : Pulsation du système

Pour un coefficient d'amortissement ζ_1 de 1, nous avons $w_n t_{rep1} = 4,75$

Les paramètres du régulateur **PI** sont alors les suivants ;

$$\left\{ \begin{array}{l} k_{i1} = J \left(\frac{4.75}{t_{rep1}} \right)^2 \\ K_{P1} = J \frac{9.5}{t_{rep1}} - f \end{array} \right. \quad \text{II.17}$$

II.5.1.3. régulateur de flux

Le

découplage proposé à la (Fig.II.5) permet d'écrire

$$\Phi_r = \frac{k_3}{(s+Y)\left(s+\frac{1}{T_r}\right)} V_{sd1} \quad \text{II.18}$$

Avec ;

$$k_3 = \frac{L_m}{\sigma L_s T_r} \quad \text{II.19}$$

Nous pouvons représenter le système par le schéma suivant (Figure.II.5)

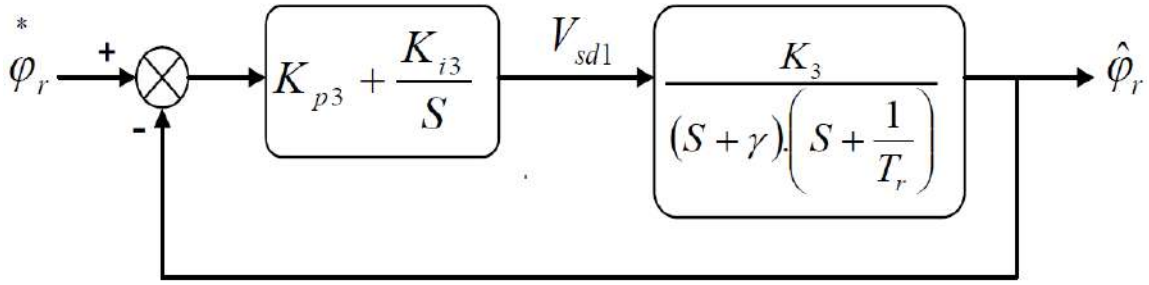


Figure (II.5) Schéma fonctionnel de la régulation de flux

La condition est obtenue lorsque les pôles les plus lents sont compensés par le numérateur de la fonction de transfert de notre régulateur.

$$\frac{k_{i3}}{k_{p3}} = \frac{1}{T_r} \quad \text{II.20}$$

La fonction de transfert du système est maintenant écrite en boucle ouverte.

$$FTPO(S) = \frac{k_{p3}k_3}{s(s+Y)} \quad \text{II.21}$$

Le système en boucle fermée se caractérise par l'équation suivante.

$$\frac{1}{k_{p3}k_3}S^2 + \frac{Y}{k_{p3}k_3}S + 1 = 0 \quad \text{II.22}$$

Nous avons donc à résoudre le système suivant afin de déterminer la forme canonique du deuxième ordre.

$$\frac{1}{k_{p3}k_3} = \frac{1}{W_n} \quad \text{II.23}$$

$$\frac{1}{k_{p3}k_3} = \frac{2\zeta_1}{W_n} \quad \text{II.24}$$

Le gain k_{p3} est donné par

$$k_{p3} = \frac{Y^2}{k_3 2\zeta_1^2} \quad \text{II.25}$$

L'équation permet de réduire k_{i3}

$$k_{i3} = \frac{1}{T_r} k_{p3} \quad \text{II.26}$$

II.6.Bloc de dé fluxage

Les opérations toutes vitesses caractérisant le fonctionnement de la MAS sont réalisées par un bloc de défluxage . Ce dernier est défini par la non-linéarité suivante : [33]

$$\phi_r = \begin{cases} \phi_{rn} & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \phi_{rn} \frac{\Omega_n}{|\Omega|} & \text{si } |\Omega| \geq \Omega_n \end{cases} \quad \text{II.27}$$

Avec :

ϕ_{rn} =Flux rotorique nominal

Ω_n =Vitesse de rotation nominale

Le bloc de défluxage est représenté par la figure(II.6).

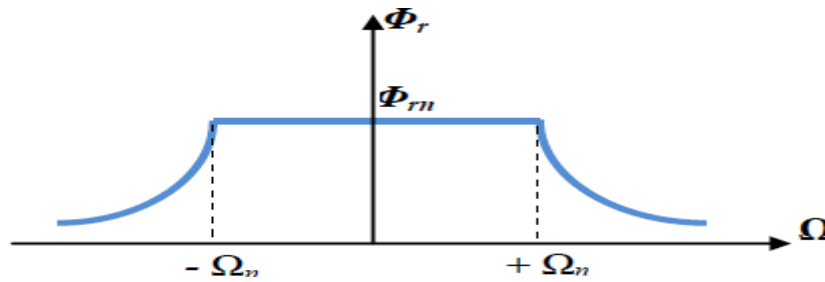


Figure (II.6) Bloc de dé fluxage

II.7. Modèlesimulink de a Commande Vectorielle Directe

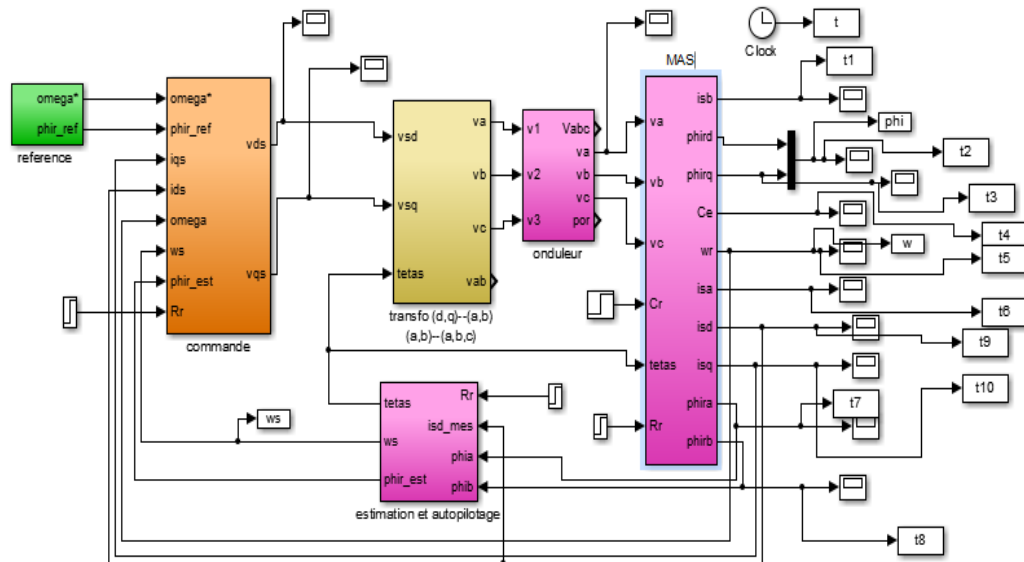


Figure (II.7) simulink de a Commande Vectorielle Directe

II.8. Les résultats de simulation

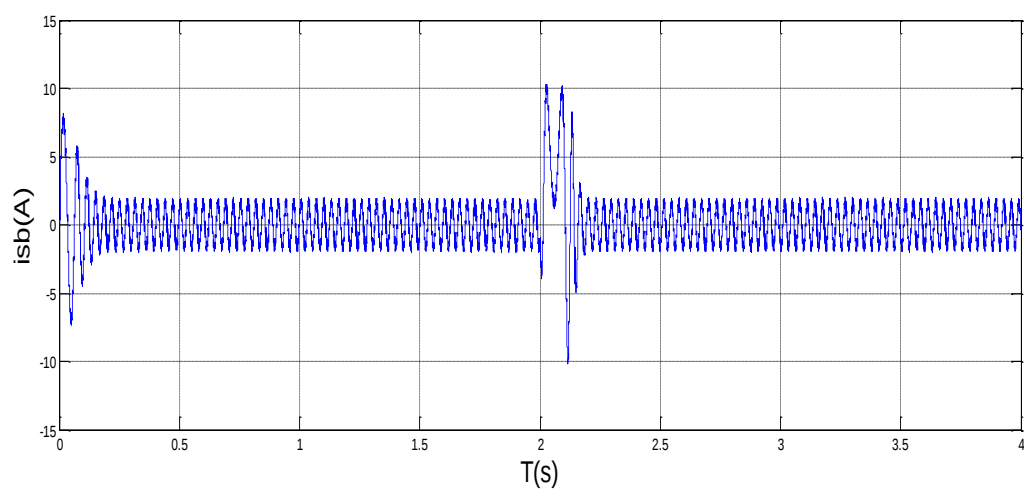
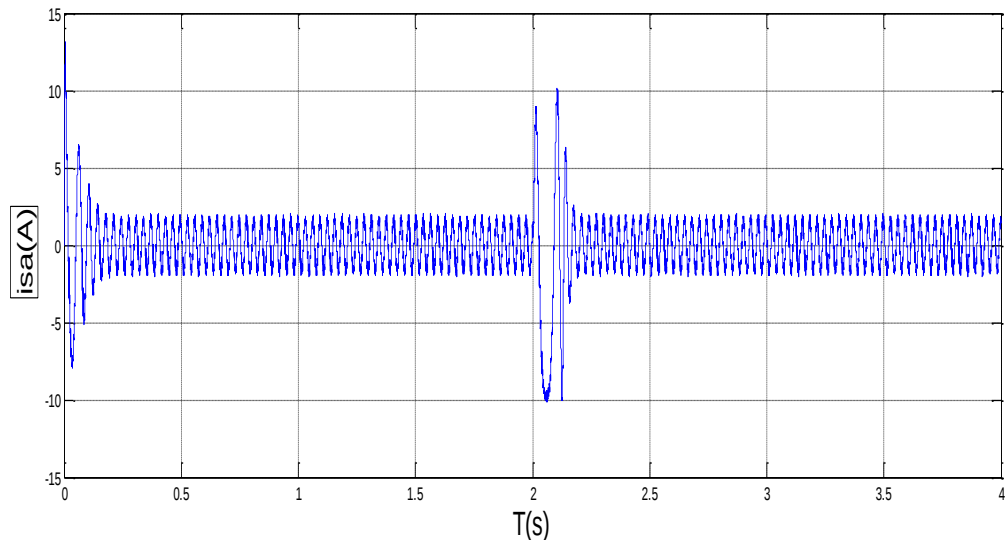
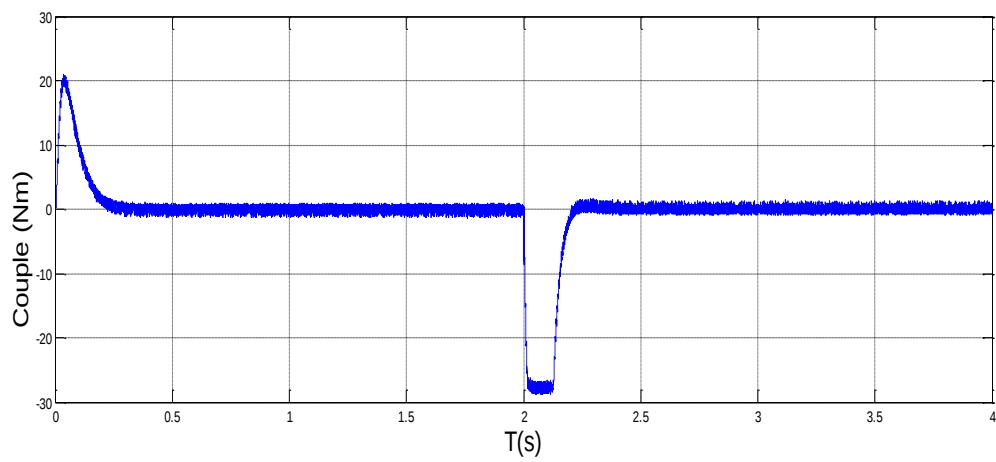


Figure (II.8) courants isb(A)

**Figure (II.9) courants $i_{sa}(A)$** **Figure (II.10) Couple (Nm)**

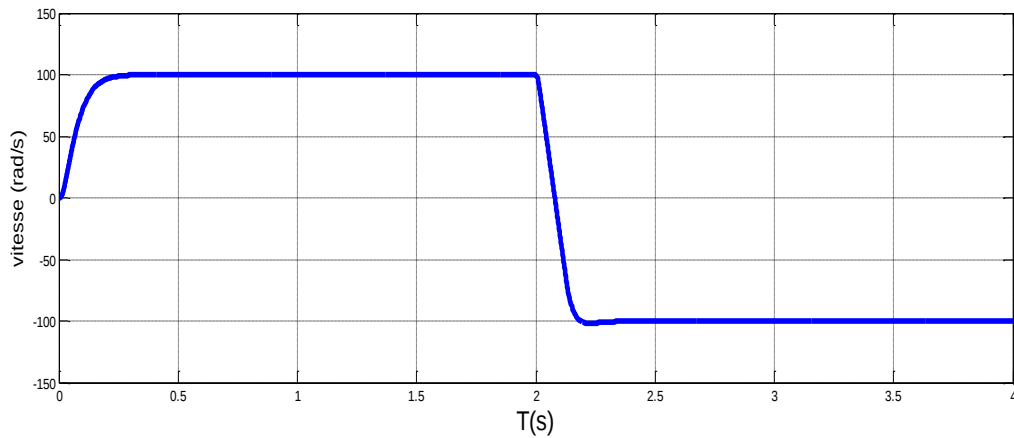


Figure (II.11) vitesse w_r

II.9. Interprétation des résultats

La figure (II .11) montre le réglage de la vitesse par la commande vectorielle directe pour la MAS alimentée en tension. Les simulations reportées sur les figures précédents montrent le comportement de la MAS lors d'un démarrage à vide avec une vitesse de 100(rad/s) de référence, puis l'application d'un couple de charge nominale 20 N.m à $t_1=2s$.

Les figures montrent que le réglage donne des résultats satisfaisants :

- La vitesse de rotation suit la vitesse de référence.
- Le courant est bien limité à sa valeur admissible.
- Le découplage est obtenu entre le courant I_{ds} et le couple électromagnétique

II.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé la méthode de contrôle de flux rotorique direct appliquée à la machine asynchrone pour ajuster le courant et la vitesse. Grâce à cette méthode, nous avons réussi à maintenir un découplage optimal entre le couple et le flux, ce qui confère à la machine asynchrone des caractéristiques similaires à celles d'une machine à courant continu. Ainsi, le contrôle de la vitesse en est simplifié.

Chapitre III

Optimisation des régulateurs par les Algorithmes génétiques

III.1.Introduction

Les méthodes d'optimisation sont subdivisées en deux familles : les méthodes déterministes et les méthodes stochastiques.

Les méthodes stochastiques sont des méthodes où l'approche de l'optimum est entièrement guidée par un processus probabiliste et aléatoire (stochastique). Ces méthodes ont une grande capacité de trouver l'optimum global du problème. Contrairement à la plupart des méthodes déterministes, elles ne nécessitent ni de point de départ, ni la connaissance du gradient de la fonction objectif pour atteindre la solution optimale. Cependant, elles demandent un nombre important d'évaluations de la fonction objectif avant d'arriver à la solution du problème.

Parmi les méthodes stochastiques les plus employées, nous distinguons le recuit simulé développé par Kirkpatrick en 1983, la recherche tabou développée par Glover en 1989 et 1990 et par Hu en 1992 et les méthodes évolutionnistes comme les Algorithmes Génétiques développés par Holland en 1975. Cette dernière méthode sera appliquée dans la détermination des régulateurs optimaux.

III.2.Algorithme génétique : Principe de base

Les algorithmes génétiques sont des méthodes d'optimisation qui cherchent les points extrêmes d'une fonction définie sur une plage de données. Ils sont fondés sur les principes de l'évolution de Darwin et de la génétique, et fonctionnent comme une population en passant par les étapes de sélection, de croisement et de mutation.

Les algorithmes génétiques explorent plusieurs points de l'espace en se basant sur les informations fournies par la fonction, sélectionnant les points qui ont les valeurs les plus élevées à chaque génération pour engendrer une nouvelle population par le croisement et la mutation. Un optimum est calculé à chaque génération pour optimiser la fonction.

Pour utiliser cet algorithme, il est important de suivre un processus spécifique. Les AG sont été développées par John Holland (Holland 1975), ses collègues et ses étudiants à l'université du Michigan. Leurs recherches avaient deux objectifs principaux [17] :

- ✓ Il s'agit de mettre en lumière et de décrire avec précision les mécanismes qui permettent aux systèmes naturels de s'adapter, en les expliquant de façon rigoureuse.
- ✓ L'objectif est de créer des systèmes artificiels, en particulier des logiciels, possédant les propriétés essentielles des systèmes naturels. Cette méthode a conduit à des

avancées significatives dans les sciences des systèmes naturels, ainsi que dans celles des systèmes artificiels.

Il est crucial que les systèmes artificiels soient robustes à divers égards. Si des efforts sont faits pour améliorer leur solidité, cela pourrait permettre de limiter les coûteuses modifications.

Les systèmes existants peuvent assurer leur fonctionnalité de manière plus efficace et durable en atteignant des niveaux supérieurs d'adaptation.

Le fonctionnement des AG se base principalement sur les étapes suivantes :

- **Création d'une population initiale:** une population initiale de taille N chromosomes.
- **Evaluation de chaque individu :** chaque chromosome est décodé puis évalué.
- **Sélection des "meilleurs" individus :** création d'une nouvelle population de chromosomes par l'utilisation d'une méthode de sélection appropriée.
- **Reproduction (Croisement et Mutation).**
- **Formation d'une nouvelle génération.**
- **Retour** à l'étape 2 tant que la condition d'arrêt du problème n'est pas satisfaite.

Ce fonctionnement peut être illustré plus en détails par l'organigramme général de figure (III.1)

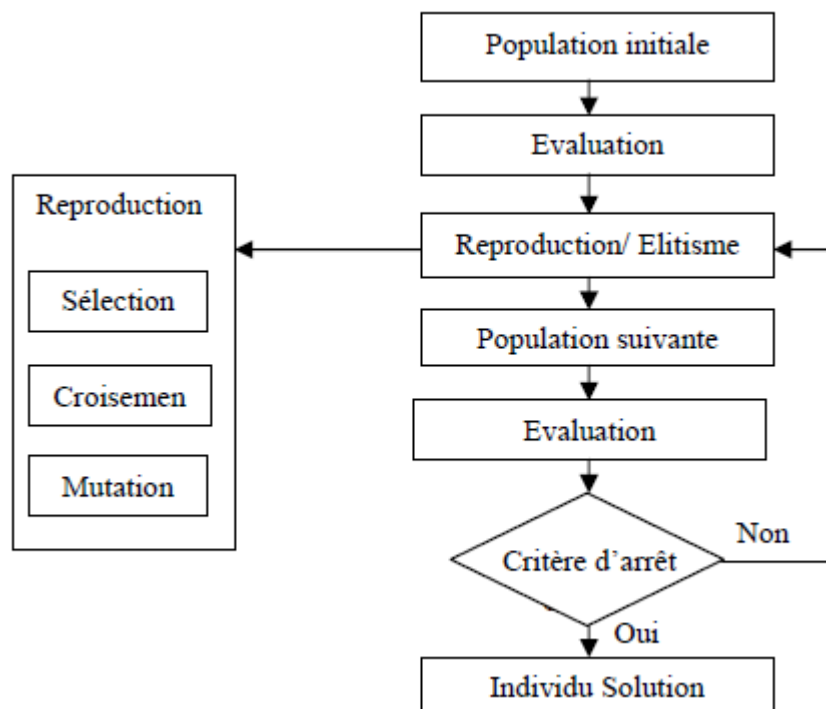


Figure (III.1) Organigramme des AG

III.3.Description du Toolboxes du MATLAB

Pour ouvrir l'outil d'optimisation, on clique `optimtool` dans l'environnement ou l'espace de command Window et qui nous affiche l'image du Toolboxes du MATLAB est illustrée sur la figure (III.2) ci-dessous

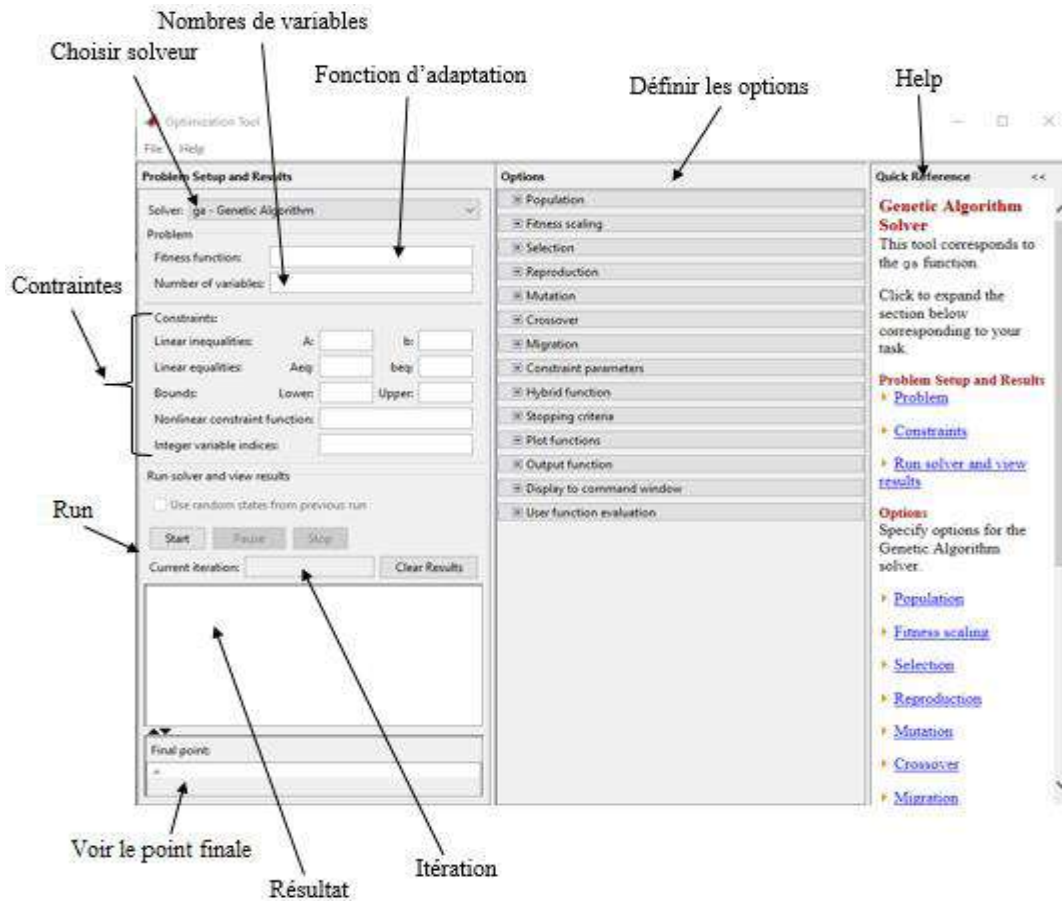


Figure (III.2) Toolbox du MATLAB

III.3.1.Options

III.3.1.1.Population

Les valeurs par défaut sont affichées dans le panneau ci-dessous.

Population

Population type: Double vector

Population size: ☒ Use default: 20
☐ Specify:

Creation function: Constraint dependent

Initial population: ☒ Use default: []
☐ Specify:

Initial scores: ☒ Use default: []
☐ Specify:

Initial range: ☒ Use default: [0;1]
☐ Specify:

III.3.1.2.Reproduction

Les valeurs par défaut sont affichées dans le panneau ci-dessous.

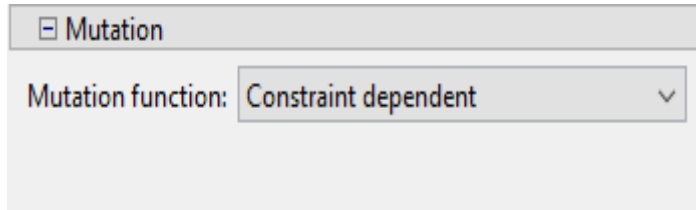
Reproduction

Elite count: ☒ Use default: 2
☐ Specify:

Crossover fraction: ☒ Use default: 0.8
☐ Specify:

III.3.1.3.Mutation

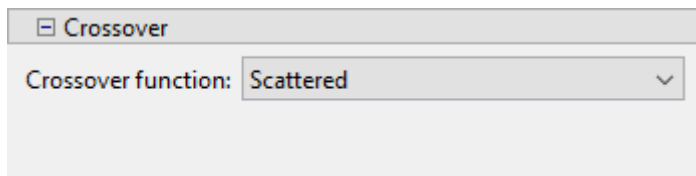
Les valeurs par défaut sont affichées dans le panneau ci-dessous.



The screenshot shows a panel titled "Mutation" with a dropdown menu for "Mutation function:" set to "Constraint dependent".

III.3.1.4.Croisement

Les valeurs par défaut sont affichées dans le panneau ci-dessous.



The screenshot shows a panel titled "Crossover" with a dropdown menu for "Crossover function:" set to "Scattered".

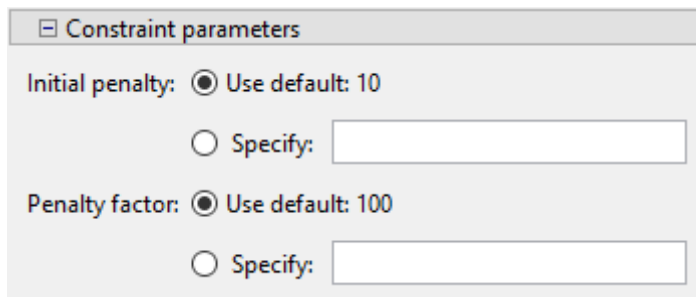
III.3.1.5.Migration

La migration se réfère à la circulation de personnes entre les subdivisions d'une population, qui sont créées de manière algorithmique si la taille de la population est représentée par un vecteur de longueur supérieure à 1. Les individus les plus performants d'une subdivision remplacent les moins performants d'une autre subdivision.

Les valeurs par défaut sont affichées dans le panneau ci-dessous.

III.3.1.6.Constraint parameters

Les valeurs par défaut sont affichées dans le panneau ci-dessous.

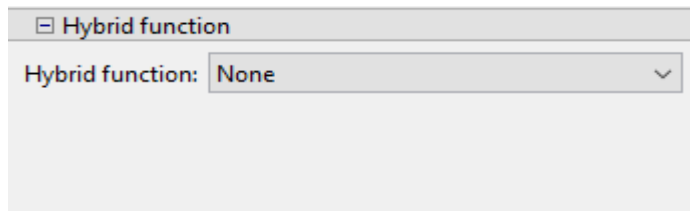


The screenshot shows a panel titled "Constraint parameters" with two sections. The first section, "Initial penalty:", has a radio button selected for "Use default: 10" and an unselected radio button for "Specify:" followed by an empty text box. The second section, "Penalty factor:", has a radio button selected for "Use default: 100" and an unselected radio button for "Specify:" followed by an empty text box.

III.3.1.7.Fonction hybride (Hybrid function)

La fonction hybride nous permet de définir une fonction de minimisation supplémentaire qui est exécutée à la fin de l'algorithme génétique.

Les valeurs par défaut sont affichées dans le panneau ci-dessous.



III.3.1.8.Conditions d'arrêt de l'algorithme (Stopping Conditions for the Algorithm)

Lorsque l'une des conditions requises n'est pas remplie, l'algorithme cesse de fonctionner. Les valeurs de ces critères peuvent être précisées dans les paramètres d'arrêt de l'outil d'optimisation.

Les valeurs par défaut sont affichées dans le panneau ci-dessous.

III.4.Résultats de la méthode AG

Les paramètres de l'algorithme génétique choisis sont :

- population initiale =50 ;
- probabilité de croisement =0.8 ;
- probabilité de mutation =0.2 ;
- Nombre maximal de générations = 200* nombre de variables.

Les résultats de l'optimisation sont présentés et récapitulés dans les tableaux III.1

Tableau.III.1 Résultats de la méthode AG

gains de régulateur	Sans Optimisation	AG
Kp	7.5	7.567
Ki	12	12.804

III.5.Intégrale de la valeur absolue de l'erreur (IAE)

La valeur absolue totale de l'erreur est exprimée par :

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t, x)| dt \quad \text{III.1}$$

Le critère sert à évaluer la disparité de surface entre la valeur de consigne et la valeur mesurée, et a pour objectif de supprimer les erreurs mineures.

III.6.Intégrale du carré de l'erreur (ISE)

L'intégrale du carré de l'erreur est donnée par :

$$ISE = \int_0^{\infty} |e(t, x)|^2 dt \quad \text{III.2}$$

La performance de l'indice est avantageuse car elle permet de corriger les systèmes qui ont un régime transitoire prolongé et qui ne prennent pas suffisamment en considération les écarts inférieurs à 1.

III.7.Intégrale de la valeur absolue de l'erreur pondérée par le temps (ITAE) :

L'intégrale de la valeur absolue de l'erreur pondérée par le temps est donnée par :

$$ITAE = \int_0^{\infty} |e(t, x)| \cdot t \cdot dt \quad \text{III.3}$$

L'introduction du paramètre temps va corriger les systèmes à réponse très oscillatoire. Alors, la fonction objective est donnée par l'expression suivante :

$$f(x) = \omega_1 \cdot ITAE + \omega_2 \cdot IAE + \omega_3 \cdot ISE \quad \text{III.4}$$

Avec $\omega_1 = 0.4$; $\omega_2 = 0.3$; $\omega_3 = 0.3$ les poids des objectifs correspondants qui répondent aux conditions suivantes:

$$\omega_i \geq 0 \quad \forall i = 1, 2, \dots, n \quad \text{III.5}$$

$$\omega_1 + \omega_2 + \dots + \omega_n = 1 \quad \text{III.6}$$

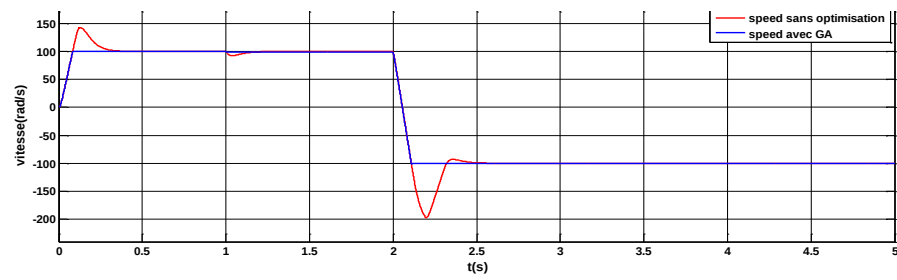


Figure (III.3) vitesse de rotation en fonction de temps

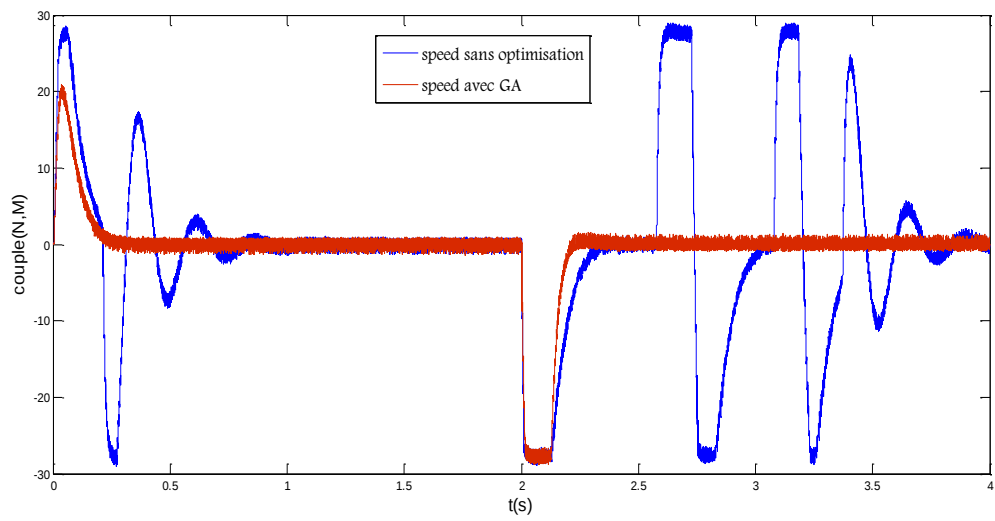
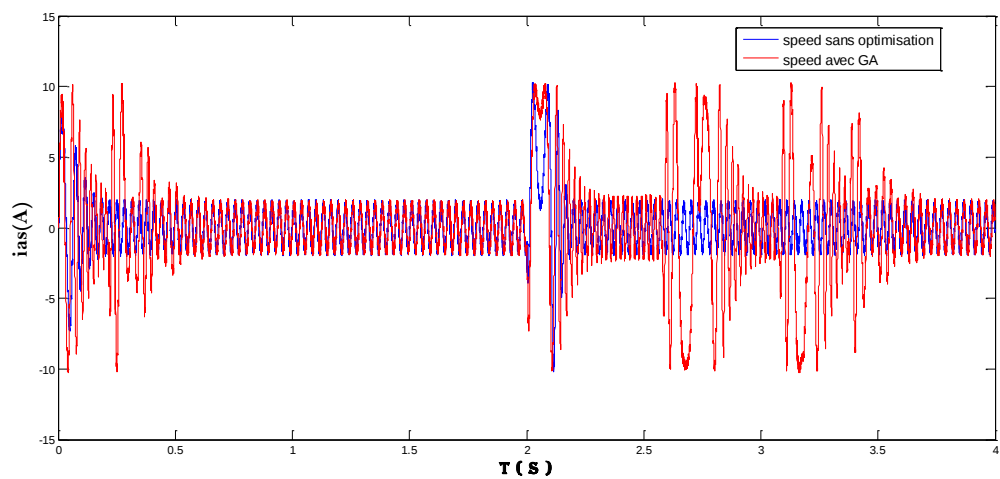


Figure (III.4) Couple électromagnétique en fonction de temps

Figure (III.5) Courant I_{as} en fonction de temps

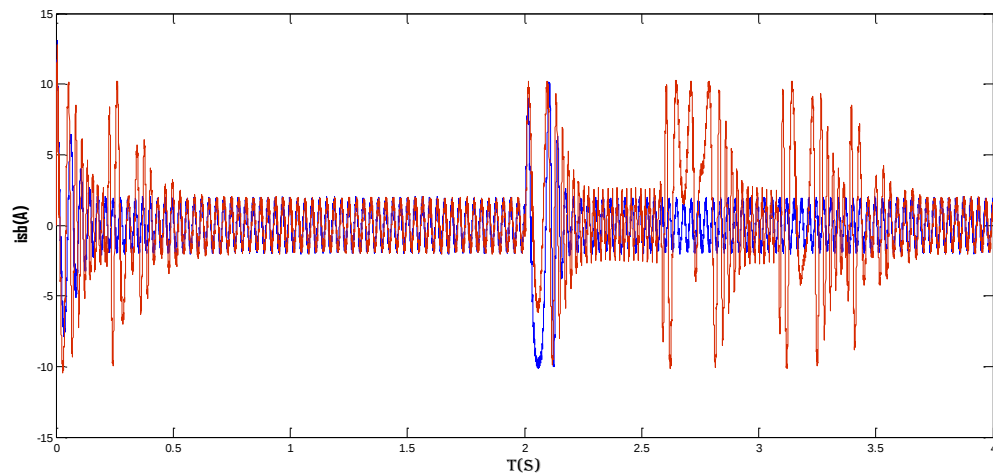


Figure (III.6) Courant Ibs en fonction de temps

L'application des algorithmes génétiques dans la détermination des valeurs optimales des régulateurs PI, nous a permis d'avoir :

- Meilleure réponse du système sans dépassement
- Erreur constante minimale avec un bon rejet des perturbations

III.8.Conclusion

La méthode des algorithmes génétique a été appliquée dans ce chapitre dans la détermination des régulateurs optimaux afin de réduire les erreurs et d'assurer un bon suivi. Les résultats obtenus mettent en évidence l'efficacité de la méthode pour optimiser et déterminer les gains de régulation optimaux, notamment pour atteindre les objectifs visés, tels que la capacité à rejeter les perturbations et à suivre les commandes.

Conclusion générale

Conclusion générale

L'objectif de cette étude est de déterminer les moyens pour améliorer l'efficacité de la commande vectorielle de la machine asynchrone à cage en se concentrant sur l'optimisation des gains du régulateur PI de la vitesse.

Nous avons commencé par une étude théorique portant sur la modélisation et la simulation de la machine asynchrone à cage. Nous nous sommes penchés sur la présentation de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone a cage. Celle-ci repose sur l'orientation du flux rotorique .

Afin d'améliorer la robustesse d'une telle commande de la machine asynchrone a cage, nous avons proposé une technique d'optimisation du régulateur PI basée sur la méthode des algorithmes génétiques pour optimiser les gains.

En tenant compte des résultats obtenus, on constate que la méthode (AG) explore bien l'espace de recherche pour converger vers la niche de l'optimum global

Nous avons observé que la régulation s'avère plus efficace en ce qui concerne le temps de réponse, les oscillations et la poursuite.

Comme perspectives, on propose l'approche de certains points tels que :

Application de d'autres méthodes d'optimisation :

- ✓ Déterministes, Hybrides et Réseaux de neurones

Références bibliographiques

- [1] M. Said barkati , 'optimisation par algorithmes genetiques application a la commande de la machine asynchrone' mémoire master universite mohamed boudiaf de m'sila 2006 .
- [2] KEDDI Tarek, MEGHAIRI Zakaria, “Optimisation de la commande vectorielle par algorithme génétique” Mémoire MASTER ACADEMIQUE UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA (2019).
- [3] Mamadou Lamine Doumbia, Abdoulaye Traoré “ MODÉLISATION ET SIMULATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE À CAGE À L'AIDE DU LOGICIEL MATLAB/SIMULINK ”, Thème scientifique, Université du Québec à Trois-Rivières, 2002.
- [4] RABIA Lakhdar, Modélisation, identification expérimentale et commande vectorielle d'un moteur asynchrone triphasé à cage”, mémoire de master, université de Ouargla, 2015.
- [5] Silvia Carreño Peña. Estudio de los datos del catálogo en motorise inducción trifásicos, PROYECTO FI DE CARRERA, Spain.
- [6] T. Abdeljoud et B. Lamoudi et B. Mouhd « Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation » Mémoire License en Electrotechnique, Université de Kasdi Merbah Ouargla 2013/2014.
- [7] M. M. Zerbo, » Identification Des Paramètres Et Commande Vectorielle Adaptative À Orientation Du Flux Rotorique De La Machine Asynchrone À Cage » Thèse De Doctorat Présentée À L'université Du Québec À Trois-Rivières , Janvier 2008.
- [8] M. Aiachi, K. Cherade << Commande Robuste RST d'une Machine Asynchrone >> Université Kasdi Merbah Ouargla. 2014 /2015.
- [9] M. Sahraoui, S. E. Zouzou, A. Menacer, A. Aboubou Et A. Derghalà » Diagnostic Des Defauts Dans Les Moteurs Asynchrones Triphases A Cage Partie Ii : Université Mohamed Khider Bp 145, Biskra. Algérie , Juin 2004.
- [10] Alia Salim et Guedda Smail, ‘ ‘ Commande Vectorielle d'une Machine à Induction ‘ ‘ Thèse MASTER ACADEMIQUE , Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued 2018.
- [11] H. Djelouat , A. Hayane » Identification paramétrique de la machine asynchrone à cage » Département Électronique, Faculté de Technologie, Université SAAD DAHLAB de BLIDA, 2019.
- [12] : METROUH Mohamed et MOUSSI Rafik , ‘ ‘ Identification d'une machine asynchrone à cage ‘ ‘, Thèse de MASTER, UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU 2017.

- [13] Bakhouch Maroua et Bouacha Mlouka, ‘’ Commande vectorielle d’une machine asynchrone double alimentation en mode moteur et générateur ‘’, Thèse de MASTER Université Larbi Tébéssi– Tébéssa 2022.
- [14] Hacini Younes Et Gougui Ibrahim Elkhali, ‘ Commande Robuste Rst De La Machine asynchrone Double Cage ‘, Thèse De Master Université Kasdi Merbah Ouargla 2021.
- [15] Mamadou Lamine Doumbia, Abdoulaye Traoré Modélisation Et Simulation D’une Machine Asynchrone A Cage A L’aide Du Logiciel Matlab/Simulink ‘’, Thème Scientifique, Université Du Québec A Trois-Rivières, 2002.
- [16] J.M RETIF, " Commande vectorielle des machines asynchrones et synchrones", Institut national des sciences appliquées de Lyon, édition 2008.
- [17] C. Carlos, " Modélisation Control et Commande des Moteurs asynchrone1", Edition Hermes Science Europe 2000.
- [18] M.Nait-Said " commande par modes Glissant d’un MAS ", Course de Magistère. Université de BATNA. 2003
- [19] T.Boutabba, « Commande Vectorielle D’une Machine Asynchrone Par Régulateur De Vitesse RST » Mémoire De D’ingénieur, Batna 2004.
- [20] R, Toufouti. « Contribution A La Commande Directe Du Couple De La Machine Asynchrone », Thèse De Doctorat, Université Mentour Constantne, 2008.
- [21] A, Aoufi. « Utilisation D’observateurs A Modes Glissants Pour Le Contrôle Direct De Couple Et Le Contrôle Vectorielle D’une Machine Asynchrone A Cage », Mémoire De Magister En Electrotechnique, Université Mohamed Khider – Biskra, 27/10/2011.
- [22] Th , Merzougui. Kh , Abdelkebir « Commande D’une Génératrice Synchrone A Aimant Permanent (Gsap) », Mémoire De Master Académique, Université Mohamed Boudiaf - M’sila 2019.
- [23] M. Khami, "Amélioration Des Performances De Régulation D’une Machine Asynchrone Adouble Alimentation Par La Technique Neuro-Flou", Mémoire De Master, Université De Ouargla, 2013.
- [24] A. Boudjema, " Commande Vectorielle De La Machine Synchrone A Aimants Permanents Msap ", Mémoire De Master , Université Mohamed Khider Biskra , 2014.

- [25] Bakhouché Maroua Et Bouacha Mlouka, ‘‘ Commande Vectorielle D’une Machine Asynchrone Double Alimentation Enmode Moteur Et Générateur ‘’, Thèse De Master Université Larbi Tébéssi– Tébéssa 2022
- [26] Th , Merzougui. Kh , Abdelkebir «Commande D’une Génératrice Synchrones A Aimant Permanent (Gsap)»,Mémoire De Master Académique, Université Mohamed Boudiaf - M’sila2019.
- [27] H,Bouras.«Contribution A La Commande Sans Capteur De Vitesse De La Machine Asynchrone Par L’observation Du Flux Rotorique», Mémoire De Master, Université Mohamed Boudiaf-M’sila2016
- [28] Y. Elbia, ,,,Commande Floue Optimisée D’une Machine Asynchrone A Alimentation Et A Flux Orienté, ‘’’ Mémoire De Magister De L’université De Batna, 2009.
- [29] A. Chaiba, "Commande Par La Logique Floue De La Machine Asynchrone A Double Alimentation Alimentée En Tension", Mémoire De Magister, Université De Batna, Algérie, 2004.
- [30] M. Khamsi, "Amélioration Des Performances De Régulation D’une Machine Asynchrone A Double Alimentation Par La Technique Neuro-Flou", Mémoire De Master, Université De Ouargla, 2015.
- [31] M, Mostefaoui. A, Aiche.«Commande Vectorielle A Flux Orienté De La Machine Asynchrone Avec Adaptation De La Constante De Temps Rotorique», Mémoire De Master, Université Mohamed Boudiaf - M’sila2008.
- [32] El, Bounadja. «Commande Vectorielle Sans Capteur De Vitesse D’une Machine Asynchrone Double Etoile», Mémoire De Magister En Electrotechnique, Université Hassiba Benbouali De Chlef2008.
- [33] R .Lateb, « Modélisation Des Machines Asynchrones Et Synchrones A Aimants Avec Prise En Compte Des Harmoniques D’espace Et De Temps Application A La Propulsion Marine Par Pod »Thèse De Doctorat, Université E.M.P D’alger, 19/10/2006.
- [34] Holland, J. "Adaptation In Natural And Artificial System". Press, Ann Arbor,1975.
- [35] L.Fogel, A.Owenetm.Walsh. "Artificial Intelligence Through Simulated Evolution". Press, Wiley And Sons, New-York City, 1996.
- [36] H. Schewefel. "Numerical Optimization Of Computers Models". Press, Wiley And Sons, Chichester, 1981.

- [37] Goldberg D.E. "Genetic Algorithms In Search Optimization And Machine Lineairing". Press, Addison Wesley, 1989.
- [38] B. Mendil. "Algorithmes Génétiques Et Aplications" Cours De Robotique Partie Ii Chapitre 03, 2012.
- [39] Holland, J. "Adaptation In Natural And Artificial System". Press, Ann Arbor,1975.
- [40] Goldberg D.E. "Algorithmes Génétiques". Editions Addison-Wesley France, Sa, Pages 1_2, 8_9, 71_73, 93_94 Et 137, Juin 1994.
- [41] K. Mahdi, "Optimisation Multiobjectif Et L'informatique Quantique », Mémoire De Magister En Informatique. Université De Mentouri Constantine.
- [42] G. Berthiau Et P. Siarry, 'Etat De L'art Des Méthodes D'optimisation Globales', Septembre 2001.
- [43] P. Siarry, G. Berthiau, F. Durbin Et J. Haussy, 'Enhanced Simulated Annealing For Globally Minimizing Functions Of Many-Continuous Variables', Ecolecentrale De Paris, C.E.A. Acm Transactions On Mathematical Software, Vol. 23, N°2, June 1997, Pp. 209–228.
- [44] J.P. Ghilardi, 'Optimisation De La Représentation De Graphes Par Approche Hybride, Déterministe Et Stochastique', Thèse De Doctorat, Science De L'information Et De La Communication, Université Droit, D'economie Et Des Sciences D'aix-Marseille, 2002.
- [45] M. Caldora Costa, 'Optimisation De Dispositifs Electromagnétiques Dans Un Contexte D'analyse Par La Méthode Des Eléments Finis', Thèse De Doctorat De L'ingp, En Génie Electrique, Ecole Doctorale Eeats Grenoble, 28 Juin 2001.
- [46] P. Siary, J. Claude Mipo Et D. Schulte, 'Optimisation Des Moteurs A Induction Comparaison Entre La Méthode Des Variables D'etat Et La Méthode Du Recuit Simulé', Université De Paris Xii, 26 Septembre 2000.