

Université Mohamed Khider – Biskra
Faculté des Sciences et de la technologie
Département : Génie électrique
Ref :



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم: الهندسة الكهربائية
المرجع:

Mémoire présenté en vue de l'obtention
du diplôme de
Doctorat en : Génie Electrique

Option : Machines Electriques

**Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone avec
Minimisation des pertes fer par des Techniques Avancées**

Présenté par : **MEDERHARHET Yassina**

Soutenu publiquement le

Devant le jury composé de :

Prof. BEN CHOUIA Mouhamed Toufik	Président	Université de Biskra
Prof. TITAOUINE Abdenacer	Rapporteur	Université de Biskra
Prof. SAIGAA Djamel	Examineur	Université de Biskra
Prof. BEN ATTOUS Djelani	Examineur	Université de ElOued
M.C. ZLLOUMA Laid	Examineur	Université de ElOued
Prof. BAHRI Mebarek	Examineur	Université de Biskra

Université Mohamed Khider – Biskra
Faculté des Sciences et de la technologie
Département : Génie électrique
Ref :



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم: الهندسة الكهربائية
المرجع:

Mémoire présenté en vue de l'obtention
du diplôme de
Doctorat en : Génie Electrique

Option : Machines Electriques

**Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone avec
Minimisation des pertes fer par des Techniques Avancées**

Présenté par : **MEDERHARHET Yassina**

Soutenu publiquement le

Devant le jury composé de :

Prof. BEN CHOUIA Mouhamed Toufik	Président	Université de Biskra
Prof. TITAOUINE Abdenacer	Rapporteur	Université de Biskra
Prof. SAIGAA Djamel	Examineur	Université de Biskra
Prof. BEN ATTOUS Djelani	Examineur	Université de ElOued
M.C. ZLLOUMA Laid	Examineur	Université de ElOued
Prof. BAHRI Mebarek	Examineur	Université de Biskra

A decorative scroll with a green and yellow gradient background. The scroll is adorned with floral patterns, including a large pink shell at the bottom left and a vertical floral arrangement on the right side. The text is written in a cursive font.

Dédicace

*Je remercie Allah de m'avoir donné le courage,
la force et la volonté pour réaliser ce travail.*

Je dédie ce modeste travail A :

- *La mémoire de ma Mère et mon Père.*
- *Mon Epoux pour leur compréhension et leur soutien moral.*
- *Mes adorables Enfants que j'aime énormément.*
- *Mes très chers Frères et très chères Sœurs.*
- *Mes Collègues.*

A ma chère amis :fouzia zouaoui

Remerciement

Un grand remerciement à mon bon dieu, le tout puissant qui m'a fourni la volonté et la réalisation de ce travail.

*Je remercie premièrement mon encadreur de recherche Monsieur **Pr. Tiaouine Abdenacer**, pour sa confiance et son aide généreux. ses encouragements et son soutien nous ont permis de mener à bien ce travail.*

*Je suis censées à remercier vivement monsieur **BeChabane Feteh***

Je tiens également à remercier :

*Monsieur **Ben Chouia Mouhamed Toufik** , Professeur à l'Université de **Biskra**, qui m'a fait l'honneur de présider le jury, Mes remerciements vont également aux membres du jury qui m'ont fait l'honneur de participer au jury pour l'intérêt qu'il ont bien voulu porter à ce travail, en acceptant de l'examiner, en l'occurrence Monsieur **Bahri Mebarek** , Professeur à l'Université de **Biskra**, Monsieur **Saigaa Djamel** , Professeur à l'Université de **EL-OUED**, Monsieur **Ben Attous Djelani** , Monsieur **Zllouma Laid** Professeurs à l'Université de **EL-OUED**.*

ملخص: وبفضل تطوير إلكترونيات الطاقة والتحكم الإلكتروني، أصبح من الممكن الآن الحصول على آلات غير مترامنة تعمل بشكل جيد بالإضافة إلى أجهزة التيار المستمر. ومن بين هذه الهياكل، التحكم الشعاعي لتدفق الجزء المتحرك اصبحت في السنوات الأخيرة أهم مسار للبحث وأكثر ملائمة للمتطلبات الصناعية. ومع ذلك، يظل هذا الهيكل شديد الحساسية للتغيرات في معاملات الآلة وضرورة وضع مراقب ميكانيكي. تهدف هذه الدراسة إلى تطوير هيكل تحكم للآلات غير المترامنة، قادرة على اعطاء ديناميكية سريعة للعزم الكهرومغناطيسي صلابة ضد التغيرات معاملات الآلة من دون اي مراقب ميكانيكي. التحكم المباشر في العزم الكهرومغناطيسي يسمح لنا ببلوغ هذه الاهداف فاعن طريق فقط زوجًا من مقارنات التباطؤ للتحكم الديناميكي في التدفق وعزم الدوران، ومع ذلك، فإن لهذه الاستراتيجية لها أيضًا عيوبًا كبيرة. من ناحية، لا يتم التحكم في تردد التبديل، تموج تدفق الجزء الثابت وعزم الدوران. الهدف الأول من هذه الأطروحة. تتركز على التقليل من خسائر الحديد خلال خوارزميات تستند إلى الذكاء الاصطناعي، مثل المنطق الغامض والخوارزميات الجينية. ويتمثل الهدف الثاني في تحسين التحكم المباشر بعزم الدوران (دي تي سي) على أساس التحكم تقوم على التعديل (س في م) و المنطق الغامض. برمجة رقمية في متلاب تم انجازها لاختيار مدي فعالية الطرق التي تم طرحها.

كلمات مفاتيح: المحرك الغير مترامن – خسائر الحديد – منوب التوتر – التحكم الشعاعي – المنطق الغامض – الخوارزمية الجينية – التحكم المباشر في العزم – (س في م)

Résumé : Grâce au développement de l'électronique de puissance et de l'électronique de commande, il est aujourd'hui possible d'obtenir des machines asynchrones aussi performantes que des machines à courant continu. Parmi ces structures, la commande vectorielle du flux rotorique a été ces dernières années la voie de recherche la plus importante et la mieux adaptée aux exigences industrielles. Cependant cette structure reste très sensible aux variations des paramètres de la machine et nécessite la mise en place d'un capteur mécanique.

La présente étude a pour objectifs de développer une structure de contrôle des machines asynchrones, capable de fournir une bonne dynamique du couple électromagnétique avec une robustesse contre les variations paramétriques sans aucun capteur.

La DTC n'exige qu'une paire de comparateurs à hystérésis pour effectuer un contrôle dynamique du flux et du couple. Cependant cette stratégie présente aussi des inconvénients importants. D'une part, la fréquence de commutation n'est pas maîtrisée, l'ondulation du flux stator et du couple.

Le premier objectif de cette thèse. On s'intéressera à la minimisation des pertes fer à travers des algorithmes basés sur l'intelligence artificielle, tel que la logique floue et les algorithmes génétiques.

Le deuxième objectif est la amélioration du contrôle directe du couple (DTC) basé sur la modulation vectorielle (DTC-SVM) et la technique de la logique floue. Des simulations numériques sur Matlab/Simulink ont été implantées pour valider les méthodes proposées.

Mots clés: Machine asynchrone, Pertes fer, Onduleur de tension, Commande vectorielle, Logique Floue, les algorithmes génétiques, Commande directe du couple (DTC), SVM

Abstract : Thanks to the development of power electronics and control electronics, it is now possible to obtain asynchronous machines that perform as well as DC machines. Among these structures, the vector control of the rotor flux has been in recent years the most important research route and best suited to industrial requirements. However, this structure remains very sensitive to variations in the parameters of the machine and requires the installation of a mechanical sensor.

The present study aims to develop a control structure of asynchronous machines, able to provide good dynamics of electromagnetic torque with robustness against parametric variations without any sensor.

DTC only requires a pair of hysteresis comparators to dynamically control the flux and torque. However, this strategy also has significant disadvantages. On the one hand, the switching frequency is not controlled, the ripple of the stator flux and the torque.

The first objective of this thesis. We will focus on minimization iron losses through algorithms based on artificial intelligence, such as fuzzy logic and genetic algorithms.

The second objective is the improvement of direct torque control (DTC) based on vector modulation (DTC-SVM) and the fuzzy logic technique. Numerical simulations on Matlab / Simulink have been implemented to validate the proposed methods.

Keyword: Induction motor, iron losses, Voltage source inverter, Field oriented control (FOC), genetic algorithms, direct torque control (DTC), Fuzzy logic, SVM.

Notation et Symboles

Paramètres de modélisation de la machine :

$[L_{rr}]$, $[L_{ss}]$ Représentent respectivement les matrices d'inductance statorique et rotorique.

$[M_{sr}]$ La matrice des inductances mutuelles stator-rotor.

R_s Résistance statorique par phase.

R_r Résistance rotorique par phase.

p Nombre de paires de pôles.

J Moment d'inertie des parties tournantes.

f Coefficient de frottements visqueux.

T_r Constante de temps rotorique (L_{rr}/R_r).

σ Coefficient de dispersion de Blondel ($1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$).

Ω Vitesse mécanique du rotor en [rd/s].

C_e Couple électromagnétique délivré par la machine.

C_r Couple résistant de la charge.

Repères

r_a, r_b, r_c Correspondent aux trois phases du rotor.

s_a, s_b et s_c Correspondent aux trois phases du stator.

α, β Axes de référentiel statorique.

u, v Axes de référentiel biphasé.

θ_L angle entre l'axe s_a et u .

θ_r angle du rotor entre r_a et u .

θ_{obs} angle du stator entre s_a et u .

Grandeurs électriques au stator

$V_{s\ abc}$ Tension statorique phase a, b, ou c.

V_{su} Tension statorique sur l'axe u .

V_{sv} Tension statorique sur l'axe v .

$i_{s\ abc}$ Courant statorique phase a, b, ou c.

i_{su} Courant statorique sur l'axe u .

i_{sv} Courant statorique sur l'axe v .

Grandeurs magnétiques au stator

$\varphi_{r\ abc}$ Flux rotorique phase a, b, ou c.

$\varphi_{r\ u}$ Flux rotorique sur l'axe u.

$\varphi_{r\ v}$ Flux rotorique sur l'axe v.

Sigles utilisés

MAS Machine Asynchrone.

DTC Direct Torque Control.

PI correcteur proportionnel -intégral

Kp, Ki coefficient proportionnel-intégral

MLI Modulation de Largeur d'Impulsion.

CVI Commande Vectorielle Indirecte

C.V Commande vectorielle.

RLF Régulateur par logique floue

SVM Space Vector Modulation

AG algorithme génétique

Indices

Ref Référence

nom nominal

max Valeur maximal

min Valeur minimal

Liste des figures

Chapitre 1 :

Etat De L'art

Figure 1.1.	Schéma classique de commande scalaire	15
Figure.1.2.	Structure générale du contrôle direct à flux rotorique orienté	16
Figure.1.3.	Synoptique de la commande DTC classique 2-niveaux	17

Chapitre 2 :

Modélisation De La Machine Asynchrone Sans Et Avec Pertes Fer Et L'onduleur De Tension

Figure.2.1.	Représentation de la machine asynchrone triphasée	25
Figure.2.2.	Passage du système triphasé au biphasé	27
Figure.2.3.	Schéma équivalent de la MAS avec pertes fer (Modèle série)	34
Figure.2.4.	Schéma de l'onduleur triphasé	36
Figure.2.5.	Réponse de système pour un démarrage à vide pour $f_s=50\text{Hz}$ sans pertes fer.	39
Figure.2.6.	Résultats de simulation de démarrage à vide et suivi une charge de la machine asynchrone (sans pertes fer)	40
Figure.2.7.	Réponse de système pour un démarrage à vide pour $f_s=50\text{Hz}$ avec et sans pertes fer	41
Figure.2.8.	Réponse de système pour un fonctionnement en charge avec et sans pertes Fer	42

Chapitre 3 :

La Commande Vectorielle De La MAS Et Techniques De Minimisation Des Pertes Fer

Figure.3.1.	Principe du contrôle vectoriel	44
Figure.3.2.	Schéma bloc de la commande vectorielle indirect	47
Figure.3.3.	Structure du bloc de découplage	48
Figure.3.4.	Bloc de défluxage	49
Figure.3.6.	Boucle de régulation de la vitesse	51
Figure.3.7.	Principe de la commande	54
Figure.3.8.	Résultats de la simulation de la MAS avec la commande vectorielle indirecte sans perte fer	56

Figure.3.9.	Résultats de la simulation de la MAS avec la commande vectorielle indirecte en présence des pertes	67
Figure.3.10.	Exemple de sélection par roulette	62
Figure.3.11.	Représentation schématique du croisement point	64
Figure.3.12.	Représentation schématique du croisement en deux point.	65
Figure.3.13.	Représentation schématique de la mutation simple	66
Figure.3.14.	Algorithme génétique de base	66
Figure.3.15.	Organigramme d'un algorithme génétique	67
Figure.3.16.	Boucle de régulation de la vitesse	68
Figure.3.17.	Organigramme de l'algorithme génétique utilisé	69
Figure.3.18.	Fitness les meilleures solutions	70
Figure.3.19.	Réponse dynamique de MAS à flux orienté avec un régulateur AG à vide suivi une charge (4N.m à t=1s) en compte pertes fer	71
Figure.3.20.	Représentation de " Grand " dans le cas booléen et flou	73
Figure.3.21.	Classification des humains selon leur âge	74
Figure.3.22.	Exemple de fonctions d'appartenance	75
Figure.3.23.	Complémentation du sous-ensemble flou	76
Figure.3.24.	Union des sous-ensembles flous	76
Figure.3.25.	Intersection des sous ensembles flou	77
Figure.3.26.	Configuration d'un contrôleur flou	79
Figure.3.27.	Défuzzification par centre de gravité	81
Figure.3.28.	Schéma bloc d'un régulateur	82
Figure.3.29.	Les fonctionnes d'appartenance de notre contrôleur floue	84
Figure.3.30.	La table d'inférence	85
Figure.3.31.	Réponse dynamique de MAS à flux orienté avec un régulateur logique flou à vide suivi une charge (4N.m à t=1s) en compte pertes fer	87

Chapitre 4

Commande Direct Du Couple Est D'introduire Des Stratégies D'amélioration Des Performances De MAS

Figure.4.1.	Schéma équivalent de la MAS avec pertes fer (Modèle série)	88
Figure.4.2.	Vecteurs de tension et états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, dans le plan (α, β)	90
Figure.4.3.	Evolution du vecteur flux stator	91

Figure.4.4.	Choix du vecteur tension	94
Figure.4.5.	Contrôleur à hystérésis à deux niveaux et sélection des tensions correspondant	96
Figure.4.6.	Contrôleur à hystérésis à trois niveaux	97
Figure.4.7.	Schéma de principe De la commande DTC	98
Figure.4.8.	Résultat de simulation d'une MAS sans et avec pertes fer	100
Figure.4.9.	Réponses du système à vide	101
Figure.4.10.	Réponses du système un échelon du couple de charge	102
Figure.4.12.	Réponses du système en inversion du sens de rotation	103
Figure.4.13.	Représentation des vecteurs de tension d'état de l'onduleur et de référence dans le repère stationnaire	105
Figure.4.14.	Décomposition d'un vecteur tension de référence	107
Figure.4.15.	Schéma structurel d'une commande par DTC-SVM appliquée à un MAS	111
Figure.4.16.	Résultats de simulation de la commande Du MAS par DTC-SVM (a) et DTC (b)	113
Figure.4.17.	Architecture d'une commande floue	114
Figure.4.19.	Structure du contrôleur floue du couple et du flux	115
Figure.4.20.	Distribution des fonctions d'appartenances des variables entrées/ sortie	116
Figure.4.21.	Réponse du système pour DTC utilisant des contrôleurs flous	117

Sommaire

Liste des symboles

Liste des figures

Introduction générale 10

Chapitre 1 : Etat De L'art

1.1. Introduction	13
1.2. Commande scalaire	14
1.3. Commande vectorielle par orientation de flux	15
1.4. Commande directe de couple (DTC)	17
1.4.1. Caractéristiques générales d'une commande directe de couple	18
1.4.2. Avantages de la commande directe de couple	18
1.4.3. Inconvénients de la commande directe de couple	18
1.5. Techniques d'amélioration de la DTC	19
1.6. Conclusion	23

Chapitre 2 :

Modélisation De La Machine Asynchrone Sans Et Avec Pertes Fer Et L'onduleur De Tension

2.1. Introduction	24
2.2. Modélisation de la machine asynchrone triphasée	24
2.2.1. Description de la MAS	24
2.2.2. Hypothèses simplificatrice	25
2.2.3. Transformation de PARK	27
2.2.2.4. Equations électriques de la machine dans le repère (d, q)	28
2.2.5. Choix du repère (d, q)	29
2.2.6. Expression du couple électromagnétique	30
2.2.7. Equation mécanique	30
2.2.8. Représentation d'état du modèle de la MAS	30
2.3. Prise en compte des pertes fer dans la modélisation de machine asynchrone	31
2.3.1. Méthodes de Modélisation avec pertes fer	33
2.3.1.1. Pertes fer rapportées dans l'équation mécanique	33
2.3.2. On modifie le schéma équivalent de la MAS	34

2.3.2. Modèle de la machine asynchrone avec pertes fer	35
2.4. Modélisation de l'onduleur de tension	35
2.4.1. Les tensions dans les phases de la MAS	36
2.5. Les résultats de simulation et interprétation	38
2.6. Conclusion	42

Chapitre 3 :

La Commande Vectorielle De La MAS Et Techniques De Minimisation Des Pertes Fer

3.1. Introduction	43
3.2. La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF)	43
3.2.1. Choix d'orientation de flux	44
3.2.2. Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique	45
3.2.3. Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique	45
3.2.3.1. Commande vectorielle directe	45
3.2.3.2. Commande vectorielle indirecte	45
3.3. Commande vectorielle sans pertes fer	45
3.4. Principe de la commande vectorielle indirect	46
3.4.1. Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte	46
3.4.2. Découplage entrée-sortie	47
3.4.2.1. Découplage par compensation	47
3.4.3. Bloc de défluxage	48
3.4.4. Régulation	49
3.4.4.1. Régulation des courants.	49
3.4.4.2. Régulation de vitesse	51
3.5. Commande vectorielle avec pertes fer	52
3.5.1. Expression de la commande	52
3.5.2. Régulateur de vitesse	53
3.6. Techniques de commande de l'onduleur de tension	53
3.6.1. Modulation de largeur d'impulsions sinusoïdale	53
3.6.2. Les paramètres essentiels de la MLI sont par conséquent	54
3.6.3. Les objectifs principaux d'une MLI	54
3.7. Résultats de simulation et interprétation	55
3.8. Techniques intelligentes de minimisation des pertes fer	57

3.8.1. Introduction	58
3.9. Minimisation par algorithmes génétiques	58
3.9.1. Définition	58
3.9.2. Principe	58
3.9.4. Applications	59
3.9.5. Présentation des algorithmes génétiques	60
3.9.6. Fonction d'évaluation et fonction fitness	60
3.9.7. Codage et décodage des variables	61
3.9.8. Sélection des parents	61
3.9.9. La recombinaison génétique	64
3.9.9.1-Croisement	64
3.9.9.2- Mutation	65
3.10. Application de l'algorithme génétique à la MAS	67
3.10.1. La fonction objective	68
3.10.2. La fonction fitness	69
3.11. Présentation de l'algorithme génétique	69
3.11.1 Paramètre de l'algorithme génétique	69
3.12. Simulation et interprétation des résultats	70
3.13. Minimisation par modèle flou	72
3.13.1. Introduction	72
3.13.2. Commande par modèle flou	72
3.13.3. Principe de la logique floue	72
3.13.3.1 Différence entre ensemble flou et ensemble booléen	73
3.13.3.2. Ensembles flous	73
3.13.3.3. Variables linguistiques	74
3.13.4. Fonctions d'appartenance	74
3.13.5. Opérateurs de la logique floue	75
3.13.5.1. Opérateur NON (complémentation floue)	75
3.13.5.2. Opérateur OU (Union floue)	76
3.13.5.3. Opérateur ET (Intersection floue)	76
3.13.6. Règles d'inférence floue	77
3.13.7. Structure d'un régulateur floue	77
3.13.7.1. Fuzzification	78

3.13.7.2. Bases de connaissance	78
3.13.7.3. Mécanisme d'inférence	79
3.13.7.4. Méthodes d'inférence MIN/MAX	79
3.13.7.5. Méthode d'inférence MAX/PROD	79
3.13.7.6. Méthode SOMME/PROD	79
3.13.8. Défuzzification	80
3.13.8.1. Défuzzification par centre de gravite	80
3.14. Les étapes de conception d'un système flou	81
3.14.1. Définition des variables du système	81
3.14.2. Choix de la partition floue	81
3.14.3. Choix des fonctions d'appartenances	81
3.15. Architecture d'une commande floue	81
3.16. Application de la logique floue à la MAS	82
3.16.1. Loi de commande	82
3.16.2. Le choix des variables d'entrées et de sortie	82
3.16.3. Normalisation des variables d'entrées et de sorties	82
3.16.4. Interface de fuzzification	83
3.16.5. Inférence	84
3.16.6. Déffuzzification	84
3.17. Simulation et interprétation des résultants	85
3.18. Conclusion	86

Chapitre 4 :

Commande Direct Du Couple Est D'introduire Des Stratégies D'amélioration Des Performances De MAS

4.1. Introduction	88
4.2. Modélisation de la machine asynchrone avec pertes fer	88
4.2.1. Modèle classique en régime permanent	89
4.3. Principe de la commande DTC	89
4.4. Fonctionnement des séquences d'un onduleur de tension triphasé	89
4.5. Contrôle de flux et de couple électromagnétique	91
4.5.1. Contrôle du flux statorique	91
4.5.2. Contrôle du couple électromagnétique	92
4.5.3. Le fonctionnement et le choix de la séquence de commande	93

4.6. Les estimateurs	94
4.6.1. Estimation du flux statorique	94
4.6.2. Estimation du couple électromagnétique	95
4.7. Elaboration du vecteur de commande	95
4.7.1. Contrôleur de flux	95
4.7.2. Contrôleur de couple	96
4.7.2.1. Contrôleur de couple à deux niveaux	97
4.7.2.2. Contrôleur de couple à trois niveaux	97
4.8. Elaboration de la table de commande	97
4.9. Structure générale du contrôle direct de couple	98
4.10. Résultats de simulation et interprétation	98
4.11. Amélioration de DTC par DTC-SVM	104
4.11.1. Introduction	104
4.11.2. Technique de commande par MLI vectorielle (SVM)	104
4.11.2.1. Principe de la MLI vectorielle	105
4.11.2.2. Définition du vecteur tension de contrôle (vecteur de référence)	105
4.2.2.3. Les étapes de la réalisation d'une MLI vectorielle.	106
4.11.3. Principe et schéma de la Commande DTC-SVM	110
4.11.4. Résultats de simulation de la commande du MAS par DTC-SVM	111
4.12. Amélioration de DTC par la logique floue	113
4.12.1 Introduction	113
4.12.2 Architecteur d'une commande flou	113
4.13. Commande direct du couple par la logique floue	114
4.13.1. Résultats de simulation	116
4.14. Conclusion	118
Conclusion générale	119
Référence bibliographiques	121
Annexes	

A vertical decorative bar on the left side of the page, featuring a gradient from light pink at the top to a darker, muted pink at the bottom.

Introduction

générale

Introduction générale

Les entraînements à vitesse variable représentent un domaine multidisciplinaire en génie électrique, qui regroupe les connaissances dans plusieurs secteurs : machines électriques, électronique de puissance, théorie de commande, microcontrôleurs et microprocesseurs, etc. Les récents développements dans ces disciplines poussent l'entraînement à vitesse variable à un niveau de développement sans précédent, où l'on peut avoir des systèmes de commande de haute performance avec à la fois plus de fiabilité et à moindre coût [1].

Traditionnellement, les moteurs à courant continu, qui sont par nature des machines à vitesse variable, sont les plus utilisés en, raison de leurs facilités de commande. Cependant, la présence d'un collecteur et des balais a toujours été le point faible de ces derniers. En effet, ce commutateur mécanique limite la puissance, la vitesse et son entretien est plus exigeant [2]. Face à ces limitations, la machine asynchrone fait l'objet de nombreuses études depuis l'évolution de la technologie de l'électronique de puissance. En effet les moteurs à induction ont plus d'avantages sur le reste des moteurs. Le principal avantage est que les moteurs à induction ne nécessitent pas de connexion électrique entre les parties fixes et celles en rotation. Par conséquent, ils n'ont pas besoin de collecteur mécanique conduisant à la réalité qu'ils sont des moteurs sans entretien. En outre, ils ont également un poids et l'inertie faible, aussi un rendement et une capacité de surcharge élevée. Ils sont moins chers et plus robuste et peuvent fonctionner dans un environnement explosif, car aucunes des étincelles ne sont produites. Tenant compte de tous les avantages décrits ci-dessus, les moteurs à induction doivent être considéré comme de parfaits convertisseur d'énergie électrique en énergie mécanique. Cependant, l'énergie mécanique est plus souvent nécessaire pour réaliser des variateurs de vitesse. De par sa structure, la machine asynchrone à cage d'écureuil possède un défaut important par rapport à la machine à courant continu et aux machines de type synchrone, l'alimentation par une seule armature fait que le même courant crée le flux et le couple et ainsi les variations du couple provoquent des variations du flux. Ce type de couplage donne à la machine asynchrone un modèle complètement non linéaire [3] mais l'application de la commande vectorielle est venue pour résoudre ce problème.

La méthode de la commande vectorielle à flux orienté permet de découpler le comportement du flux et du couple, ce qui permet d'avoir un comportement dynamique similaire à celui de la machine à courant continu. Par ailleurs, la stratégie de contrôle par orientation de flux, Cependant, cette commande nécessite la présence des capteurs, et elle est très sensible aux variations des paramètres de la machine. Pour pallier ces problèmes de sensibilité, les derniers développements de commande pour le moteur asynchrone, ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle vectoriel comme le contrôle direct du couple (*DTC*).

Dans les années 1980, sont apparues les premières commandes dites directes du couple (*DTC*) [1], 1986, [2], 1988. Initialement développé pour les machines asynchrones, ce type de commande considère le convertisseur associé à la machine comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation. Ses principaux avantages sont la rapidité de la réponse dynamique de couple et la faible dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine. Cependant, deux inconvénients majeurs se présentent. D'une part la détermination des états de commutation se base sur des informations des tendances d'évolution du flux et du couple issues des éléments non linéaires de type hystérésis, d'autre part, comme la durée des commutations est variable, cela conduit à des oscillations de couple et de flux. Afin de s'affranchir des contraintes sévères de temps de calcul et d'améliorer les défauts de la commande *DTC* classique, nous avons développé une technique qui réduit les oscillations de couple et de flux en imposant une fréquence de modulation constante. Cette technique que nous avons appelé *DTC* à fréquence de modulation constante *DTC-SVM* [3,4]. on note aussi l'utilisation des techniques de l'intelligence artificielle, tels que les contrôleurs de la logique floue associée aux réseaux de neurones avec *SVPWM*, néanmoins la complexité de la commande est considérablement augmentée.

Cette thèse est consacrée à l'étude des méthodes avancées appliquées à la commande des machines asynchrone afin d'obtenir un système de commande de haute performance. particulièrement la minimisation des pertes fer dans la MAS.

Notre mémoire est subdivisé en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous allons présenter l'état de l'art des différentes stratégies des commandes de la machine asynchrone. que nous avons balayé un grand nombre d'études et de travaux effectués sur la commande directe du couple du moteur à induction.

Dans le deuxième chapitre, nous commencerons par la modélisation du système-machine asynchrone onduleur. Dans la première partie on donnera la représentation mathématique de la machine asynchrone avec et sans pertes fer dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la

transformation de Park pour réduire sa représentation à des référentiels biphasés. Dans la seconde partie on procèdera à la modélisation de l'onduleur deux niveaux. On clôtura ce chapitre par une présentation des résultats de la simulation de la MAS avec et sans pertes fer.

Le troisième chapitre présente la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MAS en introduisant les pertes fer, une comparaison sera faite entre la commande vectorielle avec et sans prise en compte des pertes fer.

Dans une seconde étape, on abordera la minimisation des pertes à travers des algorithmes basés sur l'intelligence artificielle, tel que la logique floue et les algorithmes génétiques. Les résultats obtenus par les deux méthodes, seront comparés respectivement à ceux donnés par la méthode de commande vectorielle conventionnelle.

Au quatrième chapitre. Dans la première partie, nous développons la technique du contrôle directe du couple (DTC) classique basée sur la minimisation des pertes fer.

Aussi sont exposés les avantages et les inconvénients de cette stratégie de commande relativement aux différents résultats de simulations qui seront illustrés et commentés.

Par la suite, nous allons présenter l'amélioration des performances de la DTC classique par la commande DTC-SVM. on confirmer l'efficacité de cette technique, des résultats de simulations par Matlab/Simulink seront réalisés et commentés.

En fin de chapitre, on présentera la commande par logique floue est finalement appliquée pour concevoir un régulateur logique floue basée sur une technique de modulation vectorielle (SVM). La validité de cet observateur flou logique sera confirmée par des résultats de simulations.

Une conclusion générale vient clôturer les quatre chapitres de cette thèse. Une proposition pour les travaux futurs est également donnée.

Chapitre 1

*L'état de l'art des
techniques de commande*

1.1 Introduction :

L'industrie moderne a besoin de plus en plus de système d'entraînement à vitesse variable dont le domaine d'utilisation ne cesse de croître, et exige toujours de meilleures performances. La machine à courant continu a fourni le premier actionneur électrique performant pour la variation de vitesse. Ce type d'actionneur occupe encore une place privilégiée dans la réalisation des asservissements destinés à l'usage industriel. Ceci est essentiellement dû à la simplicité des lois de contrôles de ces moteurs, grâce au découplage naturel qui existe entre le flux et le couple. Cependant la présence du collecteur mécanique pose de nombreux problèmes. Les machines à courant continu ne peuvent être utilisées dans le domaine de grande puissance, ni en milieu corrosifs ou explosifs [5].

Face à ces limitations, la machine asynchrone fait l'objet de nombreuses études depuis l'évolution de la technologie de l'électronique de puissance. En effet les moteurs à induction ont plus d'avantages sur le reste des moteurs. Le principal avantage est que les moteurs à induction ne nécessitent pas de connexion électrique entre les parties fixes et celles en rotation. Par conséquent, ils n'ont pas besoin de collecteur mécanique conduisant à la réalité qu'ils sont des moteurs sans entretien. En outre, ils ont également un poids et l'inertie faible, aussi un rendement et une capacité de surcharge élevée. Ils sont moins chers et plus robuste et peuvent fonctionner dans un environnement explosif, car aucunes des étincelles ne sont Produites Tenant compte de tous les avantages décrits ci-dessus, les moteurs à induction doivent être considéré comme de parfaits convertisseur d'énergie électrique en énergie mécanique Cependant, l'énergie mécanique est plus souvent nécessaire pour réaliser des variateurs de vitesse. De par sa structure, la machine asynchrone à cage d'écureuil possède un défaut important par rapport à la machine à courant continu et aux machines de type synchrone, l'alimentation par une seule armature fait que le même courant crée le flux et le couple et ainsi les variations du couple provoquent des variations du flux. Ce type de couplage donne à la machine asynchrone un modèle complètement non linéaire, ce qui rend complexe la commande de cette machine [6].

Grâce à l'évolution technologique de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. Cet avantage a joué en faveur de la *MAS*, car actuellement elle est utilisée pour la réalisation de la majorité des entraînements à vitesse variable.

En effet, la première commande qui a été introduite dans l'industrie était la commande

scalaire, très répandue pour sa simplicité et son coût réduit, elle a occupée une grande partie des applications industrielles à vitesses variables. Seulement, les demandes aux applications plus performantes ont ouvert les voix aux chercheurs pour réaliser des commandes appropriées qui répondent aux exigences industrielles.

La commande vectorielle (*FOC*) constitue actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant, sa plage s'étend des petites puissances jusqu'aux entraînements de grandes puissances. Elle est l'évolution du contrôle scalaire tout en maintenant ses performances en régimes transitoires. La grande différence entre ces deux stratégies de commande, réside dans le fait que pour un contrôle vectoriel les paramètres de la machine doivent être connus assez précisément, la dynamique du contrôle devient de plus en plus efficace avec une bonne connaissance paramétrique.

Mais cette évolution de réglage et l'augmentation des performances en dynamique, se payent chères. Le fait qui a conduit d'autres chercheurs à trouver des commandes aussi performante et moins coûteuse, ces efforts en étaient récompensés par l'introduction de la commande directe du couple (*DTC*), conçue essentiellement pour concurrencer sa précédente, elle a fait ses preuves mais qui n'était pas sans inconvénients.

Grâce aux évolutions actuelles, beaucoup de travaux de recherches visent à développer les performances de ces deux grandes méthodes.

1.2 Commande scalaire

C'est la plus ancienne méthode de commande pour les machines à courant alternatif, sa structure est très simple, elle est basée sur l'imposition d'un rapport constant entre le module de la tension d'alimentation et sa fréquence (V/f) [7,8]

Dépendant de l'actionneur utilisé pour alimenter la machine, les auteurs divisent la commande scalaire en deux types, un se nomme " la commande en courant ", pour les machines entraînées par des onduleurs en courant (généralement de fortes puissances) et l'autre, qui est le plus utilisé, nomme " la commande en tension ", connaît aussi sur le nom " commande en V/f ", pour les machines entraînées par des onduleurs en tension (sont généralement de moyennes et de faibles puissances) [9] [10].

Quelques avantages peuvent être énumérés pour cette technique, à savoir : la non nécessité d'un capteur de vitesse, la non nécessité de connaître avec précision les paramètres du moteur, en plus,

du moteur, en plus, elle utilise des convertisseurs de fréquence moins chers et elle peut être utilisée pour commander plusieurs moteurs en même temps. La figure.1.1 montre la structure de la commande scalaire.

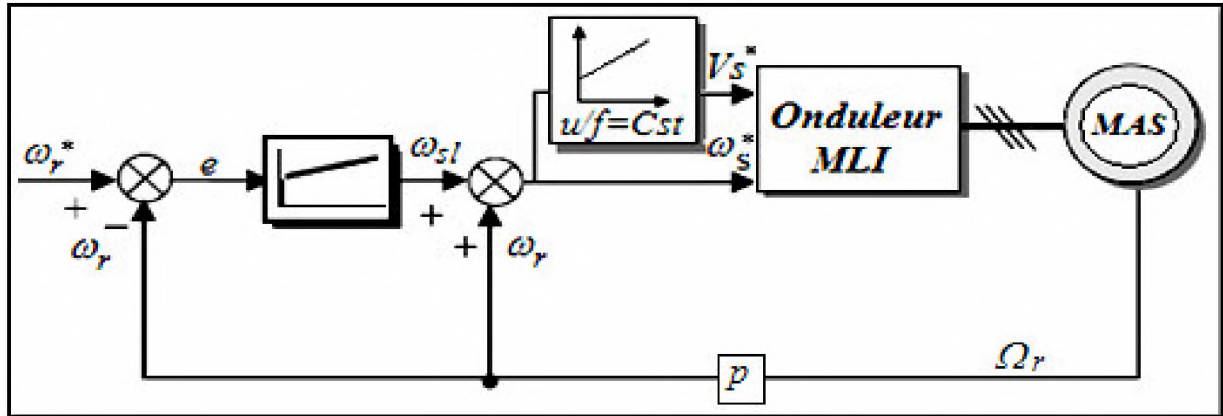


Figure 1.1. Schéma classique de commande scalaire

Cette stratégie de contrôle permet d'obtenir de bons résultats pour des consignes de vitesse sensiblement constantes. Par contre, pour un démarrage ou pour une inversion de sens de rotation de la machine, le flux oscille fortement avec des grandes amplitudes et son module est variable durant les régimes transitoires [7,8]. Ceci explique pourquoi les relations utilisées pour calculer cette commande ne sont valables que dans le régime permanent.

Ces oscillations vont se reproduire sur la qualité du couple et la vitesse, dégradant ainsi les performances en régime transitoire de la machine. Ce type de commande n'est donc employé que pour des applications où la variation de vitesse n'est pas grande telle en pompage ou en ventilation []. Ainsi, ce type de contrôle est inadapté lorsque l'on veut réaliser un positionnement de la machine tel en robotique ou en commande numérique de machine outils. Il faut alors faire appel à des techniques plus adaptées telle que la commande vectorielle.

1.3 Commande vectorielle par orientation de flux

L'objectif de la commande vectorielle du moteur à induction est d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu à excitation indépendante. c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique.

Quand à la commande vectorielle abrégé *FOC*, avec ses deux formes, directe *DFOC* et indirecte *IRFOC*, elle dépasse largement par ses capacités la précédente lorsqu'il s'agit de contrôle à hautes performances, et reste très compétitive dans le domaine de la commande des machines électriques, car depuis son développement en Allemagne à la fin des années soixante et début soixante-dix par *Hasse (IRFOC)* et *Blaschke (DFOC)*, elle est toujours mise à jour avec les nouveaux techniques qui se présentent.

Le principe de la *FOC* repose sur le fait que le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment, comme dans une machine à courant continu à excitation séparée. Les courants instantanés statoriques sont transformés dans un repère tournant aligné au vecteur du flux rotorique, statorique, ou ce de l'entre-fer, afin de produire deux composantes du courant, selon l'axe *d* (composante qui contrôle le flux), et celle de l'axe *q* (composante qui contrôle le couple). Cette stratégie de commande utilise deux boucles de régulation pour contrôler en même temps le couple et flux voir la figure 1.2.

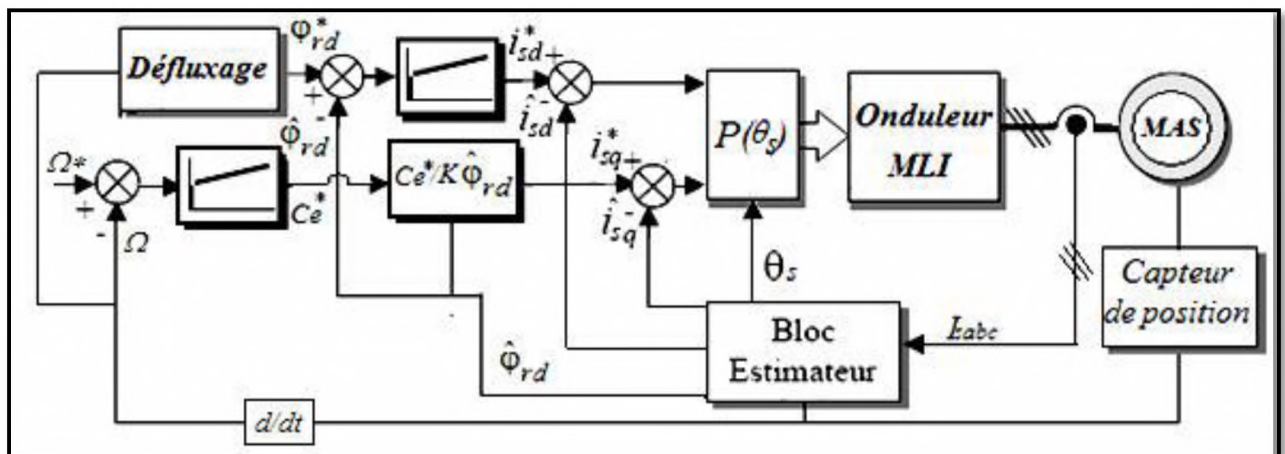


Figure. 1.2. Structure générale du contrôle direct à flux rotorique orienté

Les avantages de cette commande sont nombreuses : une réponse rapide de couple, une grande plage de commande de vitesse, et une haute efficacité pour une grande plage de charge en régime permanent.

Cette méthode est restée peu exploitée jusqu'au début des années 80, les progrès dans la technologie des semi-conducteurs de puissance et dans la microélectronique ont permis son utilisation dans les variateurs industriels actuels [11].

Toutefois cette technique de commande présente relativement une certaine sensibilité liée aux variations paramétriques. En effet dépendant directement du modèle de connaissance de la machine, la robustesse de l'algorithme de commande vectoriel est remise en question et particulièrement au niveau du régulateur PI conventionnel provoquant des variations du flux liées à celles du couple. [11,12].

La technique à flux orienté, qui semble avoir tenue beaucoup d'intérêt pour l'entraînement des machines alternatives malgré les inconvénients de la nécessité d'un calculateur puissant et d'un capteur mécanique pour la transformation des coordonnées ainsi que de la dépendance des paramètres de la machine a encouragé les recherches dans ce domaine qui ont développés la technique de contrôle directe du couple (DTC).

1.4 Commande directe de couple (DTC)

La commande directe du couple est une commande bien connue en électrotechnique. Elle est applicable aux machines tournantes à courant alternatif,

Dans les années récentes beaucoup d'études ont été développées afin de trouver des solutions pour la commande de la machine à induction ayant pour but d'avoir une réponse précise est rapide du couple, et réduire la complexité de la commande vectorielle à flux orienté.

La commande directe de couple d'une machine asynchrone est basée sur la détermination "directe" de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation des régulateurs à hystérésis dont la fonction est contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. Ce type de stratégie se classe donc dans la catégorie des commandes en amplitude, par opposition aux lois de commande en durée plus classique et basées sur un réglage de la valeur moyenne du vecteur tension par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) [12].

La structure de la commande directe du couple est donnée par la figure.1.3

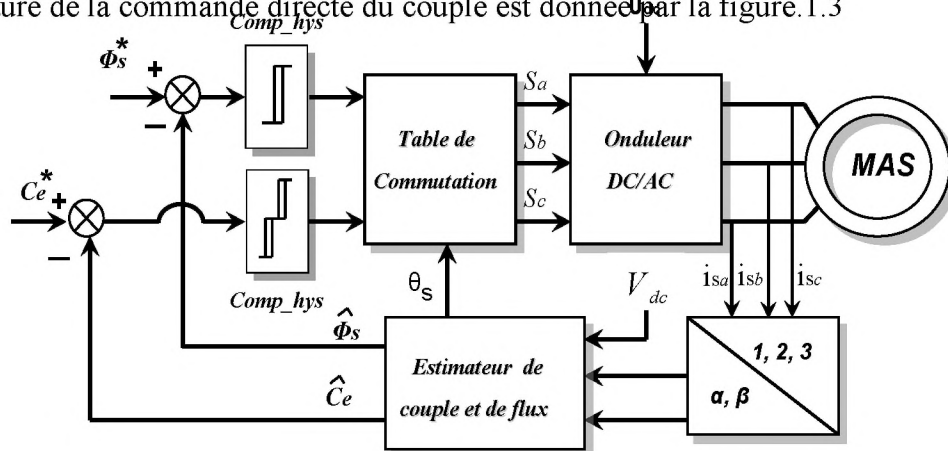


Figure.1. 3. Synoptique de la commande DTC classique 2-niveaux

Dans une commande DTC il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs à hystérésis [39]. Cette condition se traduit par la nécessité de travailler avec des systèmes informatiques de haute performance afin de satisfaire aux contraintes de calcul en temps réel.

1.4.1. Caractéristiques générales d'une commande directe de couple

- La commande directe de couple et de flux à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statorique proches de formes sinusoïdales.
- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations du couple qui dépend, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.

1.4.2. Avantages de la commande directe de couple

- De ne nécessiter des calculs dans le repère rotorique (d, q) ;
- Il n'existe pas de bloc calcul de modulation de tension MLI ;
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport à d'autres commandes, comme dans le cas de la commande vectorielle ;
- De n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la boucle externe de vitesse ;
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information sur le secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire ;
- La réponse dynamique est très rapide.

1.4.3. Inconvénients de la commande directe de couple

- L'existence de problèmes à basse vitesse ;
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple ;
- L'existence des oscillations du couple :

La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisant des régulateurs à hystérésis). Cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes, les bruits acoustiques et des oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques [13].

1.5 Techniques d'amélioration de la DTC

Pour pallier les inconvénients ci-dessus, certains chercheurs ont tenté de proposer des solutions pour résoudre ces problèmes au cours des années 90. De nouvelles stratégies de contrôle direct sont apparues et classées à la deuxième génération de la *DTC*. Elles sont aussi basées sur le même principe de régulation instantanée du couple et du flux statorique et la détermination directe des signaux de commande de l'onduleur formant ainsi l'état de l'art de Généralement, leur algorithme de commande prévoit l'utilisation d'un modèle approximatif de la machine, valable pendant des temps courts, et qui contribue à la fois au choix optimisé des vecteurs tensions et au calcul des temps de leur application dans la période d'échantillonnage. Les régulateurs à hystérésis sont souvent entièrement écartés, et l'action de commande relative à une période d'échantillonnage donnée est achevée dans le sens de minimiser ou annuler les erreurs de couple et flux en fin de période (commande prédictive en un seul coup).la *DTC* appliquée à la machine asynchrone et synchrone [14].

Quelques unes prévoient l'utilisation d'une modulation vectorielle « *SVM : Space Vector Modulation* », L'une des premières stratégies de contrôle direct deuxième génération proposés en [15-16], fait appel à un modèle approximatif de la machine, valable en régime permanent, et à un module MLI vectorielle, afin de procéder à une régulation prédictive du couple et du flux.

Dans [15], les auteurs proposent un algorithme basé sur la modulation du vecteur de l'espace SVM pour commander le couple électromagnétique du moteur à induction. Cette technique offre une fréquence de commutation fixe, elle améliore la réponse dynamique et le comportement statique de la DTC

Nous trouverons chez [16-17], la commande DTC étendu, cette commande utilise les huit vecteurs de tension de l'onduleur (six actifs et deux nuls). La table de sélection des vecteurs optimaux est aussi plus évoluée et considère une entrée additionnelle : le signe de l'évolution de couple électromagnétique. Une autre différence concerne les niveaux des régulateurs d'hystérésis. Dans la méthode DTC étendu le régulateur de couple a une sortie à trois niveaux, à la différence de la commande DTC classique où uniquement deux niveaux étaient considérés. La sortie de l'algorithme de commande est toujours l'état de commutation des interrupteurs de l'onduleur. Les résultats de simulation obtenus ont été comparés avec ceux de la commande DTC classique. Nous pouvons observer une réduction des oscillations de couple.

Dans [18-19] les auteurs présentent un algorithme permettant d'avoir une fréquence de modulation constante. Sa principale caractéristique est la suppression des régulateurs à hystérésis et de la table de sélection de vecteurs, ce qui élimine les problèmes qui y étaient associés. Avec

cette méthode de commande l'onduleur travaille à fréquence constante, puisqu'une modulation MLI vectorielle est appliquée au vecteur de sortie de la commande. L'objectif de cette méthode est de réaliser un contrôle direct du vecteur de flux statorique, dans un repère lié au stator (α, β) . Les composantes polaires de ces deux vecteurs sont obtenus, par leurs projections sur le repère (α, β) . A partir de ces composantes, le vecteur flux statorique désiré à un instant donné est calculé. La modulation MLI vectorielle sera appliquée sur ce vecteur pour obtenir les états de commutation de l'onduleur. L'algorithme est alors plus complexe, mais les oscillations de couple et de flux sont réduites.

Dans sa configuration, [20,21], utilise un onduleur trois niveaux pour alimenter la MAS. Sa proposition repose sur deux avantages majeurs : la réduction du nombre de transformateurs à utiliser et le facteur de puissance unitaire assuré par l'onduleur à trois niveaux. Entre autres, l'abaissement de la distorsion harmonique. Ceci est d'autant plus vrai qu'on augmente le nombre de niveaux. Les résultats de simulations des régimes transitoires montrant les courants, tensions, couple et vitesse appuient ces conclusions.

Ce document [22-23] propose une stratégie d'adaptation de la bande d'hystérésis, où la bande d'hystérésis est contrôlée en temps réel via la variation des vecteurs de la tension appliquée, par lequel l'ondulation de couple est réduit, tout en maintenant un couple constant. Les méthodes proposées sont étudiées en utilisant un DSP TMS320C6711. Les études de simulation et les résultats expérimentaux ont été comparés, la fréquence de commutation de l'onduleur est à peu près constante.

Des variantes de commandes DTC sont présentées dans [24]. La configuration active est déterminée comme pour une commande DTC classique, la durée d'applications est calculée de manière à maintenir le couple à l'intérieur d'une bande autour de la consigne de couple. Tous les calculs de durées mis en œuvre par ces techniques ne prennent en compte que la consigne de couple et la bande d'hystérésis dans

La quelle le couple doit se trouver, la consigne de flux est complètement ignorée, la sensibilité aux variations des paramètres n'est toujours pas résolue

La logique floue, a connu un réel succès non seulement dans la modélisation mais aussi dans la commande des machines électriques. Des applications utilisant les systèmes flous ont été développés dans [25-26], où les blocs d'hystérésis ont été remplacés par des contrôleurs flous.

La logique floue est utilisée pour obtenir un compromis entre le contrôle du couple et le contrôle du flux, et ils ne nécessitent pas un modèle mathématique exact de la machine. Cette publication ne présente que des résultats de simulations, le vecteur actif et sa durée d'application sont déterminés de manière à ce que la moyenne du couple obtenu soit égale au couple de référence

sauf dans le cas où le flux est très différent de la consigne de flux, alors une heuristique est utilisée pour déterminer un autre vecteur actif ou une autre durée. Mais elle entraîne de fortes impulsions de courant qui traduit normalement par ondulation de couple plus élevée.

Contrairement aux entraînements électriques utilisant un onduleur triphasé à deux niveaux, peu de publications rendent compte de commandes directes du couple. Pour la plupart d'entre elles, elles sont très récentes [27- 28] et seule [27] présente de résultats expérimentaux. Cette publication présente une commande directe du couple pour une machine asynchrone alimentée par un convertisseur matriciel triphasé. En plus du contrôle du couple et du flux obtenus avec la commande DTC appliquée à un onduleur triphasé à deux niveaux, l'application à un convertisseur matriciel permet de contrôler une variable supplémentaire. Ici c'est le facteur de puissance en entrée qui est maintenu égal à 1. Les auteurs précisent que la durée nécessaire pour effectuer l'ensemble des calculs est supérieure à celle obtenue avec un onduleur triphasé à deux niveaux. Une amélioration visant à réduire les oscillations de couple.

Dans [29-30] Cet article présente l'utilisation d'une multi-couche de réseau de neurones à émuler la table de commutation de la DTC traditionnelle pour obtenir les caractéristiques optimales de commutation. La simulation complète du système de la DTC, y compris un moteur à induction, en utilisant l'environnement MATLAB / SIMULINK. Après avoir choisi le meilleur type de réseau de neurones, ce qui représente la table de commutation, une configuration est déduite, puis testé. Enfin, les résultats de simulation de la DTC classique et avec le réseau de neurones sont comparés.

Dans [31] les auteurs présente La DTC basée sur le contrôleur neurone-floue, présente à l'exception des avantages tels que : fréquence de commutation constante, la tension unipolaire, aucune distorsion dans la réponse sur couple fait par les changements du secteur, pas de problèmes de fonctionnement, à faible vitesse .

La commande par mode glissant (CMG), en raison de sa robustesse vis-à-vis des incertitudes et des perturbations externes, peut être appliquée aux systèmes non linéaires incertains et perturbés. Il s'agit de définir une surface dite de glissement en fonction des états du système de façon qu'elle soit attractive. La commande globale synthétisée se compose de deux termes: le premier permet d'approcher jusqu'à cette surface, le second permet le maintien et le glissement le long de celle-ci. Ainsi, plusieurs travaux ont été élaborés [32]. L'association de la commande par mode de glissement et la commande DTC permet de réduire les ondulations de couple et de flux, Sa principale caractéristique est la suppression des régulateurs à hystérésis et de la table de commutation, ce qui élimine les problèmes qui y étaient associés. L'inconvénient de cette association (DTC-CMG) l'utilisation de la fonction

saturation introduit une erreur statique qui persiste ainsi que la nécessité de disposer d'une connaissance de la dynamique du système.

La combinaison de la commande adaptative avec la commande DTC classique a porté ses fruits et a été source de nombreux travaux. Les lois adaptatives pouvaient mener à l'instabilité en cas de perturbations externes. Notamment, [33,34] ont tenté de donner une certaine robustesse vis-à-vis de ces problèmes en modifiant la loi d'adaptation. Les résultats obtenus en simulation montrent que, les performances sont nettement meilleures que celles obtenus avec une stratégie DTC classique.

L'influence de la valeur de référence du flux sur la commande directe du couple (DTC) d'un moteur à induction a été étudiée dans [35]. Un nouvel algorithme de commande est proposé afin de déterminer la valeur de référence du flux en fonction à la valeur du couple. Les résultats de simulation montrent que la valeur de flux influe sur les ondulations de couple. Par conséquent, la valeur optimale du flux n'est pas égale à la valeur nominale lorsque la puissance du moteur est inférieure à la valeur nominale. Les résultats expérimentaux confirment la capacité de cette méthode pour réduire les ondulations de couple. Le facteur de puissance du moteur est également amélioré dans la nouvelle méthode, mais le comportement dynamique du couple est plus lent en raison de la réduction de la valeur du flux.

Dans [36], l'auteur présente la commande DTC en utilisant l'algorithme génétique pour optimiser le contrôleur PI-flou. Dans cette approche, selon l'erreur vitesse et sa dérivée, le coefficient proportionnelle K_p et intégrale K_i peut être ajusté en ligne par un PI flou adaptatif de vitesse, et les paramètres flous sont optimisés par l'algorithme génétique pour améliorer l'auto-adaptation de la vitesse. En outre, le second contrôleur flou est appliqué pour choisir le vecteur de tension au lieu des contrôleurs d'hystérésis classique. Dans cet article, une étude comparative entre la DTC classique le contrôleur PI-flou, l'approche proposée montre que non seulement la vitesse, le dépassement ont été améliorées, mais aussi le couple, le flux et le courant statorique ont été effectivement diminué à basse vitesse, et la robustesse de l'ensemble du système a été amélioré.

[37] propose dans son article une nouvelles stratégie de commutation qui compare l'erreur de couple à partir d'un régulateur PI avec deux formes d'onde triangulaire (180° déphasage) d'où résulte un couple constant, deux formes d'ondes triangulaires sont nécessaires pour assurer un fonctionnement à quatre quadrants de la DTC. La fréquence de commutation de la commande DTC est déterminée par la fréquence de l'onde triangulaire et presque indépendante de la vitesse. Les résultats de simulation sur la DTC a montré que le contrôleur proposé a réussi à réduire l'ondulation de couple, et a maintenu la fréquence de commutation autour de la fréquence porteuse.

Les résultats de l'expérience ont été menés en accord étroit avec les travaux théoriques et de simulation.

Dans [38], les valeurs du flux et du couple après une période de calcul sont prédites pour chaque configuration possible de l'onduleur. La configuration qui conduit à l'écart le plus faible entre le flux prédit et le flux de référence est utilisé. Ce choix ne prend donc pas en compte le fait que cette configuration ne sera pas utilisée pendant toute la période de calcul suivante. Le calcul des temps d'applications du vecteur actif et du vecteur nul ne prend en compte que le couple désiré. Il a été observé dans l'étude de simulation que l'ondulation de couple a été réduite de 60% (crête à crête).

1.8 Conclusion

A partir de cet état de l'art sur les différentes stratégies de commande de la machine asynchrone, on peut conclure que La commande scalaire est la plus simple et la plus répandue dans la majorité des applications industrielles. Le contrôle scalaire ne permet pas d'avoir une bonne précision dans la réponse de la vitesse et du couple suite à la simplicité de sa structure qui tient compte uniquement du régime permanent.

la commande vectorielle permet d'envisager un découplage entre le couple et le flux de la machine. Cependant, la plupart des travaux effectués sur ce sujet montrent que ce découplage n'est pas garanti en présence des perturbations (variation de la charge ou variation de paramètres de la machine), en plus elle nécessite la mise en place de capteur mécanique. Pour cela La commande directe du couple (DTC) une solution pour les problèmes du contrôle vectoriel, cette stratégie de commande n'a pas besoin de capteur de position et la résistance statorique de la machine est le seul paramètre nécessaire pour l'estimation du flux et du couple. Son point faible est les fluctuations au niveau du couple et du flux.

Au cours de cette étude bibliographique, nous avons balayé un grand nombre d'études et de travaux effectués sur la commande directe du couple du moteur à induction.

A présent, dans les chapitres suivants, nous allons développer plus en détail ces lois de commande, en expliquant ces élaborations avec des simulations réelles afin de désigner laquelle nous donne des bonnes performances.

Chapitre 2

Modélisation

*de la machine asynchrone
sans et avec pertes fer et
l'onduleur de tension*

2.1 Introduction :

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. Par ailleurs, pour étudier une machine électrique, le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible afin qu'il puisse se rendre compte de la réalité. [39]

Dans ce chapitre, il sera présenté le modèle mathématique de la machine asynchrone, en utilisant la transformation de Park, ce qui réduit la complexité du modèle, aussi la plus adaptée à l'élaboration d'algorithmes de commande puisqu'elle consiste à transformer une machine triphasée (trois axes) à une machine biphasée (deux axes) équivalente suivant l'alimentation appliquée, ensuite la modélisation de l'onduleur est établie.

La modélisation de la machine à induction est indispensable. Il est donc évident que cette étape de modélisation est passage obligé pour concevoir des systèmes de commande performants et adaptés aux variateurs de vitesse cette modélisation nous permet de simuler la machine ainsi que déduire les lois de commande, en manipulant les équations qui décrivent le comportement de la machine. Dans le cas présent il faut que la modélisation prenne en compte les régimes transitoires de la machine.

La modélisation de Park est la plus adaptée. Elle consiste à transformer une machine triphasée équilibrée en une machine biphasée équivalente suivant l'alimentation, nous distinguons le modèle en tension en tenant compte les pertes fer. Et pour notre étude, nous intéressons particulièrement au moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil.

2.2. Modélisation de la machine asynchrone triphasée

2.2.1. Description de la MAS :

Une machine asynchrone à cage est constituée de deux parties, le stator et le rotor. Le stator, représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinées trois enroulements formant les enroulements statorique. Au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est généralement en cuivre ou en aluminium coulé. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court circuit. Il est noté que les barres sont légèrement inclinées pour éviter l'effet magnétique d'encoche dû à la forte variation de reluctance perturbant le couple. Cette cage est traversée par l'arbre mécanique pouvant sortir ou non de chaque côté de la machine [40], [41].

Le fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant (créé 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).

Cette interaction électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor [41].

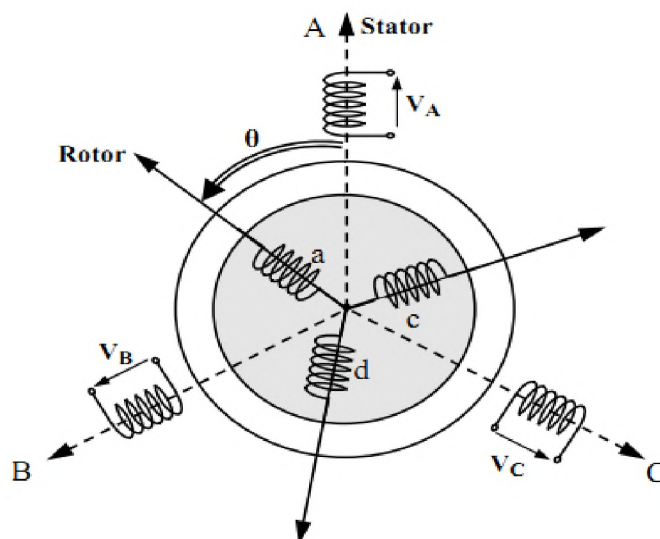


Figure (2.1) : représentation de la machine asynchrone triphasée.

2.2.2. Hypothèses simplificatrice

La modélisation du MAS s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses, énumérés ci-dessous :

- Parfaite symétrie de construction.
- Assimilation de la cage à un bobinage en court – circuit de même nombre de phases que le bobinage statorique
- Absence de saturation dans le circuit magnétique.
- Les pertes fer sont négligés dans une première étape avant d'être assimilés à une résistance R_f .
- Répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer des champs magnétiques de chaque bobinage.
- La variation des résistances des enroulements en fonction de la température est négligeable, ainsi que l'effet de peau.

Dans ces conditions, le modèle en (abc) découle directement des équations différentielles à coefficients périodiques régissant le fonctionnement du MAS. Ces équations se présentent naturellement sous forme matricielle [42]:

- Pour le stator

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

- Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Avec V, i et Φ représentent respectivement la tension, le courant et le flux.

R_s : La résistance statorique.

R_r : La résistance rotorique

Les équations des flux en fonction des courants s'obtiennent à partir de la matrice des inductances

$$[\Phi_s] = [L_{cs}] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r] \quad (2.3)$$

$$[\Phi_r] = [M_{rs}] \cdot [i_s] + [L_{cr}] \cdot [i_r] \quad (2.4)$$

On désigne par :

$[L_{cs}]$: Matrice d'inductance statorique.

$[L_{cr}]$: Matrice d'inductance rotorique.

$[M_{rs}]$: Matrice d'inductance mutuelle.

Avec :

$$[L_{cs}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$[L_{cr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_s \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$l_{r(s)}$: Inductance cyclique propre du rotor (stator)

$M_{r(s)}$: Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques (statoriques)

M_{rs} : Inductance mutuelle ente une phase du rotor et une phase du stator

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

θ_r : Angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases « A » et « a » pris comme axes de référence.

M_0 : Valeur maximale de l'inductance mutuelle lorsque les deux axes (A et a) se coïncident.

2.2.3. Transformation de PARK

Les équations précédentes permettent la modélisation de la machine dans le plan "abc". Vu la complexité de ces équations non linéaires et multi-variables, il est très difficile de le résoudre. Pour cette raison, on fait appel à la transformation de PARK qui consiste à imaginer de remplacer le rotor tournant par un rotor fictif équivalent fixe «d, q» à condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée.

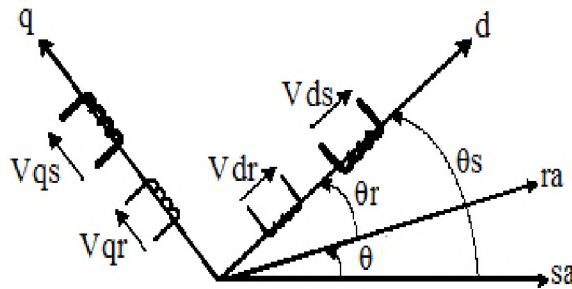


Figure (2.2). Passage du système triphasé au biphasé

Pour transformer un système triphasé [abc] en un système biphasé [d,q] avec une composante homopolaire comme indique dans l'équation suivante :

$$X_{dqo} = [P(\theta)]X_{abc}$$

Tel que:

X: peut être la tension, le courant ou le flux;

[P(θ)]: est la matrice de la transformation de Park définie :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$[P(\theta)]^{-1}$: est la matrice inverse de Park définie par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Pour la transformée inverse :

$$[X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}[X_{dqo}]$$

Avec:

L'angle θ correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

La composante homopolaire est de valeur nulle, si on considère que le système [abc] est équilibré et symétrique (pas de perturbation)[43].

Dans ces conditions les équations électriques, magnétiques et mécaniques deviennent :

2.2.4. Equations électriques de la machine dans le repère (d, q):

En multipliant l'équation électrique (2.1) et (2.2) du stator et du rotor par $P(\theta)$ et après simplifications on aura [07]

a. Equations des tensions:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{sq} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_s \phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + (\omega_s - \omega) \phi_{dr} \end{cases} \quad (2.10)$$

Tel que :

ω_s : Pulsation des courants statoriques.

ω_r : Pulsation des courants rotoriques.

ω : Pulsation liée à la vitesse de rotation.

L'application de la transformation de Park sur l'équation (2.3) et (2.4) donne :

b. Equations magnétiques :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (2.11)$$

Le nombre des paramètres électromagnétiques est réduit, tel que:

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique;

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique;

$M = \frac{3}{2} M_0$: Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator.

2.2.5. Choix du repère (d, q)

Il est intéressant d'écrire les équations dans un référentiel lié soit à l'une des armatures, soit au champ tournant, selon les objectifs de l'application.

Dans chacun de ces référentiels, les équations de la machine sont plus simples que dans le référentiel quelconque. Il existe pratiquement trois possibilités [44]:

- **Repère (d, q) lié au stator** : ce repère est fixe par rapport au stator, il est utilisé l'étude de démarrage et de freinage de la machine. Il est caractérisé par :

$\omega_s = 0$, et par conséquent $\omega_r = \omega$ le système d'équations (2.10) devient alors:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} + \omega \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} - \omega \Phi_{dr} \end{cases} \quad (2.12)$$

- **Repère (d, q) lié au rotor** : ce repère est fixe par rapport au rotor, il est utilisé pour la simulation des régimes transitoires des machines. Il est caractérisé par :

$\omega_r = 0$, et par conséquent $\omega_s = \omega$ Le système d'équations (2.10) devient alors:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} \end{cases} \quad (2.13)$$

- **Repère lié au synchronisme** : ce repère est fixe par rapport au champ tournant, il est utilisé pour la commande vectorielle de la machine, il est caractérisé par:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \text{ et } \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega$$

Le système d'équations (2.4) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (2.14)$$

2.2.6. Expression du couple électromagnétique :

$$C_e = \frac{P.M}{L_r} \cdot [\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}] \quad (2.15)$$

2.2.7. Equation mécanique:

Equation mécanique de la machine est donnée par:

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (2.16)$$

Avec :

C_r : Couple résistant

f : Coefficient des frottements visqueux.

Ω_r : Vitesse de rotation mécanique.

2.2.8. Représentation d'état du modèle de la MAS

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$\begin{cases} [\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \\ [X] = [i_{ds} \quad i_{sq} \quad \Phi_{dr} \quad \Phi_{qr}]^T \\ [U] = [V_{ds} \quad V_{qs}]^T \end{cases} \quad \text{Avec:}$$

Pour le référentielle lié au champ tournant (d, q), on a :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_s} & \omega_s & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}\right) & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_s}\right)\omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{R_t}{\sigma L_s}\right) & -\left(\frac{M}{\sigma L_s L_r}\right)\omega & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Et pour le référentiel lié au stator (α, β), la matrice [A] devient :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_s} & 0 & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}\right) & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r}\right)\omega \\ 0 & -\left(\frac{R_t}{\sigma L_s}\right) & -\left(\frac{M}{\sigma L_s L_r}\right)\omega & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}\right) \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

Avec :

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

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} : \text{Constante de temps statorique.}$$

$$R_t = R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}$$

[A] : Matrice fondamentale qui caractérise le système et [B] : Matrice d'entrée.

2.3 Prise en compte des pertes fer dans la modélisation de machine asynchrone.

Pour une machine électrique, l'échauffement est une donnée importante (dégradation des caractéristiques magnétiques, vieillissement des isolants,...). Les pertes joule, les pertes fer et le mode d'évacuation de celles-ci déterminent l'élévation de température. Les pertes dépendent des dimensions géométriques et de l'alimentation. Il est très reconnu que le modèle utilisé de la machine à cage d'écureuil néglige la résistance équivalente des pertes fer et tous les paramètres sont considérés constants.

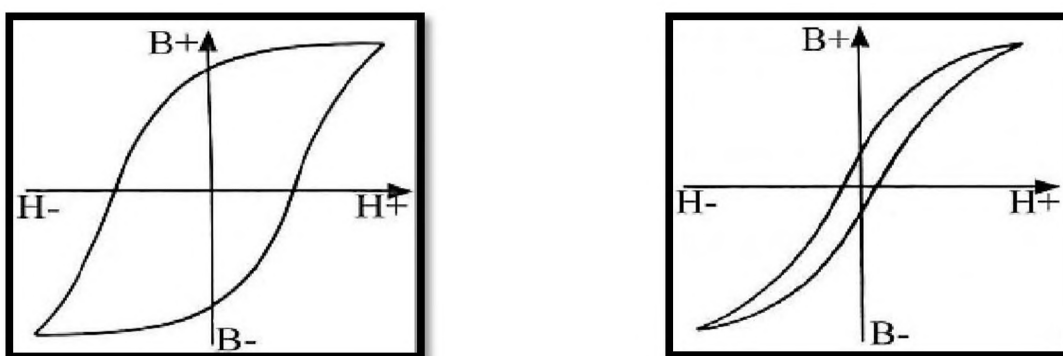
Malheureusement une telle situation idéalisée n'est pas rencontrée dans la pratique ou tous les paramètres sont sujets aux variations et les pertes fer existent toujours .en plus les pertes fer sont

difficilement calculables compte tenu des formes d'induction (ou de flux) non sinusoïdales et des fréquences mise en jeu [45]. La présence de ces derniers provoque une détérioration (dégradation) des performances, spécialement pour le couple dans la commande vectorielle de la MAS.

Les pertes magnétiques peuvent être décomposées en tant que : pertes par Hystérésis ; et pertes par courants induits (ou pertes classiques).

- **Les pertes par hystérésis**

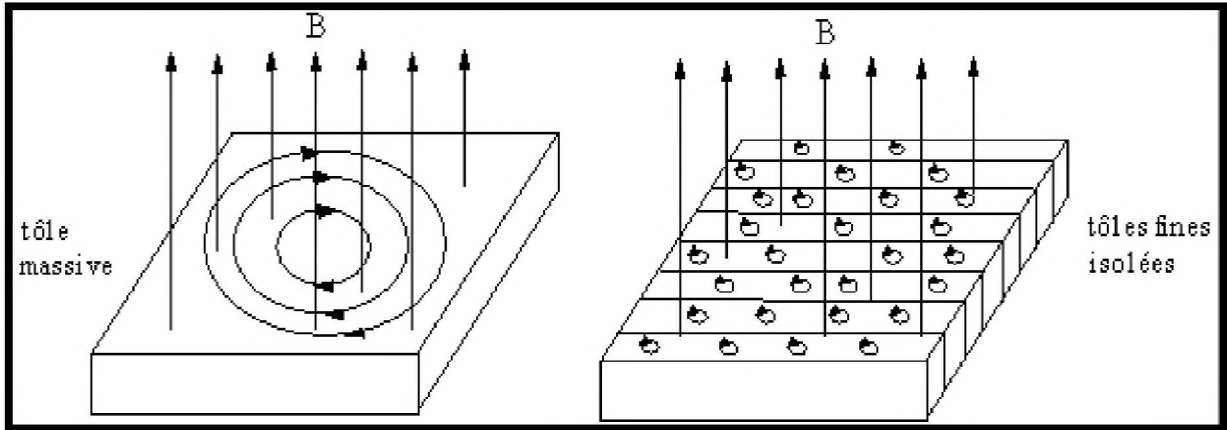
Les pertes par hystérésis sont associées au mouvement des parois de Bloch et qui introduit un retard de l'induction magnétique B par rapport au champ d'excitation H [46].



Ce retard s'observe à l'échelle macroscopique sous la forme d'un cycle d'hystérésis propre au matériau [108]. Le parcours du cycle d'hystérésis implique un échauffement du matériau et donc des pertes de puissance. Elles sont d'autant plus fortes que l'aire du cycle d'hystérésis est importante.

- **Les pertes par courants de Foucault**

Ce sont des pertes par courants induits, les trajets suivis par les courants de Foucault dans la matière métallique sont indéterminés. Les courants de Foucault peuvent être nuisibles, provoquant des échauffements des tôles des machines électriques. Nous remédions à ces effets en construisant des noyaux au moyen d'empilement de tôles minces séparées par un vernis isolant. Les courants induits sont ainsi, de plus, faible intensité.



2. 3.1 Méthodes de Modélisation avec pertes fer :

L'objectif de la modélisation des pertes fer est d'avoir une formulation simple mais efficace, dans le sens où seulement les termes influents auront une signification.

Il existe deux approches pour prendre en considération les pertes fer dans la machine :

2.3.1.1 Pertes fer rapportées dans l'équation mécanique :

Dans cette méthode, on considère que les pertes fer diminuent le couple électromagnétique, et on peut l'assimiler à des pertes mécaniques [47].

A partir de l'équation mécanique (2.16) :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = ce - cr$$

On peut reporter les pertes fer dans cette équation, on engendre un couple de pertes supplémentaire dépendant des pertes fer et de la vitesse mécanique de la MAS.

$$C_{fer} = \frac{P_{fer}}{\Omega}$$

L'équation de mouvement devient :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = ce - cr - c_{fer}$$

Cette méthode est simple d'utilisation et permet une prise en compte rapide des pertes fer dans le modèle de Park.

2.3.2 On modifie le schéma équivalent de la MAS :

Classiquement pour tenir compte des pertes fer, la plupart des auteurs modifie le schéma équivalent de la machine asynchrone. Parmi les modifications usuelles apportées, l'approche conventionnelle consiste à placer une résistance équivalente représentant ces pertes fer en parallèle avec la branche magnétisante. Egalement d'autres auteurs proposent de placer une résistance équivalente des pertes fer en série avec la branche magnétisante pour des raisons de commodité de calculs, on utilise le modèle série qui n'augmente pas le nombre de variables lors du développement de la commande vectorielle.

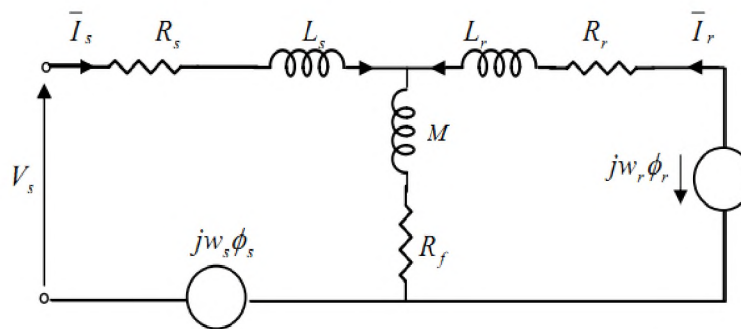


Figure (2.3) : Schéma équivalent de la MAS avec pertes fer (Modèle série)[10].

La résistance série à la branche magnétisante R_f et qui représente la consommation des pertes fer statorique dans la machine asynchrone est fonction de la fréquence du flux et qui s'écrit comme suite :

$$R_f = A \cdot f + B \cdot f^2 \quad (2.17)$$

f : La fréquence du flux statorique ou celle du flux rotorique, A, B sont des constantes caractérisant les pertes fer à identifier expérimentalement.

Le modèle précédent néglige les pertes. Ces dernières représentent la somme des pertes dues à l'hystérésis et des pertes par courant de Foucault. Ces pertes peuvent être exprimées comme suit :

$$P_e = K_e \cdot \Phi^2 \cdot f^2 \quad (2.18)$$

$$P_h = K_h \cdot \Phi^2 \cdot f \quad (2.19)$$

Et les pertes fer totales s'écrivent :

$$P_{fer} = P_e + P_h = K_e \cdot \Phi^2 \cdot f^2 + K_h \cdot \Phi^2 \cdot f \quad (2.20)$$

P_e : Pertes par courant de Foucault (Watts/kg)

P_h : Pertes par hystérésis

K_e : Constante des courants de Foucault.

K_h : Constante des courants d'hystérésis.

Les constantes des courants des Foucault et d'hystérésis s'identifient expérimentalement.

2.3.2. Modèle de la machine asynchrone avec pertes fer

A partir du schéma équivalent de la figure 2.4, les équations électriques de la machine peuvent s'écrire sous la forme générale suivante :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s + R_{fs} (\bar{I}_s + \bar{I}_r) \\ 0 = R_r \bar{I}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + j\omega_r \bar{\Phi}_r + R_{fr} (\bar{I}_s + \bar{I}_r) \end{cases} \quad (2.21)$$

Ainsi, les équations de Park peuvent s'écrire comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = \left(R_s + \frac{l_{\sigma r}}{L_r} R_{fs} \right) i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{R_{fs}}{L_r} \Phi_{dr} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ V_{qs} = \left(R_s + \frac{l_{\sigma r}}{L_r} R_{fs} \right) i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{R_{fs}}{L_r} \Phi_{qr} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \\ 0 = \left(\frac{l_{\sigma r}}{L_r} R_{fr} - \frac{M}{T_r} \right) i_{ds} + \frac{R_r + R_{fr}}{L_r} \Phi_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega_r \Phi_{qr} \\ 0 = \left(\frac{l_{\sigma r}}{L_r} R_{fr} - \frac{M}{T_r} \right) i_{qs} + \frac{R_r + R_{fr}}{L_r} \Phi_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_r \Phi_{dr} \end{cases} \quad (2.22)$$

1.2.3. Modèle classique en régime permanent

$$\begin{cases} \bar{V}_s = \left(R_s + \frac{l_{\sigma r}}{L_r} R_{fs} \right) \bar{I}_s + j\omega_s \sigma L_s \bar{I}_s + \left(j\omega_s \frac{M}{L_r} + \frac{R_{fs}}{L_r} \right) \bar{\Phi}_r \\ 0 = \left(R_{fr} \frac{l_{\sigma r}}{L_r} - \frac{M}{T_r} \right) \bar{I}_s + \frac{R_r + R_{fr}}{L_r} \bar{\Phi}_r + j(\omega_s - \omega) \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (2.23)$$

2.4. Modélisation de l'onduleur de tension

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

Le principe de fonctionnement s'exprime par le séquençage imposé aux interrupteurs statiques qui réalisent la modulation de largeur des impulsions des tensions appliquées aux statoriques de la machine [48].

Les trois cellules de commutation formant un onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant. Dans l'hypothèse de la conduction continue, on montre que chaque groupe transistor diode, assemblés en parallèle, forme un interrupteur (demi-bas) commandé à l'ouverture et à

la fermeture chaque demi-bas possède son complémentaire. Pour modéliser l'onduleur de tension, voir (figure 2.4), on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée être constituée de deux générateurs de f.é.m. égale à $E/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 [49].

de f.é.m. égale à $E/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 [49].

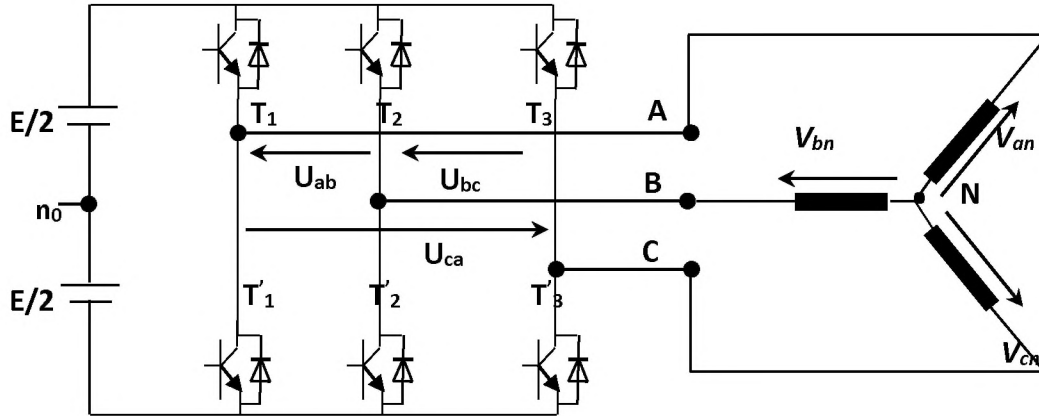


Figure (2.4) : Schéma de l'onduleur triphasé

2.4.1. Les tensions dans les phases de la MAS :

Pour simplifier l'étude, on suppose que la commutation des interrupteurs est instantanée et on néglige les chutes de tension aux bornes des interrupteurs.

Les tensions composées sont données par :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (2.24)$$

V_{ao} , V_{bo} , V_{co} , sont les tensions d'entrée de l'onduleur ou tensions continues. Elles sont référencées par rapport à un point milieu « o » d'un diviseur fictif d'entrée.

Les tensions des phases sont données par :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (2.25)$$

V_{an} , V_{bn} , V_{cn} : sont les tensions des phases de la charge (valeur alternative).

V_{no} : Tension de neutre de la charge par rapport au point fictif « o ».

Le système V_{an}, V_{bn}, V_{cn} , étant équilibre:

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (2.26)$$

La substitution de (2.26) dans (2.25) aboutit à:

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (2.27)$$

En remplaçant (2.27) dans (2.25), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (2.28)$$

L'état des interrupteurs, supposés parfaits peuvent être définit par trois grandeurs booléennes de commande S_i ($i=a, b, c$).

$S_i = 1$: le cas ou l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert.

$S_i = 0$: le cas ou l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

$$V_{io} = S_i E - \frac{E}{2} \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} S_i = 1 \Rightarrow V_{io} = \frac{E}{2} \\ S_i = 0 \Rightarrow V_{io} = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad (2.29)$$

Il vient alors:

$$\begin{cases} V_{ano} = (S_a - 0.5)E \\ V_{bno} = (S_b - 0.5)E \\ V_{cno} = (S_c - 0.5)E \end{cases} \quad (2.30)$$

En remplaçant (1.28) dans (1.30), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Si V_{ao}, V_{bo}, V_{co} sont les tensions d'entrée de l'onduleur (valeurs continues), alors, V_{an}, V_{bn}, V_{cn} sont les tensions de sortie de cet onduleur (valeurs alternatives), par conséquent l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu- alternatif [50].

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

2.5 Les résultats de simulation et interprétation :

a-Simulation de démarrage à vide et en charge de la machine asynchrone sans pertes fer :

La simulation numérique des modèles mathématiques des machines électriques utilisés permet d'avoir une idée globale et correcte de leurs performances. La machine asynchrone dont les paramètres sont donnés dans l'annexe est tout d'abord alimentée directement par le réseau triphasé équilibré. Les résultats de simulations sous Matlab-Simulink, sont présentés dans ce qui suit.

Les courbes de la figure (2.5) représentent les résultats de simulation de la MAS pour un démarrage à vide sous une tension sinusoïdale de valeur efficace 220V et de fréquence 50Hz.

La vitesse en régime permanent se stabilise à une valeur proche de la vitesse du synchronisme car la machine tourne à vide.

Au démarrage à vide, le couple est fortement pulsatoire, il atteint une valeur maximale de l'ordre de 3.5 fois le couple nominale. Ceci est dû aux bruits engendrés par la partie mécanique, et après disparition du régime transitoire, il tend vers la valeur correspondante à la charge nulle.

L'appel au courant est fort au démarrage, il est égal à environ trois fois le courant nominal au régime permanent.

Les courbes de la figure (2.6) représentent les résultats de simulation en charge qui montre que le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant ($C_r=5\text{Nm}$). Le flux rotorique présente une diminution durant l'application de la charge ce qui prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique. Le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre du moteur et la vitesse diminue, cela revient au glissement apporté.

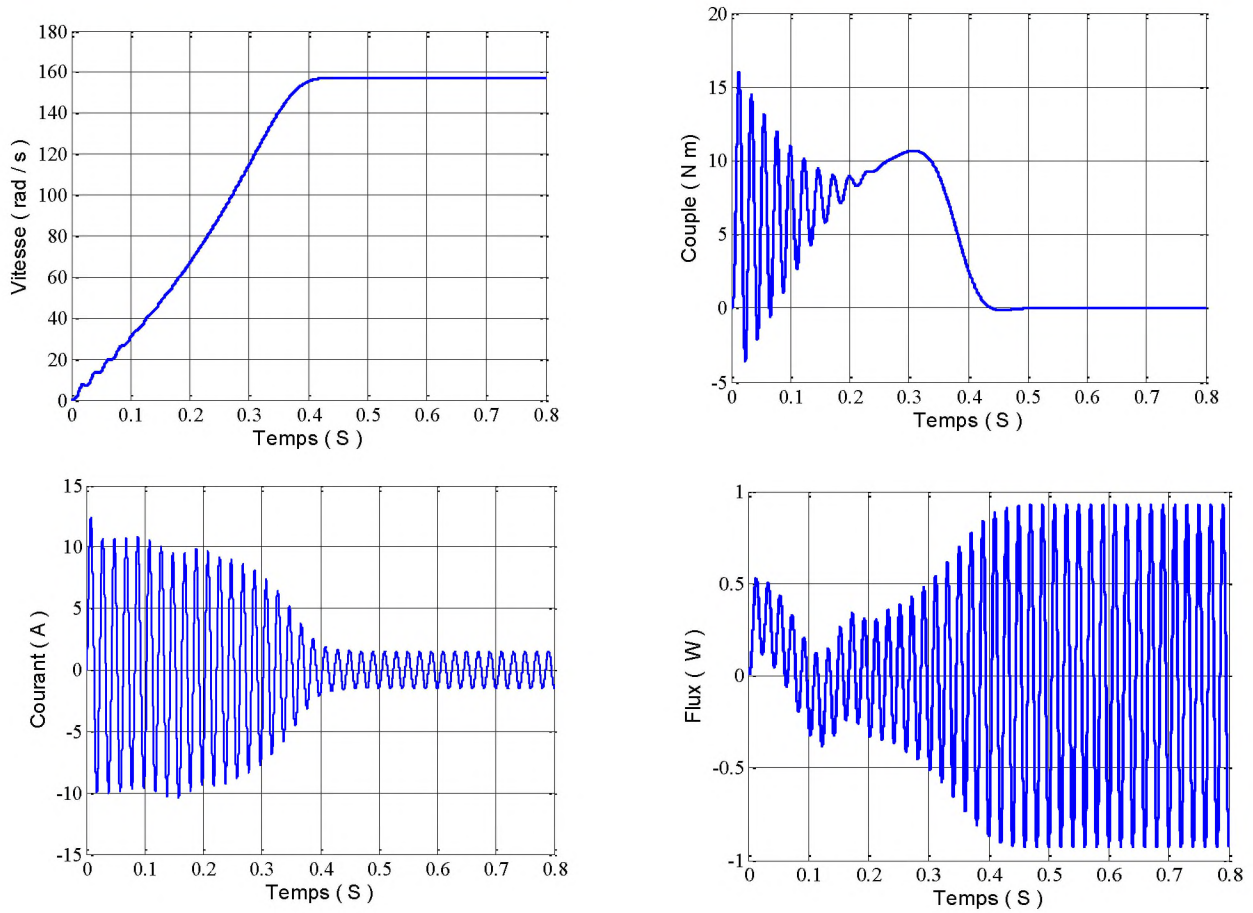
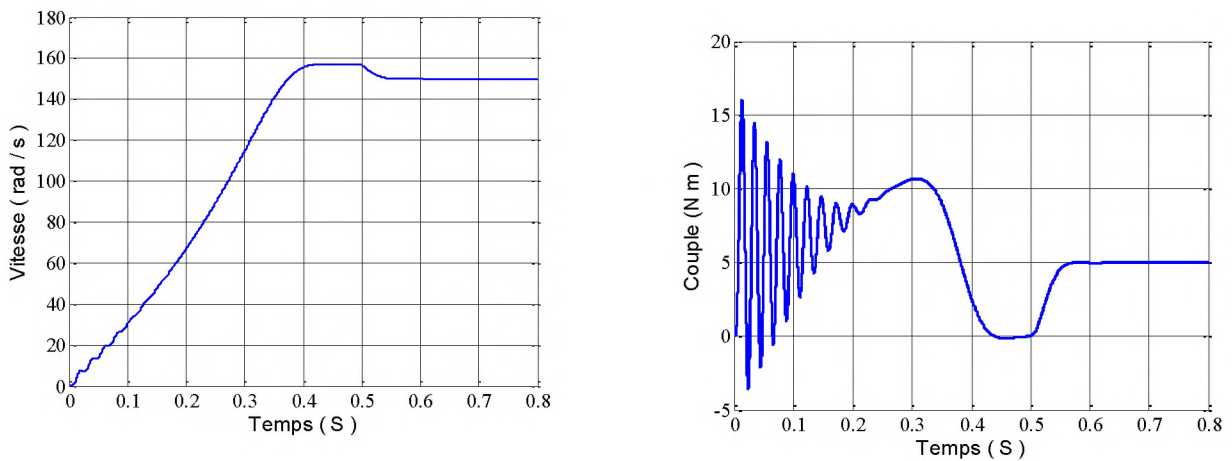


Figure (2.5) Réponse de système pour un démarrage à vide pour $f_s=50\text{Hz}$ sans pertes fer



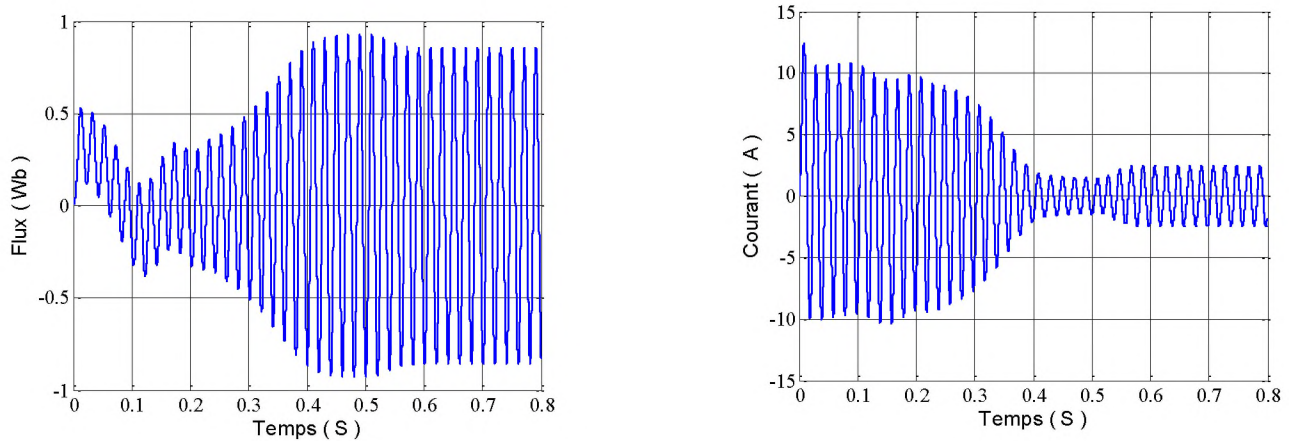


Figure (2.6): Résultats de simulation de démarrage à vide et suivi une charge de la machine asynchrone (sans pertes fer)

b-Simulation de démarrage à vide de la machine asynchrone sans et avec pertes fer :

Afin de comparer les performances de la MAS avec et sans pertes fer et voir l'influence de ces derniers sur les différentes grandeurs pour un démarrage à vide puis pour une charge (5Nm) est appliquée à l'instant $t=0.5$ s.

La comparaison des caractéristiques de la machine est illustrée sur les figures. (2.7) et (2.8). ces résultats montrent que :

Lors de démarrage direct de la machine, la présence des pertes fer ralentit l'établissement des grandeurs à leurs valeurs permanentes. .

En régime établi, la valeur de courant statorique et le couple de la MAS avec pertes fer, augmentent et cela due à la présence de couple supplémentaire représentant les pertes fer.

La valeur permanente du couple en présence des pertes fer augmente

L'influence des pertes fer sur les caractéristiques de la MAS est nettement visible sur le le couple et la vitesse de rotation,

Pour le flux statorique, le temps de réponse toujours le même en régime nominal.

Pour une charge (5Nm) appliquée à la machine, les valeurs de courant statorique et du couple en régime permanent augmentent lors de la considération des pertes fer. Les allures de vitesse en régime permanent ne sont pas confondues, la courbe de vitesse de la MAS avec pertes fer diminue à celle de la MAS sans pertes et cette diminution due à la présence du couple représentant les pertes fer.

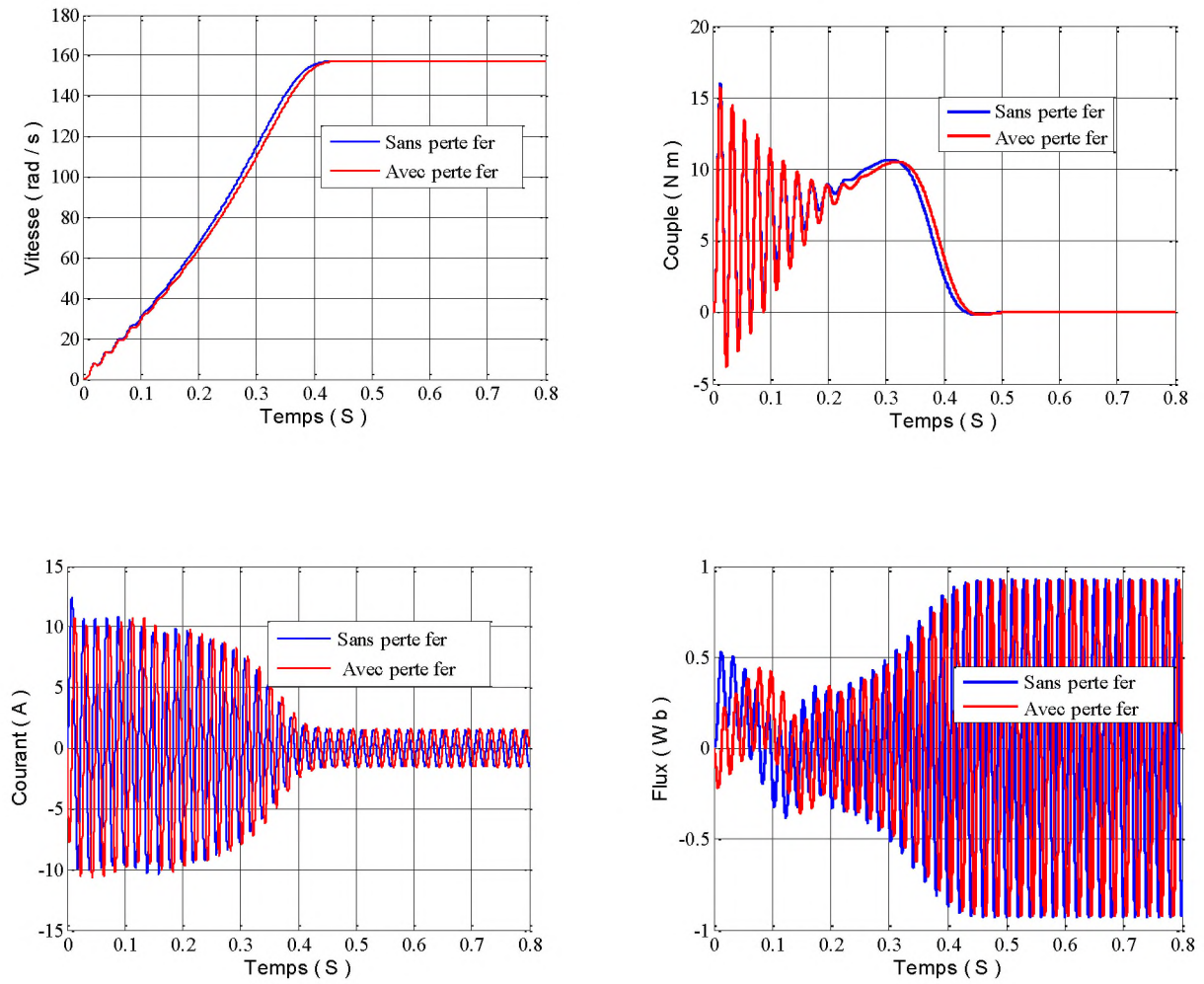
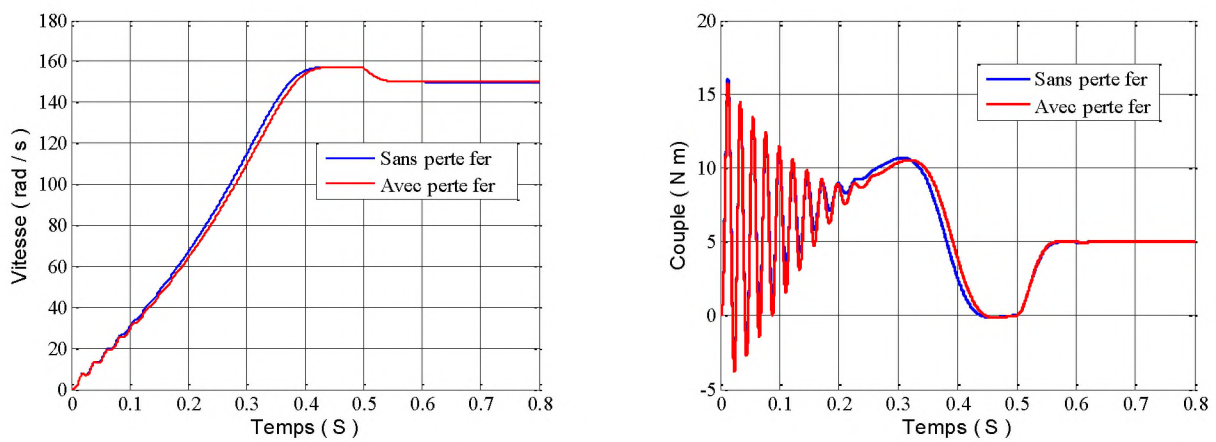


Figure (2.7) : Réponse de système pour un démarrage à vide pour $f_s=50\text{Hz}$ avec et sans pertes fer



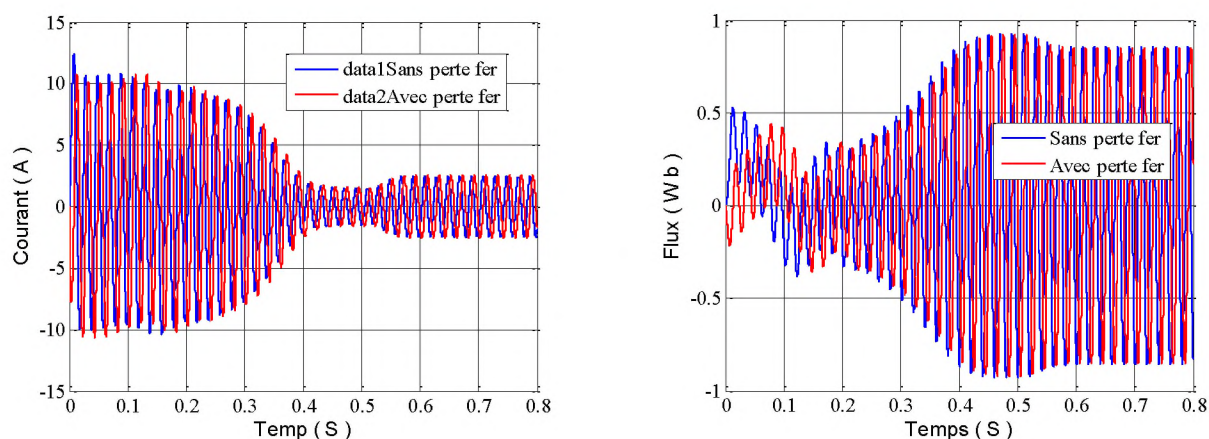


Figure (2.8) : Réponse de système pour un fonctionnement en charge avec et sans pertes fer


Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation du système machine–onduleur asynchrone (MAS). Dans la première partie on a donné la représentation mathématique de la machine asynchrone à cage d'écureuil dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park pour réduire la représentation de la MAS à des référentiels biphasés dans un référentiel lié au champ tournant, ensuite pour prendre en considération les pertes fer dans le modèle obtenu, une résistance a été introduite en série avec l'inductance mutuelle. Dans la seconde partie on a procédé à la modélisation de l'onduleur deux niveaux

Les résultats obtenus par simulation ont montré que pouvaient avoir les pertes fer sur les caractéristiques de la machine .

Dans le chapitre qui suit nous présenterons la commande vectorielle avec et sans pertes fer et minimisation des pertes fer de la machine asynchrone alimentée en tension .

Chapitre 3

A vertical decorative bar on the left side of the page, consisting of a thin orange line with a light orange-to-white gradient fill.

*La commande vectorielle
avec et sans pertes fer et
Techniques intelligentes de
minimisation des pertes fer*

3.1 Introduction :

Les machines à courant continu occupent encore de nos jours la majeure partie du marché de la variation de vitesse et de la robotique. On utilise les machines à excitation série pour la traction électrique et à excitation séparée pour la robotique. Cette dernière a une qualité intrinsèque : elle permet un contrôle séparé du flux et du couple. Cependant la présence du collecteur et les balais a été toujours le point faible de la machine à courant continu qui limite sa puissance, sa vitesse et exige une maintenance importante.

Face à ces limitations, la simplicité de construction et la robustesse de la MAS ont donc attiré les chercheurs. Mais sa commande s'avère difficile du fait du couplage entre le flux et le couple. On compte plusieurs tentatives de réalisation de la commande de cette machine, dont la plupart ne répondent pas aux exigences technologiques actuelles. Ainsi la meilleure solution de nos jours est celle offerte par Blaschke.

L'idée de ce dernier est simple et consiste à simuler le comportement du moteur à courant continu par une orientation du flux selon l'un des axes du repère de Park. Cette solution permet effectivement de découpler les deux composantes « flux » et « couple ». Cependant plusieurs approches basées sur le choix de l'orientation du flux ont suivi le principe de base de Blaschke. Celles-ci dépendent de la nature de l'alimentation de la machine (en tension ou en courant) et de la nature du flux (du rotor, ou du stator, ou de magnétisation)

L'orientation de flux rotorique est la plus intéressante du fait des avantages qu'elle offre. En revanche, plusieurs problèmes demeurent. Principalement l'influence des paramètres de la machine sur l'orientation du flux, et sur le comportement des correcteurs, ainsi que l'insuffisance des performances dynamiques des correcteurs traditionnels [51].

3.2 La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF) :

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine.

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de la commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire

qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée.

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe «d, q». Un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère «d, q» entraîne l'alignement de l'axe «d» sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux [52].

3.2.1. Choix d'orientation de flux

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine à savoir le flux rotorique, statorique ou d'entrefer.

- ✓ $\Phi_{qr} = 0$ et $\bar{\Phi}_r = \Phi_{dr}$: c'est le flux rotorique qui orienté.
- ✓ $\Phi_{qs} = 0$ et $\bar{\Phi}_r = \Phi_{ds}$: c'est le flux statorique qui orienté.
- ✓ $\Phi_{mq} = 0$ et $\bar{\Phi}_m = \Phi_{md}$: c'est le flux d'entrefer qui orienté.

3.2.2. Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Nous avons vu que le couple en régime transitoire s'exprime dans le repère (d, q) comme un produit croisé de courants ou de flux. Si nous reprenons l'écriture:

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds})$$

On s'aperçoit que si l'on élimine le deuxième produit ($\Phi_{qr} i_{ds}$) alors le couple ressemblerait fort à celui d'une MCC. Il suffit, pour ce faire, d'orienter le repère (d, q) de manière à annuler la composante de flux en quadrature. C'est-à-dire de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que le flux rotorique soit entièrement porté sur l'axe direct (d) et donc d'avoir: $\Phi_{qr} = 0$ Ainsi $\Phi_r = \Phi_{dr}$ uniquement (figure 2.1) [53]:

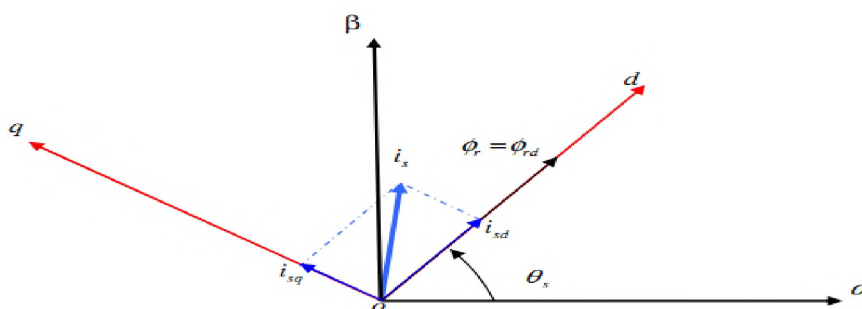


Figure (3.1): Principe du contrôle vectoriel

Le couple s'écrit alors :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\phi_r i_{qs}) \quad (3.1)$$

Il convient de régler le flux en agissant sur la composante i_{ds} du courant statorique et on règle le couple en agissant sur la composante i_{qs} . on a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une machine à courant continu.. Une stratégie consiste à laisser la composante i_{ds} constante [54].

3.2.3. Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique :

Tous les travaux de recherches effectués sur la commande vectorielle utilisent deux principales méthodes:

- Méthode indirecte: par contrôle de la fréquence de glissement.
- Méthode directe: par mesure ou observation du vecteur flux (module, phase).

3.2.3.1. Commande vectorielle directe :

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système.

La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quelque soit le point de fonctionnement. Toute fois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation.

3.2.3.2. Commande vectorielle indirecte:

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position. Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor[55].

3.3. Commande vectorielle sans pertes fer :

La commande vectorielle à flux rotorique orienté que nous mettons en œuvre est basée sur une orientation du repère tournant (T) d'axes (d,q) tels que l'axe d soit confondu avec la direction de ϕ_r . Le flux ϕ_r étant orienté sur l'axe d, les deux systèmes d'équations (2.35) et (2.36) nous permet d'exprimer V_{ds} , V_d , ϕ_r et ω_s avec $\phi_{qr} = 0$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = \left(R_s + \sigma L_s \frac{d}{dt} \right) i_{ds} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} + \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_r}{dt} \end{array} \right. \quad (3.2)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{qs} = \omega_s \sigma L_s i_{ds} + \left(R_s + \sigma L_s \frac{d}{dt} \right) i_{qs} + \frac{M}{L_r} \omega_s \phi_r \end{array} \right. \quad (3.3)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_r = \frac{1}{1+T_r s} M i_{ds} \\ \omega_s = p\Omega + \frac{M}{T_r} \frac{i_{qs}}{\phi_r} \end{array} \right. \quad (3.4)$$

L'expression de couple est donné par :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\phi_r i_{qs})$$

3.4 Principe de la commande vectorielle indirecte :

Dans le cas de la commande indirecte, le flux n'est pas régulé (donc ni mesuré, ni estimé). Celui-ci est donné par la consigne et orienté à partir de l'angle θ_s . Cet angle d'orientation est obtenu à partir de la pulsation statorique ω_s . Cette pulsation est la somme de la pulsation rotorique ω_r , estimée et la pulsation mécanique $p\Omega_r$, mesurée.

Donc cette méthode élimine le besoin d'utiliser un capteur ou un observateur du flux [56]. cette commande est plus simple que la commande directe, mais les résultats obtenus sont de performances faibles, car elle est très sensible aux variations des paramètres de la machine en particulier la résistance rotorique qui change avec la température [57], ce qui donne une valeur de T_r différente de sa valeur réelle, donc on obtient une erreur sur la phase du flux par valeur de stator, ce qui introduit un couplage supplémentaire entre le flux et le couple.

3.4.1. Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte

Le schéma bloc de régulation de la vitesse d'un système d'entraînement à commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique est le suivant:

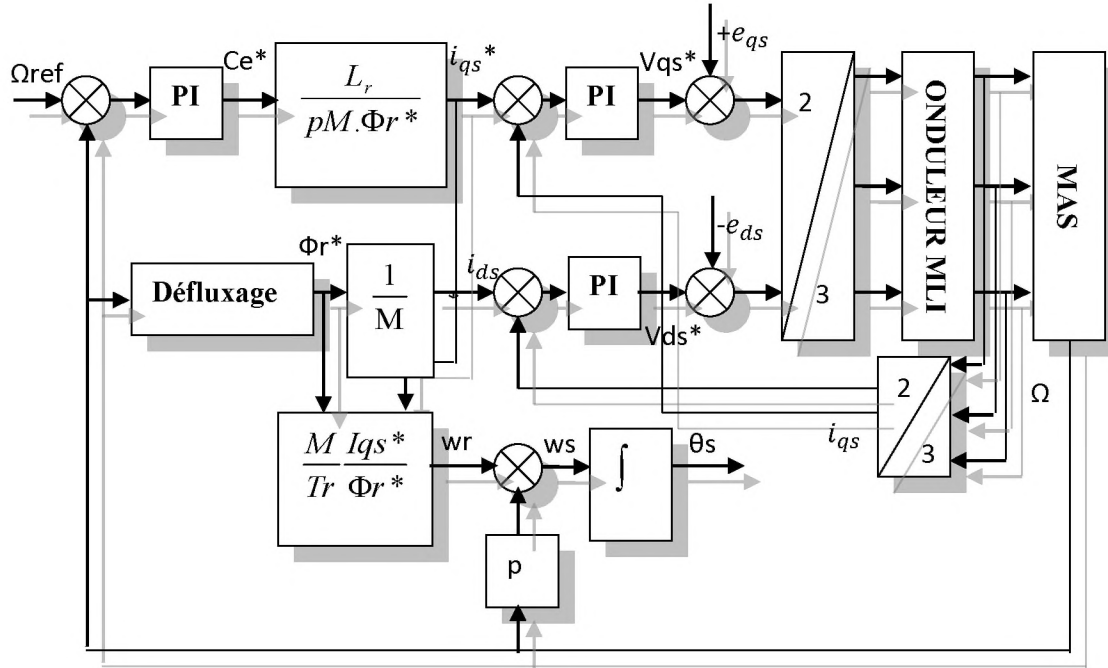


Figure (3.2) : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte

3.4.2. Découplage entrée-sortie :

Les lois de commande vectorielle des machines asynchrones alimentées en tension présentent des couplages entre les actions sur les axes «d» et «q». Le flux et le couple dépendent simultanément des tensions V_{ds} et V_{qs} , donc il faut réaliser un découplage [58].

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie, nous pourrions alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives

Différentes techniques existent: découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation, nous présentons le découplage par compensation.

3.4.2.1. Découplage par compensation [16]:

Définitions de deux nouvelles variables de commande U_{ds} et U_{qs} telles que :

$$\begin{cases} V_{ds} = U_{ds} - e_{ds} \\ V_{qs} = U_{qs} - e_{qs} \end{cases} \quad (3.6)$$

Avec:

$$\begin{cases} e_d = \omega_s \sigma L_s i_{qs} \\ e_q = -\omega_s \sigma L_s i_{ds} - \frac{M}{L_r} \omega_s \Phi_r \end{cases} \quad (3.7)$$

Les tensions V_{ds} et V_{qs} sont alors reconstituées à partir des tensions U_{ds} et U_{qs}

$$\begin{cases} U_{ds} = \left(R_s + \sigma L_s \frac{d}{dt} \right) i_{ds} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} \\ U_{qs} = \left(R_s + \sigma L_s \frac{d}{dt} \right) i_{qs} \end{cases} \quad (3.8)$$

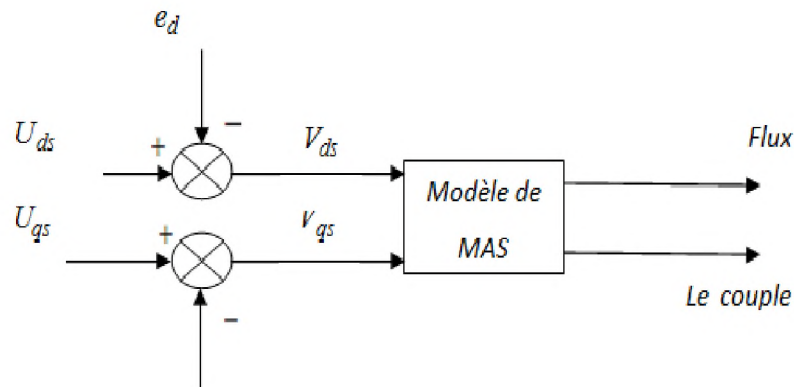


Figure (3.3) : Structure du bloc de découplage

3.4.3. Bloc de défluxage :

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction non linéaire suivante [59]:

- sous-vitesse

$$\Phi_r = \Phi_{mom} \quad \text{Pour } |\Omega_r| \leq \Omega_{mom}$$

- sur -vitesse :

$$\Phi_r = \frac{\Omega_{mom}}{|\Omega_r|} \cdot \Phi_{mom} \quad \text{Pour } |\Omega_r| \geq \Omega_{mom}$$

Avec :

Ω_{mom} : Vitesse de rotation nominale.

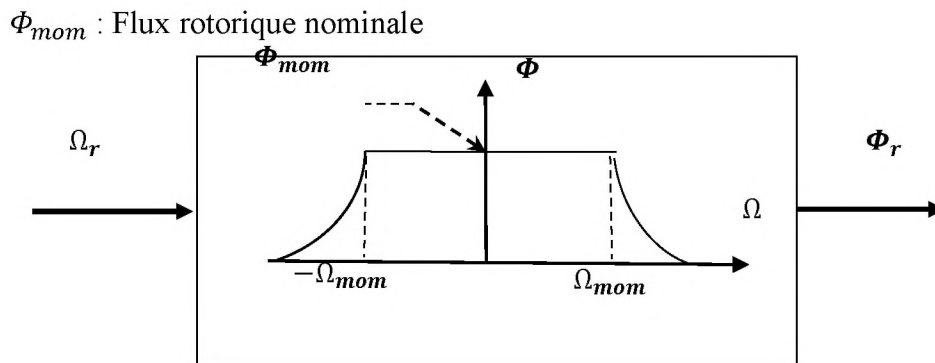


Figure (3.4): Bloc de défluxage

3.4.4. Régulation

Les structures des régulations sont choisies pour répondre à plusieurs nécessités. Il convient d'abord de régler la machine de façon à imposer à la charge: la vitesse ou la position et le couple. Il est également nécessaire d'assurer certaines fonctions supplémentaires, les plus importantes concernent les sécurités.

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus et les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en œuvre.

Dans notre étude, pour les boucles des courants et de flux, nous avons adopté classiquement un régulateur Proportionnel-Intégral (PI). Il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne [60].

3.4.4.1. Régulation des courants :

Les retards dus à l'onduleur *MLI* ainsi que de la boucle de régulation sont réduits à un retard pur ayant l'expression: e^{-sT_D} qui est approximé par $\frac{1}{1+s.T_D}$

avec: $T_D = T_{MLI} + T_{Reg} . I_{dq}$

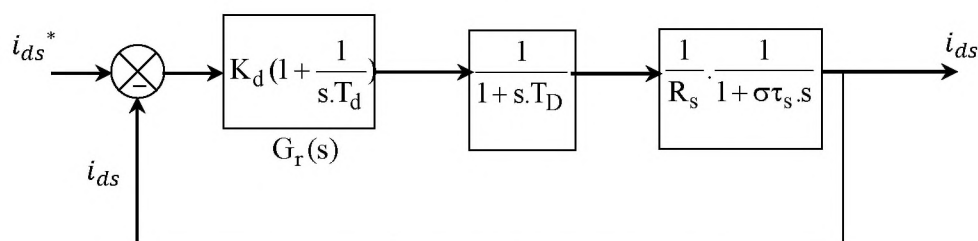


Figure (3.5). Boucle de régulation du

La fonction de transfert en boucle ouverte $F_{do}(s)$ est :

$$F_{do}(s) = K_d \left(1 + \frac{1}{sT_d}\right) \cdot \frac{1}{1 + sT_D} \cdot \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \sigma T_s \cdot s} \quad (3.9)$$

Nous avons choisi d'utiliser T_d afin d'éliminer le pôle le plus lent, donc :

$$\begin{cases} T_d = \sigma T_s \\ F_{do}(s) = \frac{K_d}{R_s} \cdot \frac{1}{s \cdot \sigma T_s (1 + T_D \cdot s)} \end{cases} \quad (3.10)$$

La fonction de transfert en boucle fermée $F_{df}(s)$ est alors :

$$F_{df}(s) = \frac{F_{do}(s)}{1 + F_{do}(s)} = \frac{K_d}{R_s \sigma T_s T_D} \cdot \frac{1}{s^2 + 2 \frac{1}{2T_D} \cdot s + \frac{K_d}{R_s \sigma T_s T_D}} \quad (3.11)$$

Elle est sous la forme standard :

$$\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n \cdot s + \omega_n^2}$$

Avec :

$$\begin{cases} \xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_s \sigma T_s}{K_d T_D}} \\ \omega_n = \sqrt{\frac{K_d}{R_s \sigma T_s T_D}} \end{cases} \quad (3.12)$$

Un amortissement $\xi = 0.7$ détermine un temps de réponse optimal et permet d'obtenir une bonne stabilité du système.

On a donc pour $\xi = 0.7$:

$$\begin{cases} K_d = \frac{R_s \sigma T_s}{2 T_D} = \frac{\sigma I_{ss}}{2 T_D} \\ T_d = \sigma T_s = \frac{\sigma I_{ss}}{R_s} \end{cases} \quad (3.13)$$

L'écriture du régulateur (*PI*) sous la forme: $G_r(s) = K_{pd} + \frac{K_{id}}{s}$ donne

$$\begin{cases} K_{pd} = \frac{R_s \sigma T_s}{2T_D} = \frac{\sigma l_{ss}}{2T_D} \\ K_{id} = \frac{K_d}{T_d} = \frac{R_s}{2T_D} \end{cases} \quad (3.14)$$

On retrouve la même boucle de régulation pour le courant i_{qs} . On a donc:

$$\begin{cases} K_{pq} = K_d = \frac{\sigma l_{ss}}{2T_D} \\ K_{iq} = \frac{K_d}{T_d} = \frac{R_s}{2T_D} \end{cases} \quad (3.15)$$

Les boucles des courants jouent un rôle primordial puisque, tout en assurant le contrôle vectoriel, elles garantissent les protections nécessaires à l'ensemble convertisseur- machine.

Ainsi, l'introduction de limitations sur les références des courants i_{qs}^* et i_{ds}^* assure la maîtrise des courants même s'il apparaît un problème sur les boucles de régulation externe.

3.4.4.2. Régulation de vitesse

Il est clair que le réglage du couple se fera par l'action sur le courant i_{qs} . Plutôt que par une action sur le flux. Par conséquent, la sortie du régulateur de la boucle externe (vitesse) constitue la référence (l'entrée) de la boucle interne (courant i_{qs}) [61].

Pour cette régulation, nous avons adopté un régulateur *IP* (figure 3.6)

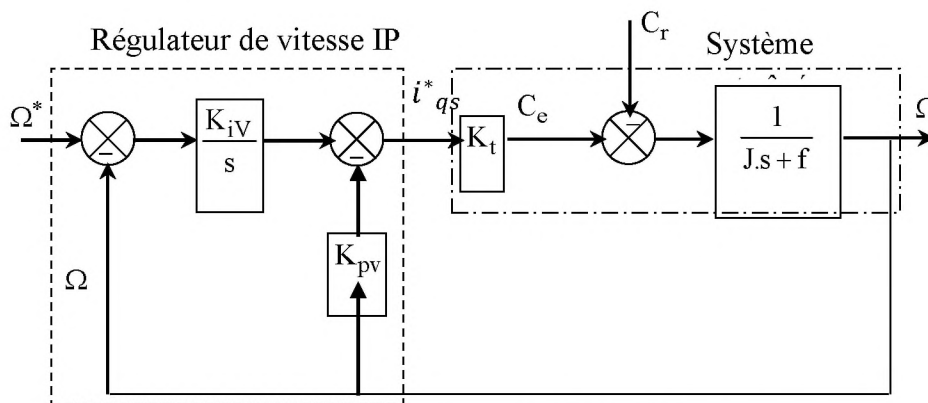


Figure (3.6) : Boucle de régulation de la vitesse,

Avec :

$$\begin{aligned} C_e &= K_t I_{qs}^* \\ K_t &= \frac{3 \cdot p \cdot I_m^2}{2 I_{rr}} I_{ds}^* \end{aligned} \quad (3.16)$$

En considérant le couple de charge comme une perturbation, on obtient la fonction de transfert par rapport à la consigne :

$$\frac{\Omega}{\Omega^*(s)} = \frac{K_t \cdot K_{iv}}{j \cdot s^2 + (f + K_{pv} \cdot K_t) \cdot s + K_{pv} \cdot K_t} \quad (3.17)$$

La comparaison de (3.17) avec la fonction de transfert standard : $\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$ donne :

$$\begin{cases} \xi = \frac{f + K_{pv} \cdot K_t}{2\sqrt{jK_t K_{iv}}} \\ \omega_n = \sqrt{\frac{K_{iv} K_t}{j}} \end{cases} \quad (3.18)$$

Si on choisit $\xi=1$, la réponse indicielle de (3.17) est comme suit:

$$\Omega(t) = 1 - e^{-\omega_n t} (1 + \omega_n t) \quad (3.19)$$

Le temps de réponse est le temps nécessaire pour que la réponse indicielle croisse de 0 jusqu'à 90% de sa valeur finale. On note le temps de réponse par t_{rep} et on obtient:

$$1 - e^{-\omega_n t_{rep}} (1 + \omega_n t_{rep}) = 0.9 \quad (3.20)$$

On choisit un t_{rep} souhaité, la résolution de (3.17) donne ω_n , et d'après (3.18), les paramètres du régulateur IP sont:

$$\begin{cases} K_{iv} = \frac{j\omega_n^2}{K_t} \\ K_{pv} = \frac{2 \cdot j \cdot \omega_n - f}{K_t} \end{cases} \quad (3.21)$$

3.5. Commande vectorielle avec pertes fer :

3.5.1. Expression de la commande :

Comme pour la machine asynchrone sans pertes fer, la commande vectorielle de la machine est basée sur le passage du système d'axes triphasés (abc) au système d'axes biphasés (d, q) ou le choix doit se faire de façon à aligner le flux rotorique sur l'axe d ce qui permet d'obtenir une expression du couple proportionnelle aux deux composantes orthogonales i_{ds} et i_{qs} .

En écrivant les équations de système (2.21) où la résistance des pertes fer est placée en série avec l'inductance mutuelle dans un repère lié au champ tournant d'axes (d,q) et par l'application de loi de commande vectorielle assurant le découplage, on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds} = \dot{R}_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{R_{fs}}{L_r} \Phi_r - \omega_s \sigma L_s i_{qs} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} \\ V_{qs} = \dot{R}_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{ds} + \frac{M}{L_r} \omega_s \Phi_r \end{cases} \quad (3.22)$$

$$\begin{cases} \Phi_r = \frac{\frac{M}{T_r} - \dot{R}_{fs}}{\frac{1}{T} + S} i_{ds} \\ \omega_r = \left(\frac{M}{T_r} - \dot{R}_{fs} \right) \frac{i_{qs}}{\Phi_r} \end{cases} \quad (3.23)$$

Avec : $\dot{R}_s = R_s + \frac{l_r}{L_r} R_{fs}$; $T = \frac{l_r}{R_{fr} + R_r}$; $\dot{R}_{fr} = \frac{l_r}{L_r} R_{fr}$

Les deux termes de couplage qui sont définies comme des F.é.m. de rotation de la machine sont données par :

$$\begin{cases} e_d = \omega_s \sigma L_s i_{qs} - \frac{R_{fs}}{L_r} \Phi_r \\ e_q = -\omega_s \sigma L_s i_{ds} - \frac{M}{L_r} \omega_s \Phi_r \end{cases} \quad (3.24)$$

3.5.2 Régulateur de vitesse :

Pour la commande vectorielle de la MAS avec pertes fer on adopte le même régulateur de vitesse (les mêmes paramètres).

3.6. Techniques de commande de l'onduleur de tension :

A l'âge de la révolution des interrupteurs semi-conducteurs de puissance à commutation très rapide, l'utilisation des convertisseurs de fréquence de type onduleur de tension à MLI, trouve énormément d'intérêt, en particulier dans l'entraînement des machines à courant alternatif. Dans la littérature se présentent différentes méthodes de commande de ces convertisseurs. Parmi elles la MLI sinusoïdale.

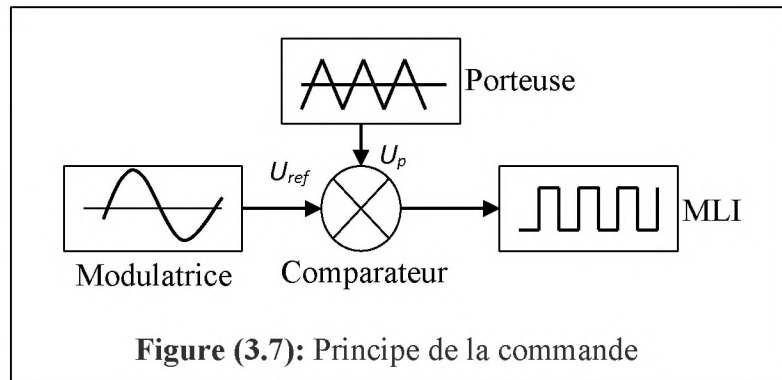
Il est certain que le choix d'une meilleure stratégie de commande d'un onduleur, alimentant une machine asynchrone triphasée à cage, améliore considérablement les performances du système.

3.6.1. Modulation de largeur d'impulsions sinusoïdale :

La technique MLI sinusoïdale est une technique très utilisée en industrie et est largement passée en revues dans la littérature.

Le principe de cette technique consiste à comparer un signal de référence (modulante) à une porteuse (figure 3.7). Le signal de référence représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.

Quant à la porteuse, elle définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur, c'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.[62]



3.6.2 Les paramètres essentiels de la MLI sont par conséquent :

- La fréquence de modulation f_m .
- L'indice de modulation m , égal au rapport (f_m/f_s) des fréquences de la modulation et de la référence.
- Le coefficient de réglage en tension r , égale au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur de crête ($E/2$) de l'onde de modulation [63].

3.6.3. Les objectifs principaux d'une MLI sont les suivant :

- obtenir dans la charge des courants dont la variation est proche de la sinusoïde par le contrôle de l'évolution des rapports cycliques et grâce à la fréquence des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence de sortie.
- Repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.
- Minimiser les oscillations sur la vitesse, le couple et les courants : ce qui permettra de réduire la pollution en harmonique dans le réseau électrique avec minimisation des pertes donc amélioration du rendement [64].

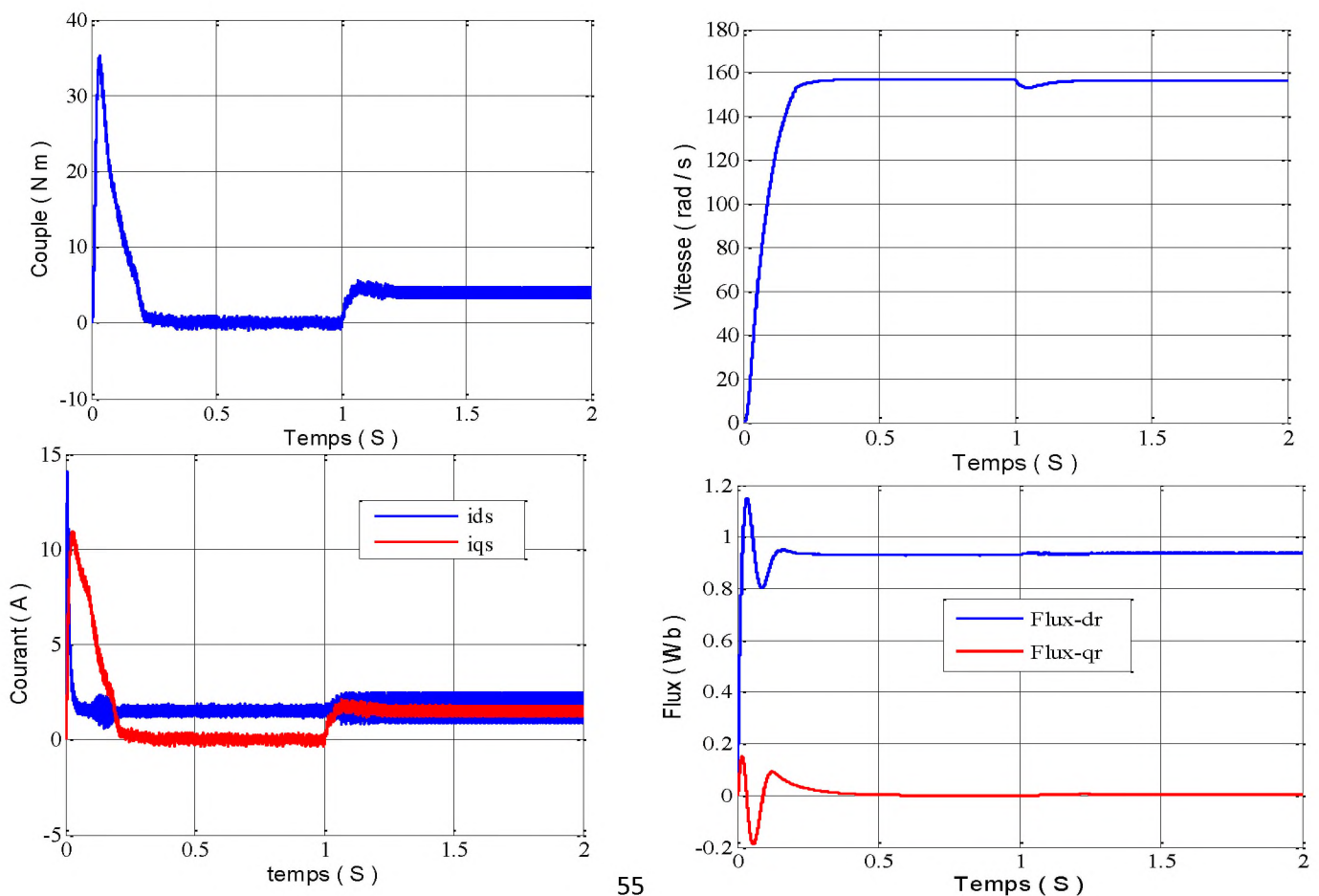
3.7 Résultats de simulation et interprétation :

Les simulations présentées dans cette section sont réalisées sur une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension à MLI et pilotée par une commande vectorielle indirecte. Les paramètres de la machine sont mentionnés dans l'annexe.

a- Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte sans pertes fer :

Les figures (3.8) représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire stabilisée par la valeur de vitesse de référence. Après l'application de charge ($C_r = 4\text{N.m}$ à $t = 1\text{sec}$), la courbe présente une chute dans sa valeur puis se stabilise à sa valeur de référence (175rad/sec), le courant statorique suit la variation de la charge, ou la composant i_{ds} subit un pic de 15A avant de se stabiliser.

Pour le composant i_{qs} , d'après les résultats il est l'image de couple. Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur de couple résistant à un temps presque nul, avant et après l'application des charges. La composante du flux Φ_{dr} subit un pic au premier moment de démarrage, puis se stabilise (0.2s) à la valeur désirée, tandis que la composante Φ_{qr} subit des oscillations avant de se stabiliser (0.2s) à zéro.



Figure(3.8) : Résultats de la simulation de la MAS avec la commande vectorielle indirecte sans perte fer.

b- Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte sans et avec pertes fer :

Les résultats de cette simulation sont effectués pour le cas où la MAS et sa commande vectorielle sont simulés sans pertes fer, ensuite on prend ces pertes fer en considération dans le modèle de la machine.

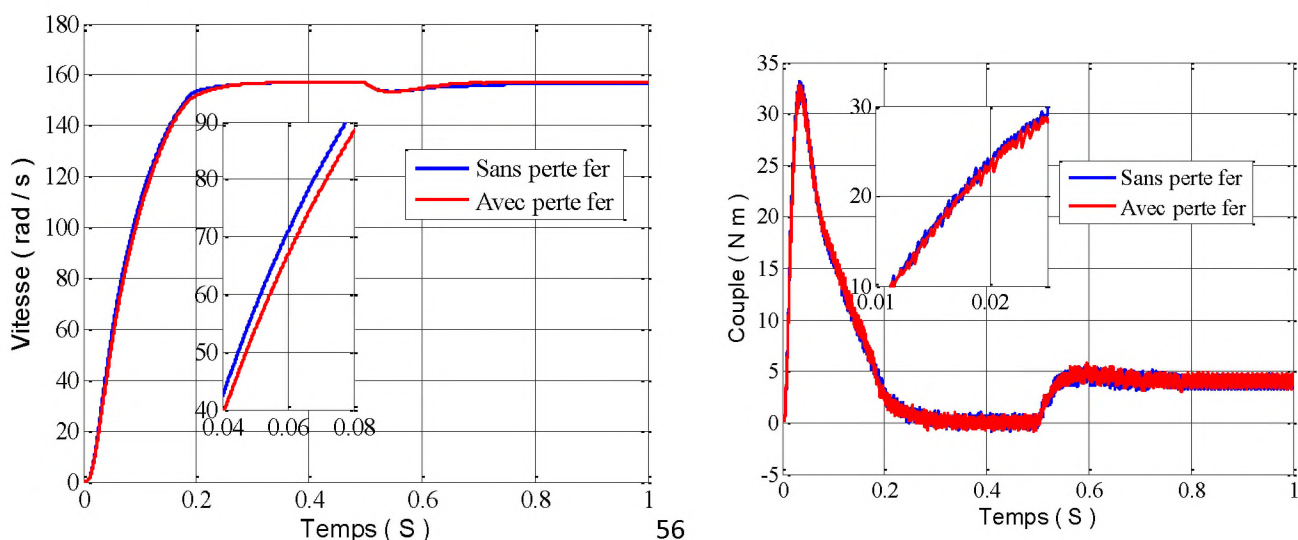
Pour voir l'influence des pertes fer sur la commande de la machine, on fait une comparaison entre les deux cas, qui est illustrée par la figure (3.9).

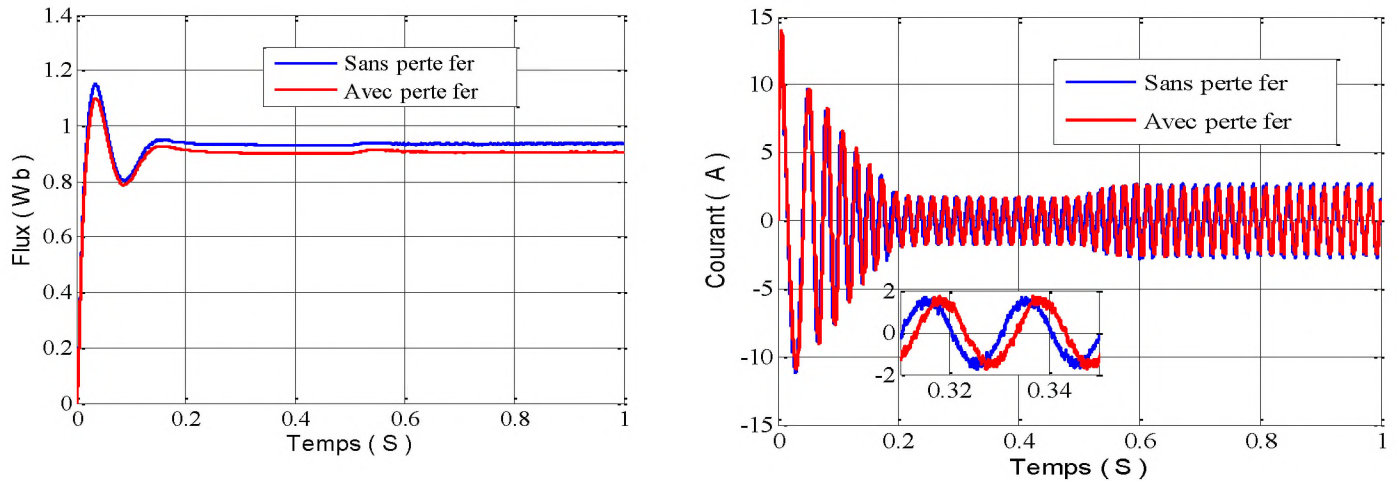
L'examen des courbes des deux cas montre l'influence de la négligence des pertes fer dans la commande. On remarque qu'il y a dégradation du flux dans le modèle de la MAS et la commande avec pertes donc il y a une diminution dans la valeur de ce dernier dans le cas de la machine et sa commande avec pertes fer.

La caractéristique représentant le courant statorique (voir zoom) pour le cas de modèle sans pertes fer présente un écart par rapport au cas de modèle avec pertes fer

Les courbes de couple sont presque identiques pour les deux cas, il y a une petite différence durant le régime transitoire, dans sa valeur maximale. Pour les caractéristiques du vitesse, les allures sont presque identiques et il y a une nette différence dans le temps de réponse, elle apparait dans le cas de la prise en compte des pertes fer.

Finalement, les résultats obtenus montrent clairement que la considération des pertes fer simultanément dans le modèle de la MAS et dans l'algorithme de commande ; améliore les de la MAS et dans l'algorithme de commande améliore les performances du système avec un maintien de l'orientation du flux à $\varphi_{qr} = 0$. Cette constatation conduit à dire que l'on se rapproche plus du modèle de la machine réelle, avec un meilleur découplage du flux rotorique.





Figure(3.9) : Résultats de la simulation de la MAS avec la commande vectorielle indirecte en présence des pertes

3.8 Techniques intelligentes de minimisation des pertes fer

3.8.1 Introduction :

On pourrait dire que la logique floue et les algorithmes génétiques constituent des approches qui ne sont pas nouvelles. Leur développement se fait à travers les méthodes par lesquelles l'homme essaye de copier la nature et de reproduire des modes de raisonnement et de comportement qui lui sont propres. Bien que ces approches paraissent « naturelles », et si elles se sont imposées dans des domaines allant du traitement de l'image à la gestion financière, elles commencent à peine à être utilisées dans les domaines de l'électrotechnique et de l'industrie afin de résoudre les problèmes d'identification, d'évaluation de processus. Considérant que la machine asynchrone à cage et le convertisseur statique associé posent des problèmes difficiles à étudier pour sa commande, nous nous proposons d'analyser ce que les méthodes décrites peuvent apporter comme solution à cette commande.

Il est évidemment impossible de cerner toutes les possibilités et les combinaisons où elles peuvent intervenir dans un tel processus. Nous examinerons plus précisément la régulation ainsi que son optimisation.

L'objectif de cette partie est d'étudier de méthode avancée appliquée à la commande des machines asynchrones et de les implanter afin d'obtenir un système de commande de haute performance. Tandis que critères de temps de réponse, de dépassement et d'erreur statique peuvent être assurés par les techniques de commande conventionnelle, le critère de robustesse

demeure un défi pour les électrotechniciens. Ce critère ne peut être satisfait qu'en appliquant des techniques avancées de commande dite techniques d'intelligences.

3.9 Minimisation par algorithmes génétiques:

L'observation des phénomènes biologiques est une très riche source d'inspiration pour les informaticiens. Le concept d'algorithme génétique notamment, généralisé ces dix dernières années sous le terme d'algorithme évolutionnaire en est un excellent exemple. Les principes de base de ces algorithmes sont une transposition informatique simplifiée de la très célèbre théorie de Darwin. En d'autres termes, on imite au sein d'un programme la capacité d'une population d'organismes vivants à s'adapter à son environnement à l'aide des mécanismes de sélection et d'héritage génétique. Depuis une quarantaine d'années de nombreuses méthodes de problèmes d'optimisation stochastiques, ont été développées à partir de ces principes, pour constituer ce que l'on nomme maintenant le « Darwinisme artificiel ». Le terme : algorithmes évolutionnaires, couvre en fait un ensemble de techniques, nommées: Algorithmes génétiques, programmation génétique Stratégies d'évolution, programmation évolutionnaire, suivant la façon dont les principes Darwiniens sont traduits dans le modèle artificiel. [65].

Au cours de cette partie, nous développerons les notions de sélection, de croisement et de mutation des algorithmes génétiques.

Nous essayerons de concevoir un algorithme génétique qu'on appliquera par la suite à l'optimisation de quelques fonctions. Une fois l'algorithme génétique validé, il sera appliqué à la commande de notre machine.

3.9.1 Définition

Les algorithmes génétiques sont des algorithmes d'optimisation s'appuyant sur des techniques dérivées de la génétique et des mécanismes d'évolution de la nature : sélections, croisements, mutations, etc. Ils appartiennent à la classe des algorithmes évolutionnaires. On peut dire que l'algorithme génétique est une méthode de programmation qui repose sur le principe de l'évolution pour effectuer la recherche d'une solution adéquate à un problème.

3.9.2 Principe :

Cette classe d'algorithme travaille sur une population d'entités abstraites munies d'un génotype formel (par exemple une suite de bits formant un octet : 10010001). Ce dernier possède une signification relative au problème posé, et il en constitue une solution potentielle. Partant d'une population construite aléatoirement, c'est-à-dire où chaque individu a un génotype différent, choisi au hasard, l'algorithme évalue la qualité de la solution proposée par

chaque individu. Cette évaluation correspond à la notion biologique d'adaptation dans un écosystème. Les meilleurs individus sont alors sélectionnés pour appartenir à la génération suivante. Ils sont croisés entre eux, à l'image de la reproduction sexuée : les génotypes se recombinent par paire. Enfin, quelques individus choisis au hasard voient leur génotype modifié de façon aléatoire, ils subissent une mutation. La nouvelle génération est ainsi constituée, et le processus recommence jusqu'à ce qu'un critère d'arrêt soit respecté.

Il existe de nombreuses variantes à cet algorithme, les algorithmes génétiques étant regroupés selon un paradigme de programmation, c'est-à-dire une méthode générale qu'il faut adapter pour des applications précises. Par exemple, il peut ne pas y avoir de mutation, ou bien la population peut être de taille fixe et évoluer pendant une durée déterminée à l'avance, comme elle peut être de taille variable.

3.9.4 Applications

La recherche du minimum absolu d'une fonction mathématique est un exemple typique de l'emploi d'algorithme génétique. D'une manière plus générale, les problèmes intéressants se ramènent à chercher des solutions dans un espace de recherche de très grande taille, espace notamment rencontré lorsque le nombre de cas à explorer avant d'être sûr d'avoir trouvé la meilleure solution grandit de manière exponentielle avec la taille du problème. On dit que ce sont des problèmes NP-complets, ou difficiles.

Les algorithmes génétiques ont pour but de résoudre de tels problèmes par leur approche spécifique, différente des algorithmes d'optimisation les plus courants. Les algorithmes génétiques utilisent massivement des tirages de nombres pseudo aléatoires pour effectuer l'exploration des solutions. Le fait de travailler sur une population implique un parallélisme implicite, c'est-à-dire : plusieurs solutions sont explorées simultanément.

De plus, il est possible d'arrêter à tout moment un tel algorithme, il propose toujours une solution, qui n'est pas forcément la meilleure, mais qui n'est pas trop mauvaise non plus. Enfin les algorithmes génétiques évitent un piège très souvent rencontré dans les algorithmes d'optimisation : ils ne s'arrêtent pas dans les extrema locaux, c'est-à-dire qu'ils essaient constamment de trouver de meilleures solutions, même s'ils semblent les avoir atteintes. En conséquence, les algorithmes génétiques sont très robustes, mais ils souffrent de ne pas être prévisibles, et donc leur efficacité ne peut pas être calculée à l'avance.

L'algorithme génétique diffère des algorithmes classiques, par quatre (4) points principaux : [66]

- ✓ Les algorithmes génétiques utilisent un codage des paramètres, et non les paramètres eux-mêmes.

- ✓ Les algorithmes génétiques travaillent sur une population de points, au lieu d'un point unique, cela permet aux AG d'explorer différentes zones dans l'espace de recherche et donc de minimiser la probabilité de trouver un point optimal local.
- ✓ Les algorithmes génétiques n'utilisent que les valeurs de la fonction objective, pas ses dérivées, ou une autre connaissance auxiliaire.
- ✓ Les algorithmes génétiques utilisent des règles de transition probabilistes, et non déterministes, cela signifie qu'ils ne nécessitent pas d'espace de recherche continu.

3.9.5 Présentation des algorithmes génétiques : [67]

Le premier pas dans l'implantation des algorithmes génétiques est de créer une population d'individus initiaux. En effet, les algorithmes génétiques agissent sur une population d'individus, et non pas sur un individu isolé. Par analogie avec la biologie, chaque individu de la population est codé par un *chromosome* ou *génotype*. Une population est donc un ensemble de chromosomes. Chaque chromosome code un point de l'espace de recherche. L'efficacité de l'algorithme génétique va donc dépendre du choix du codage d'un chromosome.

Dans l'algorithme génétique de John Holland, un chromosome était représenté sous forme de chaînes de bits contenant toute l'information nécessaire à la description d'un point dans l'espace ce qui permettait des opérateurs de sélection, croisement et de mutation simple.

3.9.6 Fonction d'évaluation et fonction *fitness* :

La traduction algorithmique de l'adjectif faible et fort appliqué aux individus conduit à définir une fonction sélective (fonction *fitness*) qui permet d'associer une valeur à chaque individu de la population. Cette valeur est dite valeur sélective de l'individu. La fonction sélective f est souvent une transformation g de la fonction objective ($f(x)=g(o(x))$).

L'application des opérateurs génétiques sur des individus jugés par une fonction sélective particulière, permet d'explorer l'espace des solutions à la recherche d'un extremum. Généralement, quand l'AG est appliqué, il est fait dans une manière qui implique les étapes suivantes :

- ✓ Evaluer la fonction sélective de tous les individus dans la population.
- ✓ Créer une nouvelle population en exécutant des opérations tel que la sélection proportionnelle, le croisement, et la mutation sur les individus dont la fonction sélective a été juste mesurée.
- ✓ Abandonner l'ancienne population et répéter les mêmes étapes avec la nouvelle population.

Pour calculer le coût d'un point de l'espace de recherche, on utilise une *fonction d'évaluation*. L'évaluation d'un individu ne dépendant pas de celle des autres individus, le résultat fournit par la fonction d'évaluation va permettre de sélectionner ou de refuser un

individu pour ne garder que les individus ayant le meilleur coût en fonction de la population courante : c'est le rôle de la fonction *fitness*. Cette méthode permet de s'assurer que les individus performants seront conservés, alors que les individus peu adaptés seront progressivement éliminés de la population

3.9.7 Codage et décodage des variables : [68]

Le codage des variables est une étape importante dans l'optimisation des algorithmes génétiques. A chaque paramètre, on doit faire correspondre à un gène.

Sachant qu'un ensemble de gènes représente un chromosome, chaque dispositif est présenté par un individu doté d'un génotype constitué d'un ou de plusieurs chromosomes. La population sera un ensemble de N individus, qui évoluera d'une génération à une autre.

Pour un codage binaire, un gène est représenté par un nombre dont la longueur est exprimée en bits. Différents codes peuvent être utilisés pour le codage : Gray, binaire, réelle.

Un des avantages du codage binaire est la facilité avec laquelle on peut représenter différents d'objectifs : les réelles, les entiers, les valeurs booléennes, les chaînes de caractères. Pour passer d'une représentation à une autre, il suffit d'utiliser des fonctions de codage ou de décodage.

Pour mieux expliquer cette procédure on considère l'espace de recherche fini.

$$x_{\min} \leq x_i \leq x_{\max} \quad i \in [1, n] \quad (3.25)$$

n : le nombre de paramètres

Pour coder des variables réelles en binaire est sur m bits. L'espace de recherche est subdivisé en $(2^m - 1)$ valeurs discrètes.

A chaque variable x_i , on associe un entier y_i tel que :

$$y_i = \sum_{i=0}^{m-1} b_i * 2^i \quad (3.26)$$

Ou chaque b_i est codé sur un bit et m représente le nombre de bits. Les formules de codage et de décodage sont alors représentées par les formules (3.27) et (3.28)

$$y_i = \frac{x_i - x_{i\min}}{x_{i\max} - x_{i\min}} y_{\max} \quad (3.27)$$

$$x_i = x_{i\min} + (x_{i\max} - x_{i\min}) \frac{y_i}{y_{\max}} \quad (3.28)$$

3.9.8 Sélection des parents :

La sélection est le premier arbitre décidant de la vie et de la mort des individus, c'est pourquoi elle est un élément primordial du bon fonctionnement d'un algorithme génétique.

Cette étape permet de choisir les individus qui vont accéder à la génération intermédiaire, pour se reproduire et former la nouvelle génération. Chaque couple d'individus parents donne naissance à deux enfants.

Nous citons quelques méthodes utilisées pour la sélection des individus, qui vont se reproduire :

1. Sélection par roulette de lotterie :

Les parents sont sélectionnés en fonction de leur performance. Meilleur est le résultat codé par un chromosome, plus grandes sont ses chances d'être sélectionné. Il faut imaginer une sorte de roulette de casino sur laquelle sont placés tous les chromosomes de la population, la place accordée à chacun des chromosomes étant en relation avec sa valeur d'évaluation. Cette roulette est représentée par la figure (3.10).

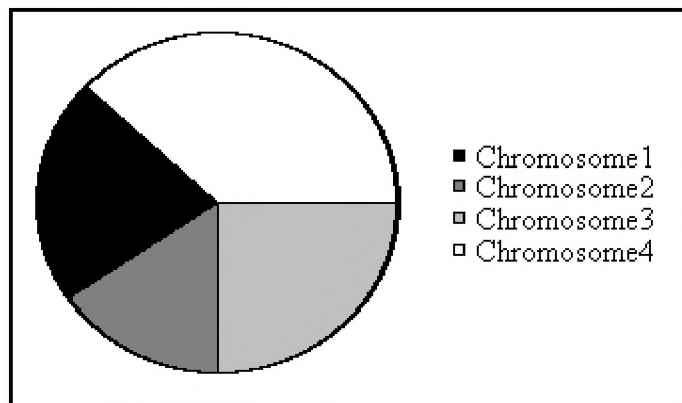


Figure (3.10) : Exemple de sélection par roulette.

Ensuite, la bille est lancée et s'arrête sur un chromosome. Les meilleurs chromosomes peuvent ainsi être tirés plusieurs fois et les plus mauvais ne jamais être sélectionnés. Cela peut être simulé par l'algorithme suivant:

1. On calcule la somme S_1 de toutes les fonctions d'évaluation d'une population.
2. On génère un nombre " r " entre 0 et S_1 .
3. On calcule ensuite une somme S_2 des évaluations en s'arrêtant dès que r est dépassé.
4. Le dernier chromosome dont la fonction d'évaluation vient d'être ajoutée est sélectionné.

2. Sélection par rang :

La sélection précédente rencontre des problèmes lorsque la valeur d'adaptation des chromosomes varie énormément. Si la meilleure fonction d'évaluation d'un chromosome représente

90% de la roulette alors les autres chromosomes auront très peu de chance d'être sélectionnés et on arriverait à une stagnation de l'évolution.

La sélection par rang trie d'abord la population par fitness. Ensuite, chaque chromosome se voit associé un rang en fonction de sa position. Ainsi le plus mauvais chromosome aura le rang 1, le suivant 2, et ainsi de suite jusqu'au meilleur chromosome qui aura le rang N (pour une population de N chromosomes). La sélection par rang d'un chromosome est la même que par roulette, mais les proportions sont en relation avec le rang plutôt qu'avec la valeur de l'évaluation.

Le tableau (3.1) fournit un exemple de sélection par rang. Avec cette méthode de sélection, tous les chromosomes ont une chance d'être sélectionnés. Cependant, elle conduit à une convergence plus lente vers la bonne solution. Ceci est dû au fait que les meilleurs chromosomes ne diffèrent pas énormément des plus mauvais.

chromosomes	1	2	3	4	5	6	Total
probabilités initiales	89 %	5 %	1 %	4 %	3 %	2 %	100 %
Rang	6	5	1	4	3	2	21
probabilités finales	29 %	24 %	5 %	19 %	14 %	9 %	9 %

Tableau 3.1: Exemples de sélection par rang pour 6 chromosomes.

3. Sélection statique :

Ce n'est pas une méthode particulière de sélection des chromosomes parents. L'idée principale est qu'une grande partie de la population puisse survivre à la prochaine génération. L'algorithme génétique marche alors de la manière suivante.

A chaque génération sont sélectionnés quelques chromosomes (parmi ceux qui ont le meilleur coût) pour créer des chromosomes fils. Ensuite les chromosomes les plus mauvais sont retirés et remplacés par les nouveaux. Le reste de la population survie à la nouvelle génération.

4. Sélection par tournoi :

Sur une population de N chromosomes, on forme N pair de chromosomes. Dans les paramètres de l'AG, on détermine une probabilité de victoire du plus fort. Cette probabilité représente la chance qu'a le meilleur chromosome de chaque paire d'être sélectionné. Cette probabilité doit être

grande (entre 70% et 100%). A partir des N pair, on détermine ainsi N individus pour la reproduction.

3.9.9-La recombinaison génétique :

Dans la recombinaison génétique on distingue deux opérateurs principaux : Le croisement et la mutation. Ces deux opérateurs sont la base de la progression des algorithmes génétiques.

3.9.9.1-Croisement : [69]

A partir de deux individus, on obtient deux nouveaux individus (enfants) qui héritent certaines caractéristiques de leurs parents. Le croisement sélectionne des gènes par mis deux individus appelés parents. A partir de ces gènes sont générés les enfants. La probabilité de croisement représente la fréquence à laquelle les croisements sont appliqués.

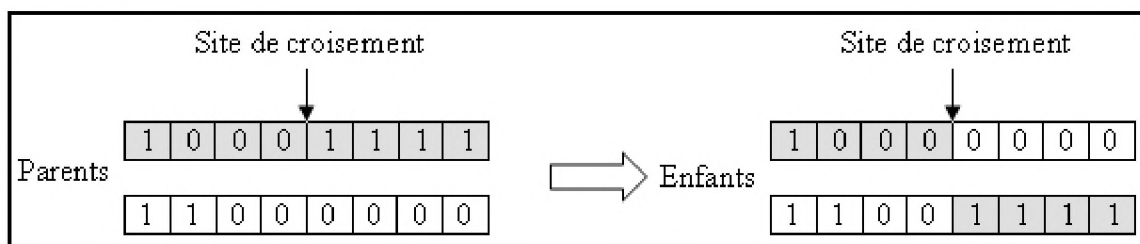
- ✓ S'il n'y a pas de croisement, les fils sont l'exacte copie des parents.
- ✓ S'il y a croisement, les fils sont composés d'une partie de chacun de leurs parents.
- ✓ Si la probabilité est de 0%, la nouvelle génération est la copie de la précédente.
- ✓ Si la probabilité est fixée à 100%, tous les descendants sont générés par croisement.

Le croisement est mis en place pour que les nouveaux chromosomes gardent la meilleure partie des chromosomes anciens. Ceci dans le but d'obtenir, peut-être, de meilleurs chromosomes. Néanmoins, il est quand même important qu'une partie de la population survive à la nouvelle génération.

Ils existent deux types de croisements :

A. Croisement en un point :

Pour chaque couple, on choisit au hasard un point de croisement (figure (3.2)). Le croisement s'effectue directement au niveau binaire, et non au niveau des gènes. Un croisement peut être coupé au milieu d'un gène.



(Figure 3.11) : Représentation schématique du croisement en un point

B. Croisement en deux points :

On choisit au hasard deux points de croisements successifs. Cet opérateur est généralement considéré comme plus efficace que le précédent.

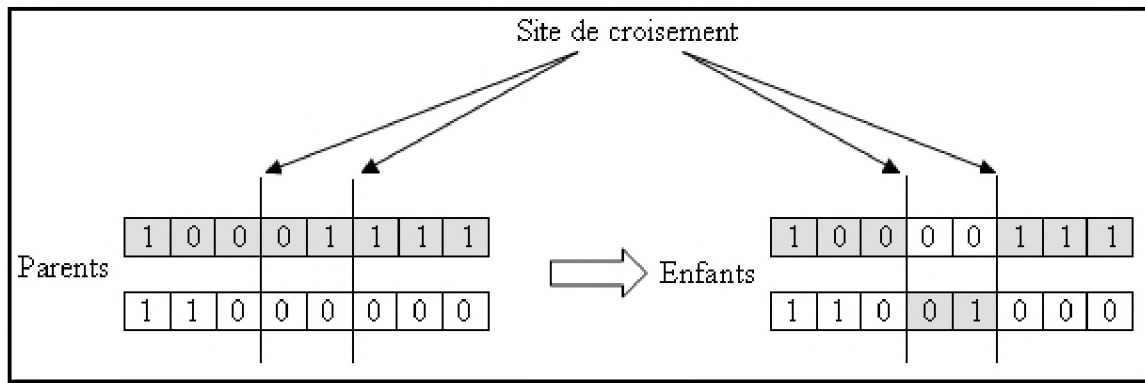


Figure (3. 12) : Représentation schématique du croisement en deux points.

3.9.9.2- Mutation :

La mutation est traditionnellement considérée comme un opérateur marginal bien qu'elle confère en quelque sorte aux algorithmes génétiques la propriété d'ergodicité (c.-à-d. tous les points de l'espace de recherche peuvent être atteints). Cet opérateur a un double rôle :

- ✓ celui d'effectuer une recherche locale et/ou de sortir d'une trappe (recherche éloignée).
- ✓ Cet opérateur ne crée généralement pas de meilleurs individus, mais il évite l'établissement de populations uniformes incapables d'évoluer.

La version de base de la mutation, dite mutation simple, consiste à modifier aléatoirement, avec une probabilité P_m faible, la valeur d'un composant de l'individu. Dans le cas du codage binaire, chaque bit $a_i \in \{0; 1\}$ est remplacé selon une probabilité P_m par son inverse $\bar{a}_i = 1 - a_i$. C'est ce qu'illustre la figure (3.13). Tout comme plusieurs lieux de croisement peuvent être possibles, nous pouvons très bien admettre qu'une même chaîne puisse subir plusieurs mutations.

La mutation génère des «erreurs»de recopie, afin de créer un nouvel individu qui n'existait pas auparavant. Le but est d'éviter à l'AG de converger vers des extrema locaux de la fonction et de permettre de créer des éléments originaux. Si elle génère un individu plus faible l'individu est éliminé. La probabilité de mutation représente la fréquence à laquelle les gènes d'un chromosome sont mutés.

- ✓ S'il n'y a pas de mutation, le fils est inséré dans la nouvelle population sans changement.
- ✓ Si la mutation est appliquée, une partie du chromosome est changée.

La mutation est prévue pour éviter au AG de s'enliser dans des optima locaux. Mais si elle est trop fréquente, le AG est orientée vers une recherche aléatoire de la bonne solution.

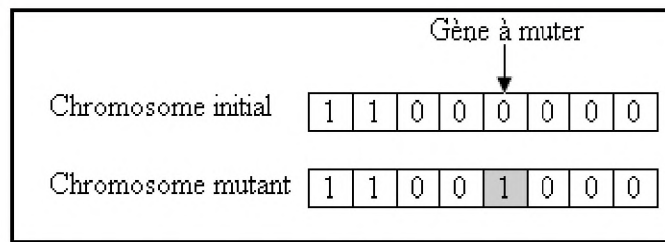


Figure3.13 : Représentation schématique de la mutation simple.

La figure suivante illustre les différentes opérations qui interviennent dans un algorithme génétique de base [12] :

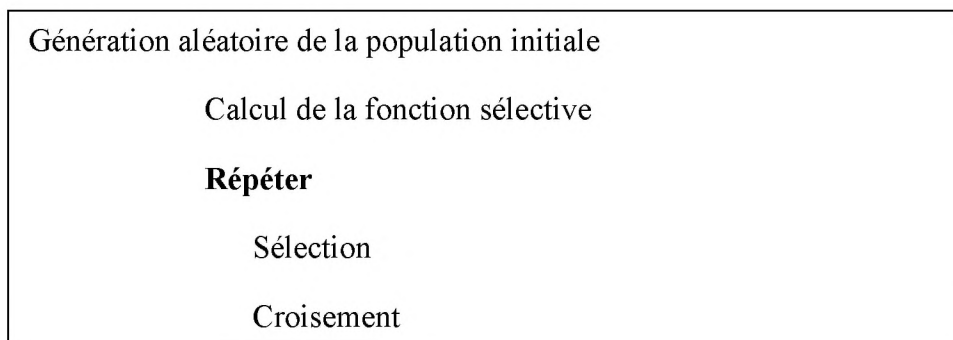


Figure3.14 : Algorithme génétique de base.

Dans le détail, ces algorithmes peuvent être résumés, aux opérations indiquées sur l'organigramme de la figure suivante :

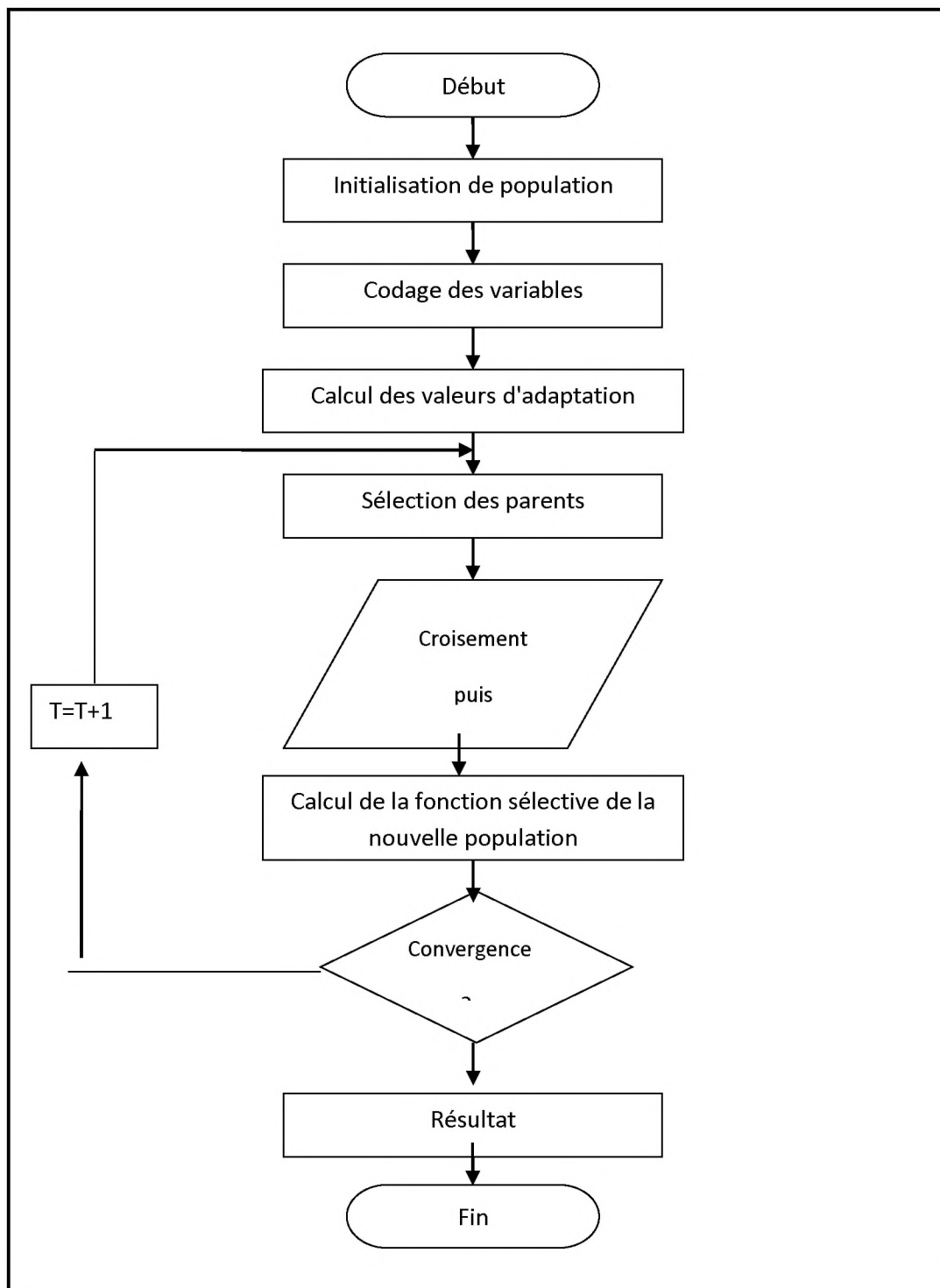


Figure3.15 : Organigramme d'un algorithme génétique

3.10. Application de l'algorithme génétique à la MAS :

pour la commande vectorielle de la machine asynchrone. L'algorithme génétique servira à

calculer les paramètres k_p et k_i pour les quels les performances du régulateur seront optimales. Jusqu'à présent, nous nous sommes basé pour le calcul des paramètres des régulateurs PI, de la vitesse, sur la méthode de placement des. Le choix du paramètre est personnel et dépend généralement de l'expérience de l'opérateur dans la manipulation de ce type de régulateur.

En dépit de son expérience, le choix de l'opérateur ne peut échapper au dilemme précision et stabilité. Le choix des pôles qui assure la diminution, voir même l'élimination de l'erreur et des dépassements donne lieu à des systèmes instables ou au meilleur des cas à des systèmes trop rapides ou trop longs. C'est à partir de ce moment que la nécessité de l'optimisation par algorithmes génétiques se fait principalement ressentir.

Ce chapitre se présentera comme suit :

- Détermination de la fonction objective.
- Présentation de l'algorithme génétique.
- Application à la commande de la machine.

3.10.1 La fonction objective

L'optimisation d'un régulateur de type PI se traduit par l'optimisation de la fonction objective pour le régulateur de la vitesse, la fonction objective est donnée par la relation suivante

$$Fit = \int_0^{t_{sim}} e^2(t) dt = \int_0^{t_{sim}} (\Omega_{ref}(t) - \Omega(t))^2 dt$$

e: erreur.

t: temps de simulation de la boucle

- Pour l'optimisation du régulateur de la vitesse, le calcul de l'erreur se fait comme suit

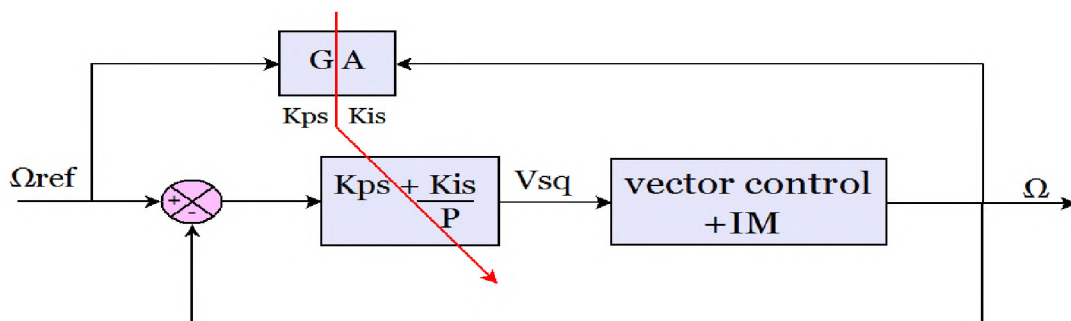


Figure (3.16) Boucle de régulation de la vitesse.

3.10.2 La fonction fitness

La fonction fitness est conçue pour garantir la stabilité du système à réguler. Si pour les valeurs de k_p et de k_i données par l'algorithme génétique le système à réguler est stable on prend comme fonction fitness la fonction objective définie précédemment. Dans le cas contraire on attribue à la fitness une valeur élevée dans le but d'éliminer ces k_p et k_i de la population. L'étude de la stabilité du système se fait par le calcul des pôles de la fonction de transfert du système en boucle fermée. On dit que le système est stable si et seulement si tout ces pôles sont à partie réelle et négative.

3.11 Présentation de l'algorithme génétique

L'algorithme génétique utilisé est représenté par l'organigramme suivant :

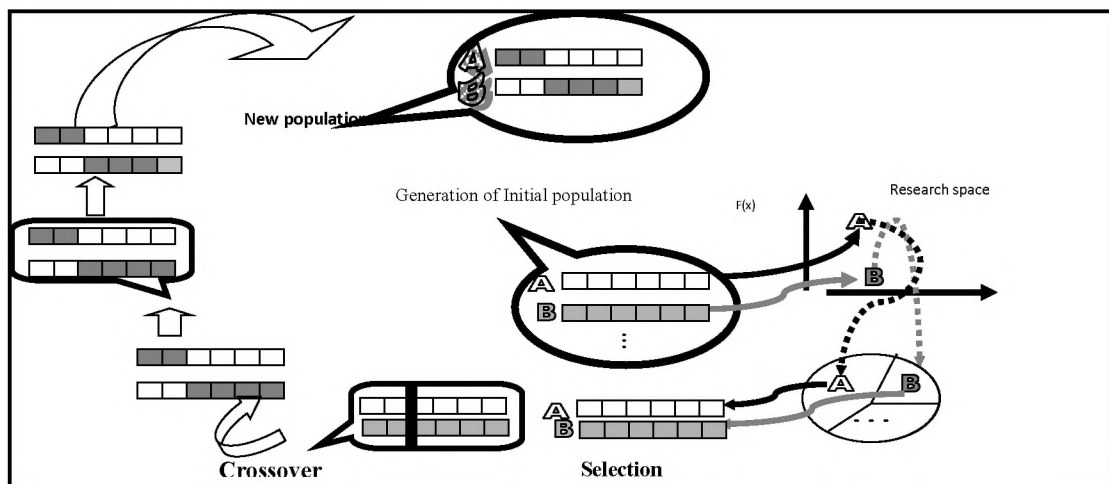


Figure (3.17) Organigramme de l'algorithme génétique utilisé.

3.11.1 Paramètre de l'algorithme génétique

Le tableau 1 montre les paramètres des algorithmes génétiques utilisés pour optimiser les paramètres PID.

N° of generation	20
Size of population	70
Size of chromosome	2
Probability of crossover	1
Probability of Mutation	0.08

Tableau.2: Les paramètres des algorithmes génétiques

Après avoir donné les paramètres ci-dessus à GA, le contrôleur PI peut être facilement réglé et ainsi les performances du système peuvent être améliorées. Les paramètres du variateur de vitesse PI obtenus selon la procédure d'optimisation par la technique de l'AG Les résultats obtenus par l'algorithme génétique sont les suivants :

$$kpv = 1.641 \quad kiv = 20.287$$

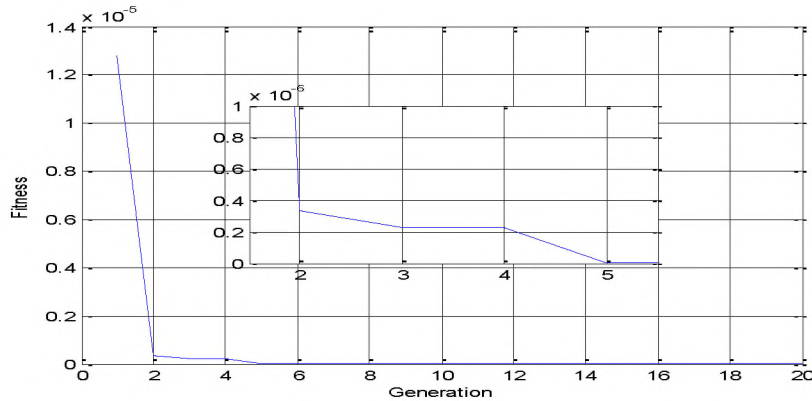
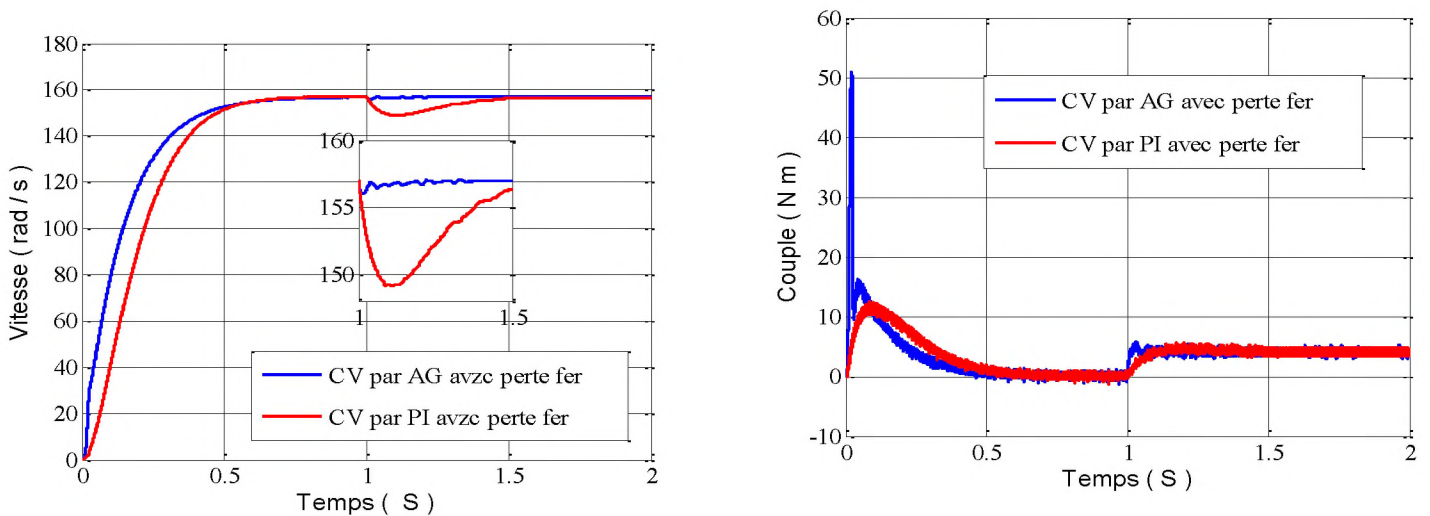


Figure (3.18) Fitness les meilleures solutions.

3.12. Simulation et interprétation des résultats

Le principe de Commande par l'algorithme génétique de la MAS est le même que celui déjà présenté dans le figure (3.19) mais en remplaçant le régulateur PI classique de la vitesse par un régulateur AG(en compte pertes fer).

Utilisation des paramètres kpv et kiv obtenus par l'algorithme génétique pour la commande vectorielle de la machine indirecte sont représentés dans les figures suivantes avec un démarrage à vide, suivi d'une application de charge (4N.m à $t=1s$)



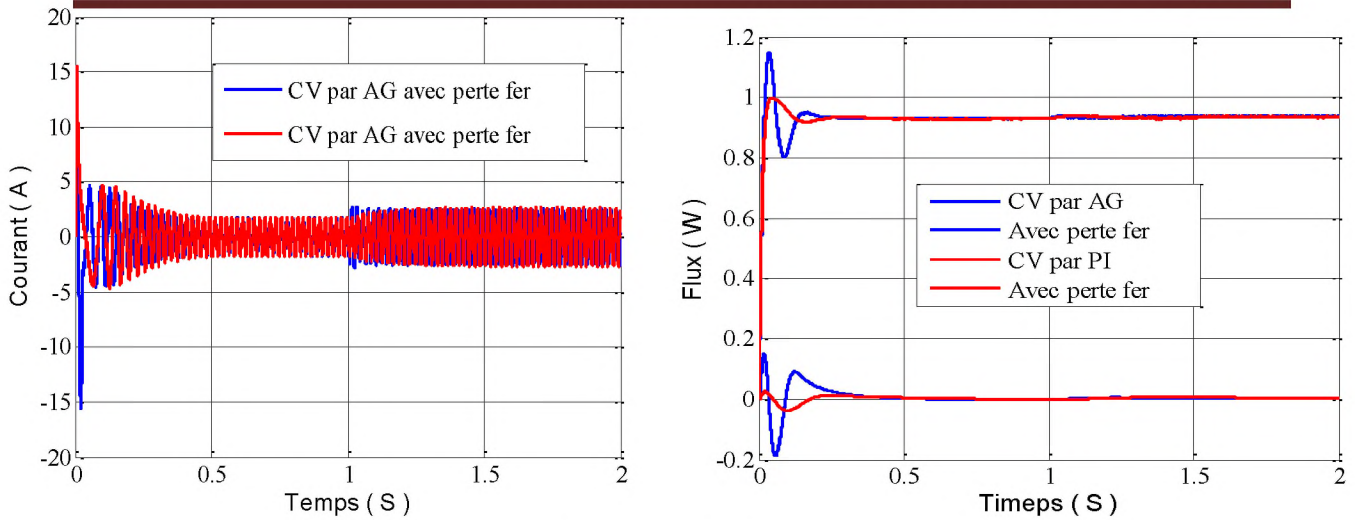


Figure (3.19) : Réponse dynamique de MAS à flux orienté avec un régulateur AG à vide suivi une charge (4N.m à $t=1s$) en compte pertes fer

le figure (3.19) montre les performances de régulation pour la commande par l'algorithme génétique. sont nettement améliorées.

Pour la vitesse se rétablit rapidement à sa valeur de référence sans la présence de dépassement. Elle est insensible à l'application de la charge résistive et connaît une diminution presque négligeable.

de flux rotorique marque un pic puis se stabilise à sa valeur de référence et ne présente aucune sensibilité à l'application de la charge résistive, tandis que la composante en quadrature fait un dépassement puis s'annule.

Lors de démarrage le couple prend une valeur maximale pendant le régime transitoire, puis se stabilise à une valeur à couple résistant (4N.m) en régime permanent.

la composante de courant statorique marque un pic de puis se stabilise à sa valeur de référence L'introduction d'un couple de charge provoque une augmentation du courant

3.13 Minimisation par modèle flou :

3.13.1 Introduction :

L'homme perçoit, raisonne, imagine et décide à partir de modèles ou de représentations, Sa pensée n'est pas binaire, l'idée de la logique floue est de « capturer » l'imprécision de la pensée humaine et de l'exprimer avec des outils mathématiques appropriés, la logique floue propose des modes de raisonnement approximatifs plutôt qu'exactes, C'est principalement le mode de raisonnement utilisé dans la plupart des cas par les humains, le concept de logique floue vient de la constatation que la variable booléenne, qui ne peut prendre que deux valeurs (vrai ou faux) est mal adaptée à la représentation de la plupart des phénomènes courants. Alors que la logique classique considère qu'une proposition est soit fautive, la logique floue distingue une infinité des valeurs de vérité (entre 0 et 1) [70].

3.13.2 Commande par modèle flou :

Les techniques de l'intelligence artificielle sont connues actuellement pour leur grande potentialité de pouvoir résoudre les problèmes liés aux processus industriels, notamment le contrôle, l'estimation et l'identification des paramètres des systèmes variantes. Parmi ces techniques on trouve la logique floue qui s'applique de plus en plus dans le contrôle de la machine à induction et l'adaptation de sa commande vectorielle [71].

Les systèmes flous appartiennent à la classe des systèmes à base de connaissance, leur but principal consiste à implanter un savoir-faire humain (ou des règles heuristiques), sous la forme d'un programme informatique. Les algorithmes basés sur la logique floue sont considérés comme une solution très intéressante pour le réglage de systèmes non linéaires ou les systèmes pour les quels il n'existe pas des modèles mathématiques.

D'une manière générale les avantages du contrôle par la logique floue sont :

- Facilite d'implantation ;
- Solution de problèmes multi-variables complexes ;
- Robustesse vis-à-vis des imprécisions ;
- Possibilité d'intégration du savoir de l'expert.

Les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur L. Zadeh dans son article « fuzzy set ».

3.13.3 Principe de la logique floue :

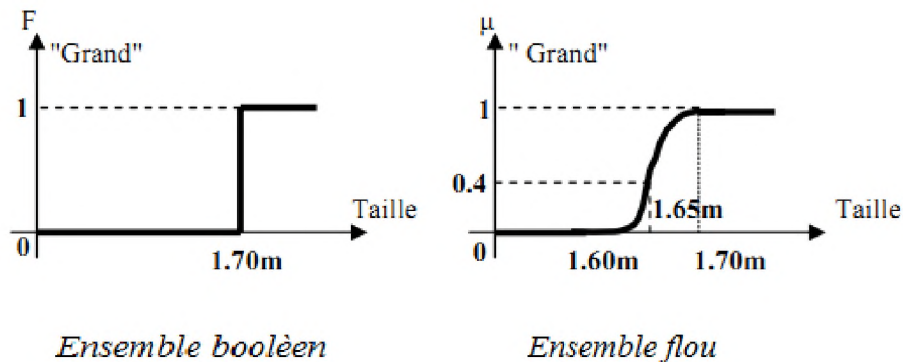
Le principe du réglage par logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire par exemple) mais des variables linguistiques, proches du langage humain de tous les jours.

De plus ces variables linguistiques sont traitées à l'aide de règles qui font références à une certaine connaissance du comportement du système, [72].

3.13.3.1 Différence entre ensemble flou et ensemble booléen

Alors qu'un ensemble booléen est défini par sa fonction caractéristique F à valeurs 0 ou 1, un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance μ à valeurs dans l'intervalle $[0,1]$.

Considérons l'exemple suivant, [73] :



Figure(3.20) : Représentation de " Grand " dans le cas booléen et flou.

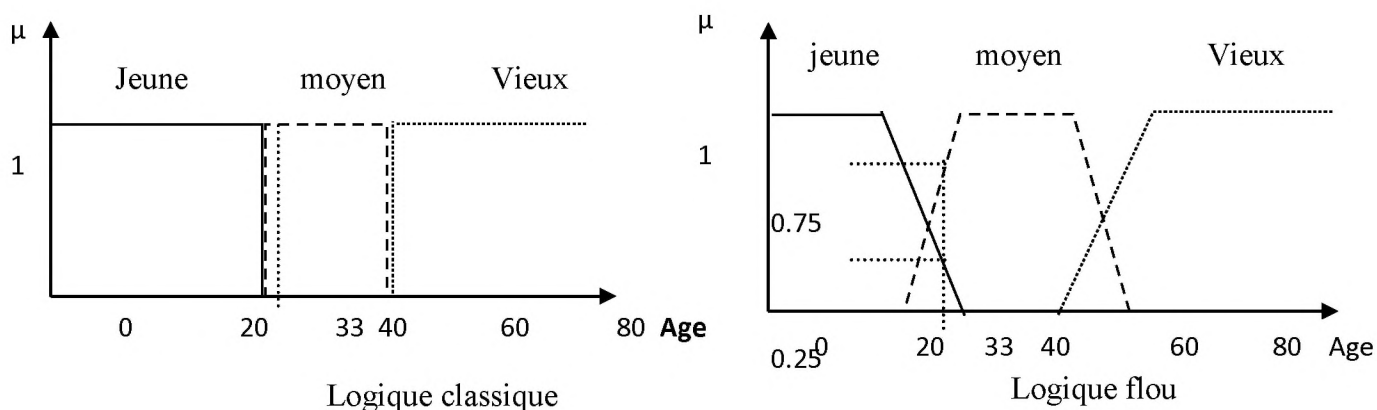
3.13.3.2. Ensembles flous :

Dans la théorie des ensembles conventionnels, une chose appartient ou n'appartient pas à un certain ensemble. Toutefois, dans la réalité, il est rare de rencontrer des choses dont le statut est précisément défini. Par exemple, où est exactement la différence entre une personne grande et une autre de grandeur moyenne? C'est à partir de ce genre de constatation que le Professeur L. Zadeh a développé sa théorie. Il a défini les ensembles flous comme étant des termes Linguistiques du genre: zéro, grand, négatif, petit ... Ces termes existent aussi dans les ensembles conventionnels. Dans les ensembles flous, il est permis qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble; ceci s'appelle le degré d'appartenance. Dans les ensembles conventionnels, le degré d'appartenance est 0 ou 1 alors que dans la théorie des ensembles flous,

le degré d'appartenance peut varier entre 0 et 1 (on parle alors de fonction d'appartenance μ).

Un exemple simple d'ensembles flous est la classification des personnes selon leur âge en trois

ensembles : jeune, moyen et vieux. La façon d'établir cette classification est présentée sur la Figure. (3.21), [74].



Figure(3.21) :Classification des humains selon leur âge.

Ce type de figure s'appelle une fonction d'appartenance. On peut ainsi résumer la terminologie dans l'illustration suivante :

Variable linguistique : Âge ;

Valeur d'une variable linguistique : Jeune, Moyen, Vieux, ...

Ensembles flous : "jeune", "moyen", "Vieux", ...

Plage de valeurs : (0, 30, 45,60, ...) ;

Fonction d'appartenance : $\mu_e(x) = a$ ($0 \leq a \leq 1$) ;

Degré d'appartenance : a

3.13.3.3. Variables linguistiques :

La description d'une certaine situation imprécise ou incertaine peut contenir des expressions floues comme par exemple: très grand, grand, moyen, petit. Ces expressions forment les valeurs d'une variable x , appelée "linguistique", soumise à de fonctions appelées fonctions d'appartenance,

3.13.4 Fonctions d'appartenance

La variable x varie dans un domaine appelé univers de discours, ce dernier est partagé en sous-ensembles flous de façon que dans chaque zone il y ait une situation dominante. Ces zones sont décrites par des fonctions convexes, généralement sous forme triangulaire ou trapézoïdale, elles admettent comme argument la position de la variable x dans l'univers de discours, et comme sortie le degré d'appartenance de x à la situation décrite par la fonction; notée: $\mu_E(x)$: degré d'appartenance de x au sous ensemble E [75].

Le choix de la répartition des fonctions, leurs chevauchements ainsi que leurs formes doit être judicieux. La figure (3.4) donne quelques fonctions d'appartenance.

- Fonction triangulaire (a).
- Fonction trapézoïdale (b)
- Fonction gaussienne (c).

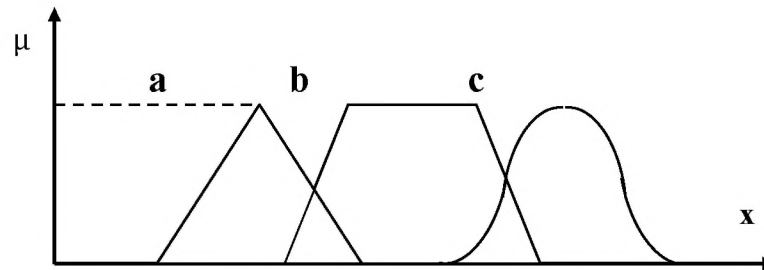


Figure (3.22) : Exemple de fonctions d'appartenance.

3.13.5. Opérateurs de la logique floue :

Dans la théorie des ensembles classiques on définit les relations intersection, union et complémentarité qui sont traduites par les opérateurs *ET*, *OU*, *NON*. Ces opérateurs existent également en logique floue, mais sont adaptés aux spécificités de cette logique pour traiter les ensembles flous. Ainsi des opérateurs homologues à ceux de la logique booléenne sont créés en essayant de respecter un certain nombre de propriétés et afin de retrouver les opérations de base existant en logique classique.

Soient *E* et *F*, deux sous-ensembles flous d'une variable linguistique définis sur l'univers de discours *UD* par leurs fonctions d'appartenance respectives μ_E et μ_F [76]

3.13.5.1. Opérateur NON (complémentation floue):

Comme l'illustre la figure (3.23), le sous-ensemble flou complémentaire du sous-ensemble *E* est un sous-ensemble de l'univers de discours *UD* défini par les éléments *x* de *UD* qui n'appartiennent pas au sous-ensemble flou *E*. On peut exprimer ça par :

$$\mu_{\bar{E}}(x) = 1 - \mu_E(x) \quad \forall x \in UD \quad (3.1)$$

Le complément flou représente l'opération *NON* de la logique classique au sens flou.

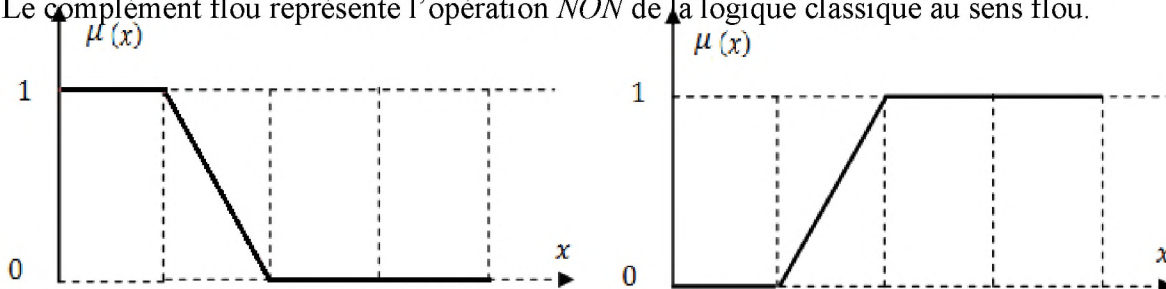


Figure (3.23) : Complémentation du sous-ensemble flou

3.13.5.2 Opérateur OU (Union floue)

Le sous-ensemble flou correspondant à l'union des sous-ensembles E est un sous-ensemble de l'univers de discours UD défini par tous les éléments x de qui appartiennent ou bien à E ou bien à F, ce que l'on note $(E \cup F)$. L'opérateur OU est généralement réalisé par la formation du maximum, que l'on exprime comme suit :

$$\mu_{E \cup F}(x) = \max\{\mu_E(x), \mu_F(x)\} \quad \forall x \in UD \quad (3.29)$$

Ou bien
$$\mu_{E \cup F}(x) = \mu_E(x) + \mu_F(x) \quad \forall x \in UD \quad (3.30)$$

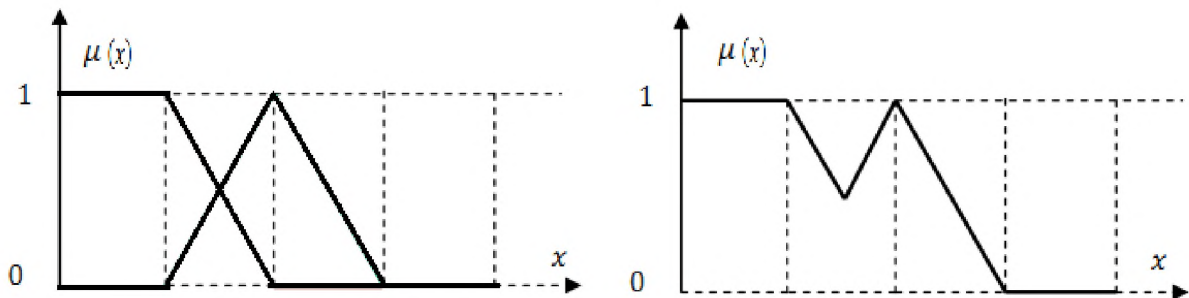


Figure (3.24) : Union des sous-ensembles flous

3.13.5.3. Opérateur ET (Intersection floue) :

Le sous-ensemble flou, correspondant à l'intersection des sous-ensembles E et F est défini par les x de l'univers de discours UD qui appartiennent à E et à F.

Dans la logique floue, l'opérateur ET peut être exprimé par :

$$\mu_{E \cap F}(x) = \min\{\mu_E(x), \mu_F(x)\} \quad \forall x \in UD \quad (3.4)$$

Ou bien
$$\mu_{E \cap F}(x) = \mu_E(x) \cdot \mu_F(x) \quad \forall x \in UD \quad (3.5)$$

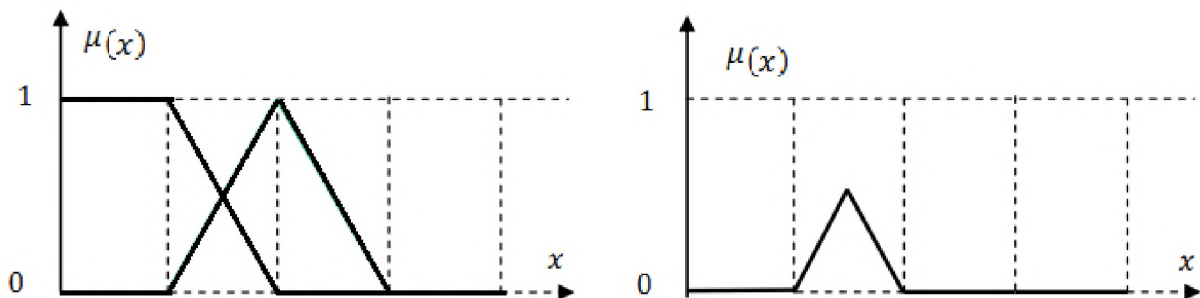


Figure (3.25) : Intersection des sous ensembles flou

3.13.6 Règles d'inférence floue :

En général, la prise de la décision dans une situation floue définissant une loi de commande est le résultat d'une ou plusieurs règles floues appelées aussi inférences, liées entre elles par des opérateurs flous ET, OU, ALORS,... etc [77].

En automatique, les variables d'état représentant les entrées du système de contrôle sont mesurées

ou estimées. En associant des variables linguistiques comprenant des subdivisions d'ensembles flous, et en interprétant mathématiquement des règles mentales ou floues en termes de ces variables d'état de la forme :

Si condition une ET/OU si condition deux ALORS décision ou action, la logique floue fonctionne suivant le principe suivant : Plus la condition sur les entrées est vraie, plus l'action préconisée pour les sorties doit être respectée.

Après avoir fuzzifier (c'est à dire transformer en variables linguistiques) les variables d'entrée et de sortie, il faut établir les règles liant les entrées aux sorties. En effet, il ne faut pas perdre le but final qui consiste à chaque instant, à analyser l'état ou la valeur des entrées du système pour déterminer l'état ou la valeur de toutes les sorties.

On peut générer une action ou prendre une décision en affectant une valeur floue à la variable linguistique de la variable de sortie, qui est transformée en une valeur numérique précise dans la phase finale.

Généralement, les algorithmes de commande comprennent plusieurs règles floues et la décision ou l'action est formulée ainsi :

$$\begin{aligned} \text{Action ou opération} = \{ & \text{Si condition 1 ET condition 1' ALORS opération 1 OU;} \\ & \text{Si condition 2 ET condition 2' ALORS opération 2 OU; ...} \\ & \text{Si condition m ET condition m' ALORS opération m} \} \end{aligned}$$

3.13.7 Structure d'un régulateur floue :

Quelque soit le type d'application du contrôleur, on retrouve généralement la même configuration interne de régulateur flou, et qui comporte quatre bloc principaux illustrée par la figure (3.26)

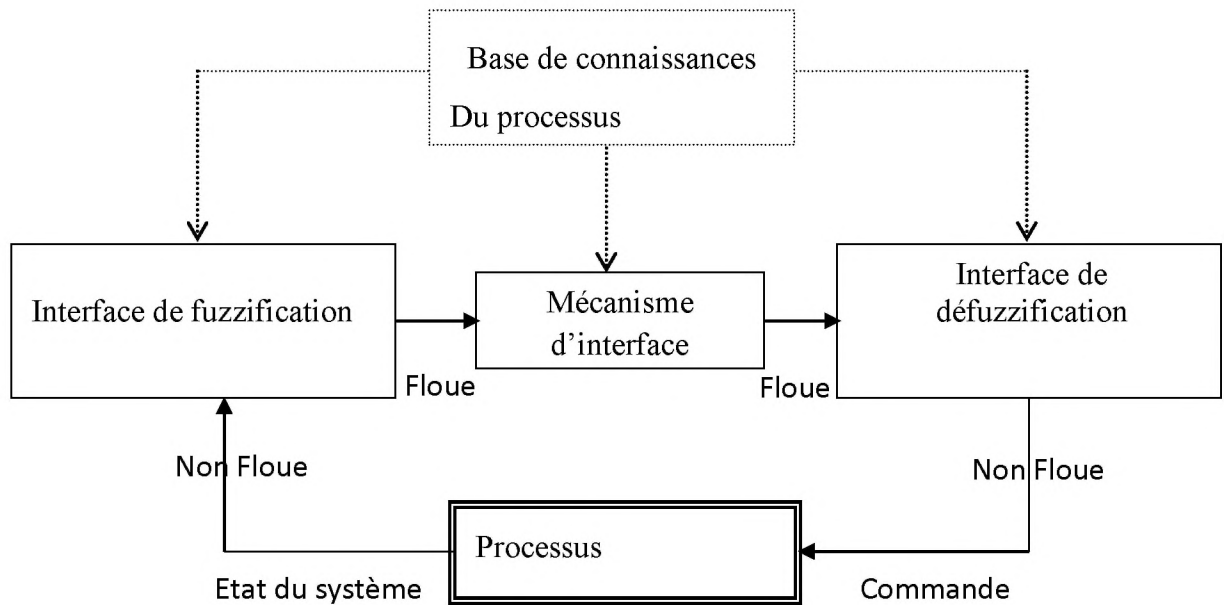


Figure (3.27) : Configuration d'un contrôleur flou

la configuration de base d'un régulateur flou logique RLF comporte quatre blocs principaux

- fuzzification
- base de connaissance
- inférence
- et défuzzification

3.13.7.1 Fuzzification :

Le bloc de fuzzification effectue les fonctions suivantes :

- établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables d'entrées ;
- effectue une fonction de fuzzification qui convertit les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables qui peuvent être considérées comme l'étiquette des ensembles flous. Cette opération doit être effectuée dans un domaine normalisé généralement par l'intervalle $[-1 \ 1]$ afin de faciliter le calcul.

3.13.7.2. Bases de connaissance :

Elle comporte une connaissance dans le domaine d'application et le résultat de commande prévu. Il consiste en « base de données » et en « base de règles linguistiques (floues) de commande ».

- La base de données effectue des définitions qui sont nécessaires pour établir les règles de commandes linguistiques et manipuler les données floues dans un RLF.

- La base de règles est l'ensemble d'expressions linguistiques basé sur la connaissance d'un expert ou bien la logique de fonctionnement du processus. Cette connaissance est formulée sous forme de règles « si- alors », chacune de ces règles est composée d'une ou plusieurs prémisses reliées entre elles généralement par l'opérateur flou « ET » ; et une conclusion précédée de l'opérateur « Alors ». L'ensemble des règles floues sont reliées entre elles généralement par l'opérateur flou « Ou » [78].

3.13.7.3. Mécanisme d'inférence:

Le bloc inférence est le cœur d'un RLF, il possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire les actions de commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence dans la logique floue. Le traitement numérique des règles d'inférence qui permet d'obtenir la sortie linguistique ou floue du régulateur se fait par différentes méthodes, on cite principalement [79] :

- Méthode d'inférence Max-Min (contrôleur de type Mamdani)
- Méthode d'inférence Max-Prod (contrôleur de type Larsen)
- Méthode d'inférence Somme-Prod (contrôleur de type Zadeh)

3.13.7.3 Méthodes d'inférence MIN/MAX :

C'est la méthode la plus universelle mais qui n'est guère applicable en raison du temps de calcul très long. Cette méthode réalise, au niveau de la condition, l'opérateur OU par la formation maximum et l'opérateur ET par la formation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par ALORS, lie le facteur d'appartenance de la condition. La conclusion dans chaque règle, introduite par ALORS, lie le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie x_r par l'opérateur ET, réalisé dans le cas présent par la formation du minimum.

Enfin l'opérateur OU qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.

3.13.7.4. Méthode d'inférence MAX/PROD :

Cette méthode réalise, en général, au niveau de la condition, l'opérateur OU par la formation maximum et l'opérateur ET par la formation du minimum.

Par contre, la conclusion dans chaque règle, introduite par ALORS, lie le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie x_r par l'opérateur ET, est réalisé cette fois-ci par la formation du produit.

Enfin l'opérateur OU qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.

3.13.7.5 Méthode SOMME/PROD :

Cette méthode est la plus utilisée car son temps de calcul est court. Par opposition aux méthodes d'inférences précédentes, cette méthode réalise, au niveau de la condition,

l'opérateur OU par la formation de la somme, plus précisément par la valeur moyenne, tandis que l'opérateur

ET est réalisé par la formation du produit.

La conclusion de chaque règle, introduite par ALORS, liant le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie x_R par l'opérateur ET, est réalisé par la formation du produit. Enfin l'opérateur OU qui lie les différentes règles est réalisé par la formation de la somme, donc de la valeur moyenne peut être calculé comme montre la figure ci-dessous [80].

3.13.8 Défuzzification :

Cette étape consiste à transformer la valeur linguistique issue de régulateur flou en valeur numérique. Plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature, telles que la méthode du maximum et la méthode du centre gravité.

Dans, une analyse détaillée de plusieurs stratégies de défuzzification est présentée, la méthode du centre de gravité donne des résultats intéressants. Cependant, la méthode de la moyenne des maxima fournit une performance transitoire meilleure, alors que celle du centre de gravité produit une meilleure performance en régime permanent.

Quand la méthode de la moyenne des maxima est utilisée, la performance du contrôleur flou est similaire à celle d'un système à relais à plusieurs niveaux. Mais la méthode du centre de gravité donne des résultats similaires à ceux d'un PI (correcteur proportionnel intégral) conventionnel.

Donc le contrôleur flou utilisant la méthode du centre de gravité fournit généralement une erreur plus faible qu'avec la méthode de la moyenne des maxima [81].

3.13.8.1 Défuzzification par centre de gravité :

La méthode de défuzzification la plus utilisée est celle de la détermination du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante $\mu_{res}(x_R)$. Dans ce contexte, il suffit de calculer l'abscisse x_R^* . La figure (3.9) montre le principe de défuzzification[82].

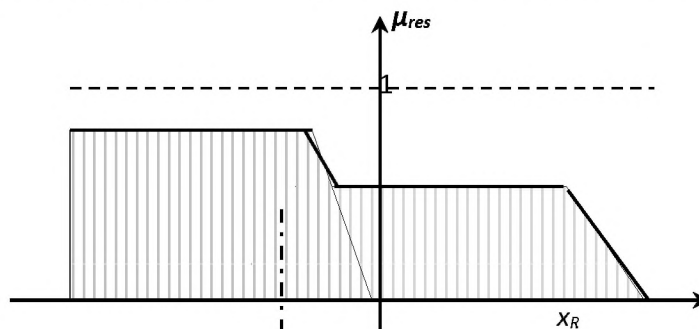


Figure (3.28) : Défuzzification par centre de gravité.

L'abscisse de centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation générale:

$$x_R^* = \frac{\int_{-1}^1 x_R \cdot \mu_{res}(x_R) \cdot dx_R}{\int_{-1}^1 \mu_{res}(x_R) \cdot dx_R}$$

3.14. Les étapes de conception d'un système flou :

3.14.1. Définition des variables du système :

La première étape dans la conception d'un système flou est la définition du système en termes de ses variables d'entrées et de sorties.

3.14.2. Choix de la partition floue :

Les variables du système sont connues, on associe à chacune d'entre elles un ensemble de termes caractérisés par des fonctions d'appartenances définies sur le même univers de discours. Le choix de la partition floue consiste à déterminer le nombre de termes qui doit exister dans cet ensemble [83].

3.14.3. Choix des fonctions d'appartenances :

Les fonctions d'appartenances trapézoïdale et triangulaire sont les plus utilisées et elles sont prouvées d'être de bon compensateur entre l'efficacité et la facilité d'implantation.

3.15. Architecture d'une commande floue :

La figure (3.29) présente le schéma de principe d'un régulateur flou proposé par Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie.

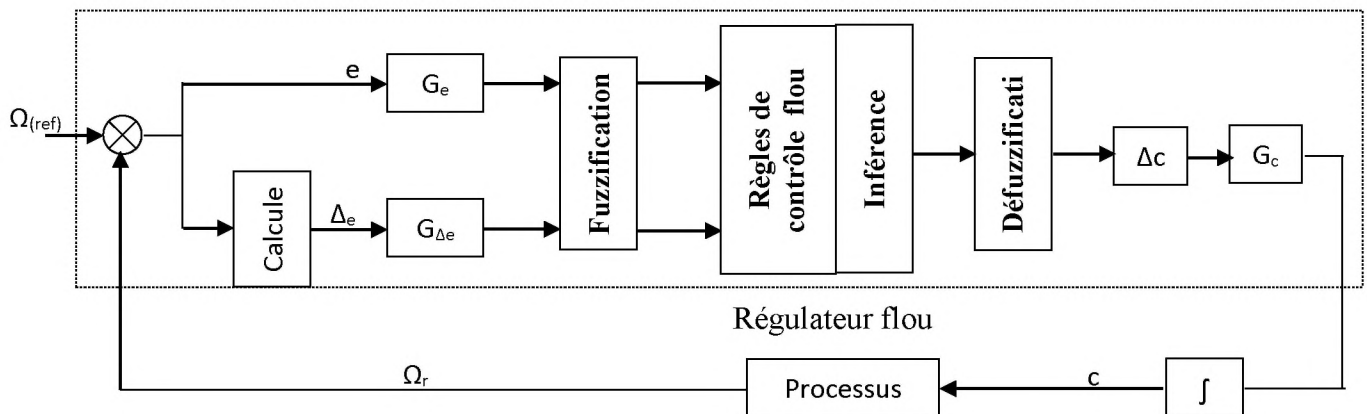


Figure (3.29) : Schéma bloc d'un régulateur

D'après ce schéma, le régulateur est composé:

- D'un bloc de calcul de la variation de l'erreur.
- Des facteurs d'échelles (normalisation) associé à l'erreur (G_e), à sa variation ($G_{\Delta e}$) et à la variation de la commande (G_c).
- D'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation.
- De la logique utilisée pour l'évaluation des règles du régulateur flou (inférence).
- D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande flou en une valeur numérique

3.16 Application de la logique floue à la MAS :

Dans cette section nous nous intéresserons à l'application de la commande par logique floue à la MAS. Le type de régulateur est synthétisé pour le réglage de vitesse à savoir, le régulateur de Mamdani

3.11.1. Loi de commande :

Cette loi est fonction de l'erreur et de sa variation ($\Delta C_{ref} = f(e, \Delta e)$). Par conséquent l'activation de l'ensemble des règles de décision associées donne la variation de la commande ΔC_{ref} nécessaire, permettant ainsi l'ajustement de commande C_{ref} . ou la forme générale de cette loi de commande est donnée par :

$$C_{eref}(k+1) = C_{eref}(k) + K_{\Delta ce} \Delta C_{eref}$$

3.16.2. Le choix des variables d'entrées et de sortie :

Le choix des variables d'entrées et de sortie est la première étape à mener pour la conception de contrôleur flou utilisé.

Nous avons choisi comme variables d'entrées l'erreur e de vitesse ($e = \Omega_{ref} - \Omega$), et sa variation ($\Delta e = e(k+1) - e(k)$). Comme variable la variation de couple de référence ΔC_{eref} .

3.16.3. Normalisation des variables d'entrées et de sorties :

La normalisation se fait par une division des variables $e, \Delta e$ respectivement par les coefficients $K_e, K_{\Delta e}$ alors $e, \Delta e \in [-a, +a]$ ou a est choisie selon l'application et la multiplication de ΔC_{eref} par $K_{\Delta ce}$ alors $\Delta C_{eref} \in [-C, +C]$ ou C est choisie selon l'application.

Les gain de normalisation joue un role tres important, ils fixent les performances de commande.

On fait varier ces gain jusqu'à ce qu'on ait trouvé un phénomène transitoire de réglage convenable.

$$e_n = k_e \cdot (\Omega_{ref}(k) - \Omega(k))$$

$$\Delta e_n = k_{\Delta e} \cdot (e(k) - e(k-1))$$

3.16. 4.Interface de fuzzification :

Pour notre régulateur on a choisie pour les deux variables linguistiques d'entrés cinq fonctions d'appartenance de forme triangulaire avec intersection de 50% placées symétriquement par rapport à zéro sont utilisées, les variables sont normalisé dans l'interval[-1,1] [84] .

La représentation de ces ensembles flous est donné par la figure (3.30).

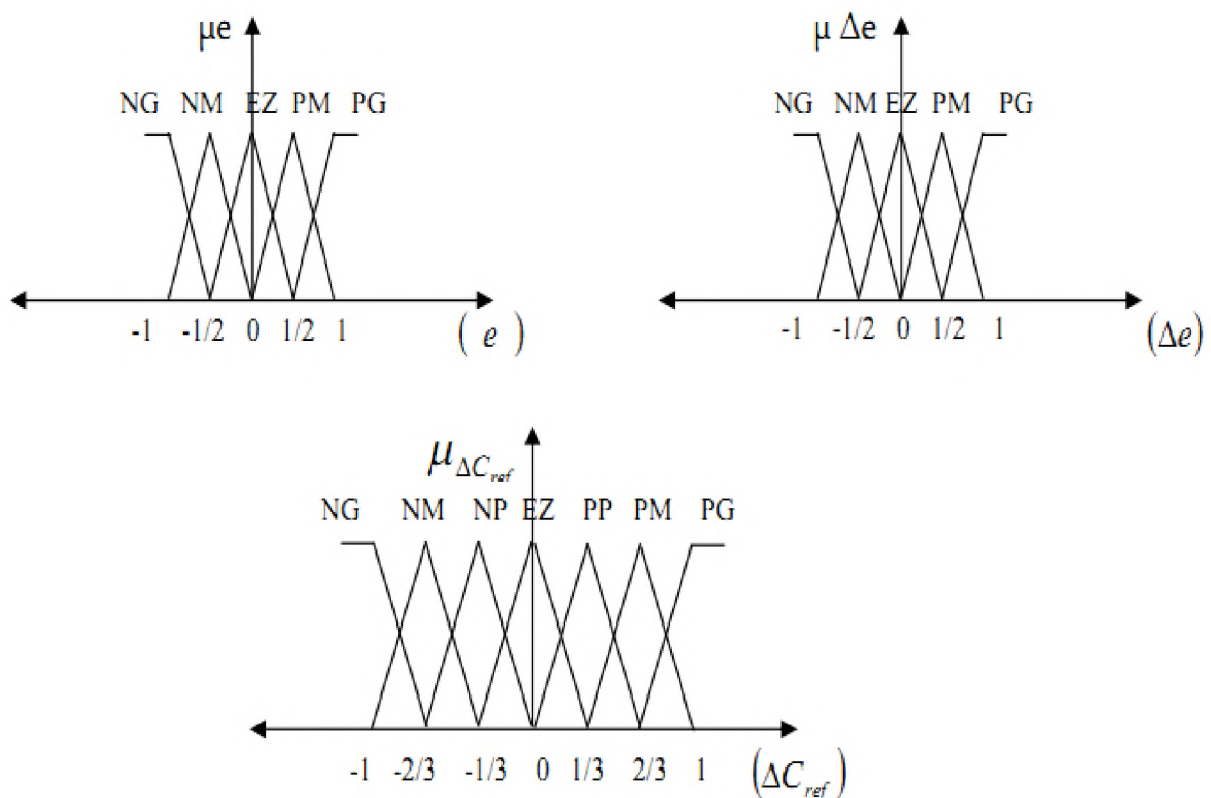


Figure (3.30) : les fonctionnes d'appartenance de notre contrôleur floue

Les classes sont notées comme suit :

PP : positif petit.

EZ : égal à zéro.

NP : négatif petit

PM : positif moyen. NM : négatif moyen.

PG : positif grand. NG : négatif grand.

3.16.5. Inférence :

L'inférence ou la prise de décision est le noyau du contrôleur flou. Elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférence, les règles d'inférence utilisées sont de type :

Si ($e(k)$ est *NG*) ET (Δe est *NG*) ALORS ΔC_{erf} est *NG*

.....
Si ($e(k)$ est *EZ*) ET (Δe est *EZ*) ALORS ΔC_{erf} est *EZ*

.....
Si ($e(k)$ est *PG*) ET (Δe est *PG*) ALORS ΔC_{erf} est *PM*

Le nombre des ensembles flous pour e et Δe est sept donc il nous faut $5*5=30$ règles d'inférence, sachant qu'il n'existe pas une loi bien déterminée pour la détermination de la décision de chaque règle. L'expérience humaine, dans ce cas joue un rôle très important.

Les règles d'inférence pour notre système sont représentées par une matrice d'inférence selon le tableau figure (3.31) .

e Δe	NG	NM	EZ	PM	PG
NG	NG	NM	NP	NP	EZ
NM	NM	NP	NP	EZ	PP
EZ	NP	NP	EZ	PP	PP
PM	NP	EZ	PP	PP	PM
PG	EZ	PP	PP	PM	PG

Figure (3.31) : La table d'inférence .

3.16.6. Défuzzification :

Pour la fuzzification de sortie on choisie la méthode dit centre de gravité qui se mentionne comme suite :

$$\Delta C_{eref} = \frac{\sum_{i=1}^n C_{centre_i} \cdot \mu_{resulta}}{\sum_{i=1}^n \mu_{resulta}}$$

3.17 Simulation et interprétation des résultats :

Le principe de Commande par logique floue de la MAS est le même que celui déjà présenté dans la figure (3.32) mais en remplaçant le régulateur PI classique de la vitesse par un régulateur flou(en compte pertes fer).

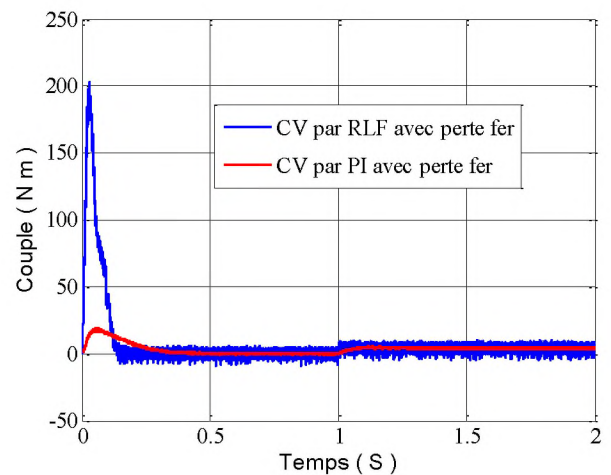
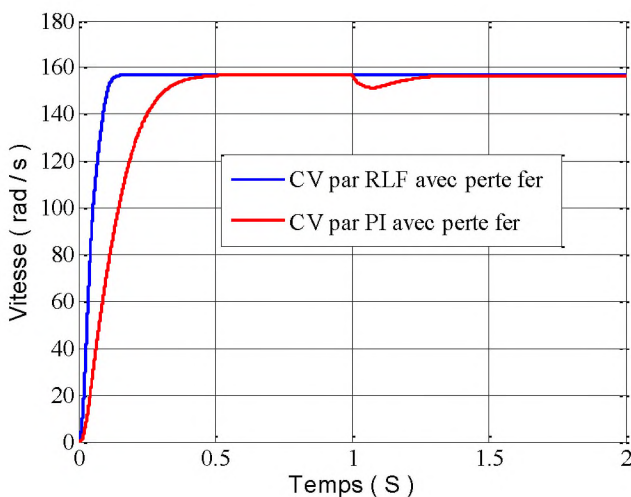
Les figures (3.32) montre les résultats de simulation obtenus avec un démarrage à vide, suivi d'une application de charge (4N.m à t=1s), dans cet ordre, elles sont présentées .Les réponses des composantes du flux, du courant, du couple et de la vitesse, on peut noter les remarques suivantes :

On constate d'après les figures (3.32) La caractéristique de la vitesse de rotation montre que cette dernière atteint son régime permanent avec une dynamique rapide, ce qui présente une amélioration par rapport au cas de la commande sans minimisation. Elle est insensible à l'application de la charge résistive

Lors de démarrage le couple prend une valeur maximale pendant le régime transitoire, puis se stabilise à une valeur à couple résistant (4N.m) en régime permanent.

La composante directe de flux rotorique atteint un pic de puis se stabilise à sa référence et ne présente aucune sensibilité à l'application de la charge résistive. Tandis que la composante en quadrature marque un pic puis s'annule.

L'allure du courant statorique est quasi sinusoïdale. L'introduction d'un couple de charge provoque une augmentation du courant



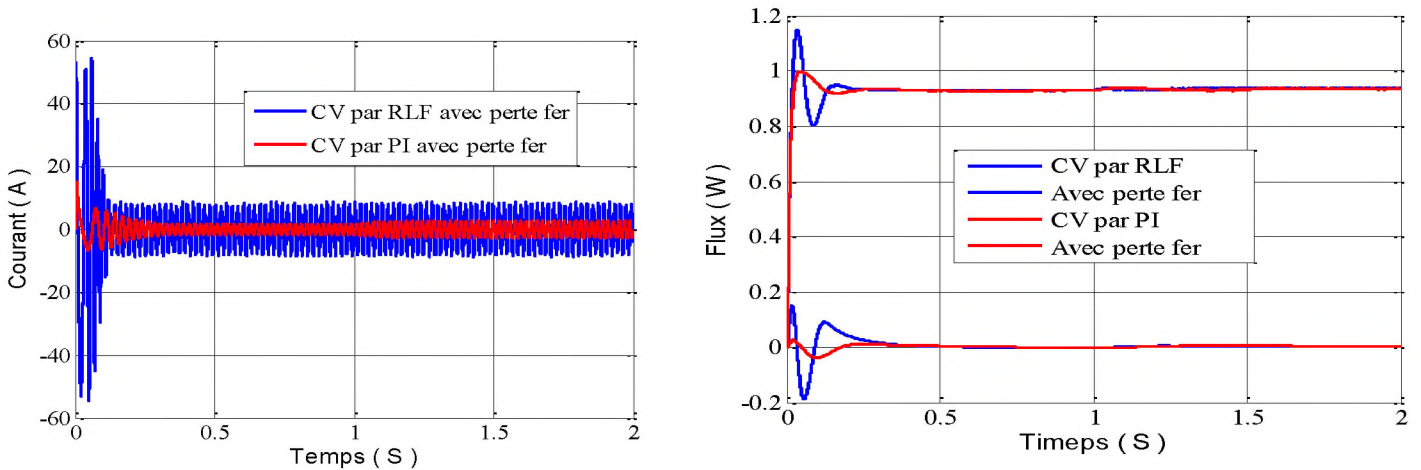


Figure (3.32) : Réponse dynamique de MAS à flux orienté avec un régulateur logique flou à vide suivi une charge (4N.m à $t=1s$) en compte pertes fer

Donc ces résultats confirment vraiment l'insensibilité de cette technique aux variations paramétriques.

Conclusion :

A travers ce chapitre, le principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone avec et sans pertes fer, ainsi la commande de l'onduleur.

Les résultats de simulation obtenus montrent clairement modèle sans pertes fer présente un taux d'erreur par rapport au modèle avec pertes qui affectent surtout le flux et le couple.

La présence des pertes fer influe sur les caractéristiques et les performances de commande de machine asynchrone.

Pour la minimisation des pertes fer, nous avons présentés dans la deuxième partie d'autres méthodes dites méthodes d'optimisation basées sur l'intelligence artificielle, tel que la minimisation par la logique floue et la minimisation par l'algorithme génétique. Les résultats de simulation ont été présentés, montrent que Les techniques d'intelligences artificielles permettent d'assurer des hautes performances de contrôle et d'optimisation

La simulation numérique de la commande vectorielle indirecte avec pertes à été effectuée; on a noté que cette dernière reste peu robuste face au variation des paramètres de la Machine pour palier les inconvénients de la commande par orientation de flux rotorique, nous avons essayé dans le chapitre suivant de proposer une alternative intéressante qui rentre dans le

cadre des commandes appliquées à la machine asynchrone, On parle ici d'une commande directe du couple appelée (DTC)



Chapitre 4

*Commande direct du couple
est d'introduire des stratégies
d'amélioration des
performances de MAS*

4.1 Introduction :

la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine c'est pourquoi on a développé Les méthodes de contrôle direct de couple DTC (direct torque control) des machines asynchrones durant les années quatre-vingt par Takahashi et Depenbrock, dans ces méthodes de contrôle le flux statorique et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator, et ceci sans recours à des capteurs mécaniques [85].

Cette stratégie de commande possède l'avantage d'être indépendante des paramètres rotoriques de la machine, elle fournit une réponse de couple plus rapide et possède une configuration plus simple ne nécessitant pas l'intervention de capteur mécanique ou des transformations de coordonnées [86]. Enfin la réalisation pratique de la commande DTC est plus aisée que la commande par orientation de flux rotorique.

Les méthodes de commande directe du couple DTC consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré-calculées du flux statorique et du couple. Les changements d'états des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur, ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence données à la commande d'un onduleur à modulation de largeur d'impulsion [87].

Dans ce chapitre, nous présenterons les concepts de bases du contrôle direct du couple et l'application de cette méthode à la machine à induction. en introduisant les pertes fer, une comparaison sera faite entre la commande direct du couple avec et sans pertes fer.

4.2 Modélisation de la machine asynchrone avec pertes fer :

En plaçant une résistance équivalente relative aux pertes fer en série avec la branche magnétisante [88]. Le schéma équivalent représenté ci-dessous, permettra de respecter le bilan des puissances

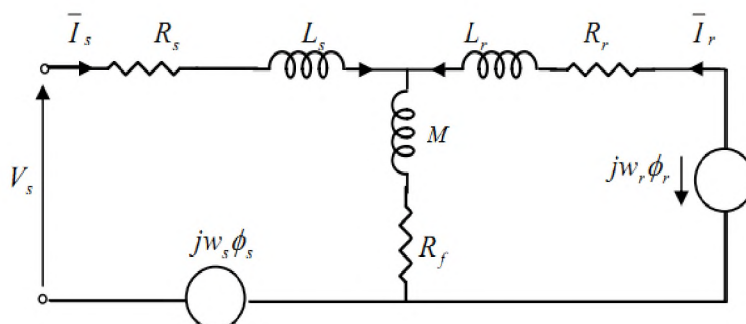


Figure (4.1) : Schéma équivalent de la MAS avec pertes fer (Modèle série)

A partir du schéma équivalent de la figure 4.1 les équations électriques de la machine peuvent s'écrire sous la forme générale suivante :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s + R_{fs} (\bar{I}_s + \bar{I}_r) \\ 0 = R_r \bar{I}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + j\omega_r \bar{\Phi}_r + R_{fr} (\bar{I}_s + \bar{I}_r) \end{cases}$$

4.2.1. Modèle classique en régime permanent

$$\begin{cases} \bar{V}_s = \left(R_s + \frac{l_{\sigma r}}{L_r} R_{fs} \right) \bar{I}_s + j\omega_s \sigma L_s \bar{I}_s + \left(j\omega_s \frac{M}{L_r} + \frac{R_{fs}}{L_r} \right) \bar{\Phi}_r \\ 0 = \left(R_{fr} \frac{l_{\sigma r}}{L_r} - \frac{M}{L_r} \right) \bar{I}_s + \frac{R_r + R_{fr}}{L_r} \bar{\Phi}_r + j(\omega_s - \omega) \bar{\Phi}_r \end{cases}$$

4.3 Principe de la commande DTC :

L'objectif de la DTC est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les variables contrôlées sont : Le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandés par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de l'onduleur optimal à chaque instant de commutation.

Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis.

4.4 Fonctionnement des séquences d'un onduleur de tension triphasé :

Dans le plan complexe constitué des axes α - β , le vecteur tension complexe représentant l'état d'un onduleur de tension triphasé ne peut avoir que huit positions distinctes du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états possibles. Le vecteur tension complexe est ainsi défini par la transformation de Concordia suivante :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = V_\alpha + j \cdot V_\beta \\ V_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} \left[V_a - \frac{1}{2} V_b - \frac{1}{2} V_c \right] \\ V_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} [V_b - V_c] \end{cases} \quad (4.1)$$

V_a , V_b et V_c : sont les tensions simples sortie de l'onduleur.

Les tensions d'alimentation V_a , V_b et V_c sont estimées en fonction de la tension continu U_0 et des états de commutation des bras de l'onduleur (S_a, S_b, S_c). Donc les tensions d'alimentations de la MAS sont déterminées comme suit :

$$\begin{cases} V_a = \frac{U_0}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ V_b = \frac{U_0}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ V_c = \frac{U_0}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (4.2)$$

En remplaçant les équations (4.2) dans (4.1), on obtient :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot U_0 \left[S_a - \frac{1}{2} S_b - \frac{1}{2} S_c \right] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot U_0 [S_b - S_c] \end{cases} \quad (4.3)$$

Ou :

U_0 : Tension du bus continu.

(S_a, S_b, S_c) : États de commutation de bras de l'onduleur.

La figure (4.1) montre la représentation dans le plan (α, β) des six vectrices tensions non nulles générées par un onduleur de tension à deux niveaux.

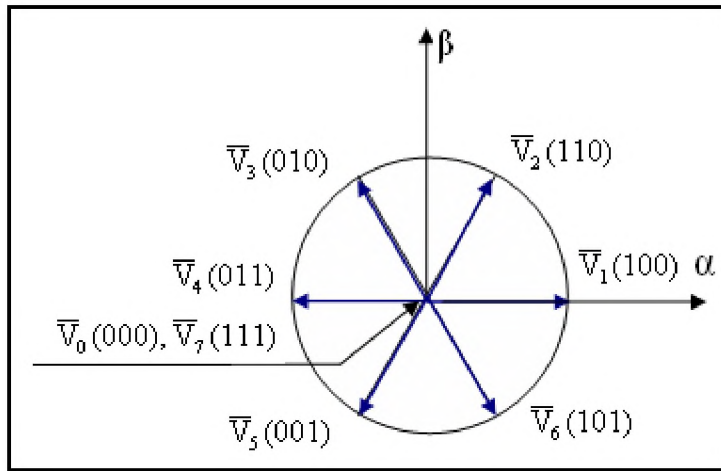


Figure 4.2 Vecteurs de tension et états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, dans le plan (α, β) .

$$\bar{V}_0 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 0) \text{ et } \bar{V}_7 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 0)$$

$$\bar{V}_1 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (1, 0, 0) \text{ et } \bar{V}_2 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (1, 1, 0)$$

$$\bar{V}_3 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (0, 1, 0) \text{ et } \bar{V}_4 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (0, 1, 1)$$

$$\bar{V}_5 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 1) \text{ et } \bar{V}_6 \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (1, 0, 1)$$

4.5 Contrôle de flux et de couple électromagnétique :

4.5.1. Contrôle du flux statorique :

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est obtenue par l'équation suivante [89] :

$$\overline{\varphi}_s(t) = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{i}_s) dt + \overline{\varphi}_{s_0} \quad (4.4)$$

Pendant une période d'échantillonnage T_e , soit un intervalle de temps $[0, T_e]$ durant lequel on applique un vecteur de tension non nul à la machine, en négligeant la chute de tension due à la résistance statorique ($R_s i_s \ll V_s$) par conséquent l'équation (4.4) devient :

$$\overline{\varphi}_s(t) = \overline{\varphi}_s(0) + \overline{V}_s T_e \quad (4.5)$$

$$\text{Posons } \Delta \overline{\varphi}_s = \overline{\varphi}_s(0) - \overline{\varphi}_s(t) = \overline{V}_s T_e \quad (4.6)$$

L'équation (4.6) est illustrée à la Figure (4.2), l'extrémité du vecteur flux statorique $\overline{\varphi}_s(t)$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par la vectrice tension appliquée \overline{V}_s .

Un résultat immédiat du comportement du flux de point de vue réglage :

Pour augmentation de flux, on applique un vecteur tension \overline{V}_s parallèle à $\overline{\varphi}_s$ et de même sens, et de sens opposé pour le diminuer ; Tandis que l'application d'un vecteur tension en quadrature avec $\overline{\varphi}_s$ fait varier sa phase et n'agit pas sur son amplitude.

Le choix de la séquence adéquate des vecteurs \overline{V}_s durant chaque période d'échantillonnage, permet de garder l'amplitude de $\overline{\varphi}_s$ autour d'une valeur constante, et l'extrémité du vecteur $\overline{\varphi}_s$ aura une trajectoire pseudo circulaire, à conditions que la période d'échantillonnage T_e soit très faible devant celle du flux statorique.

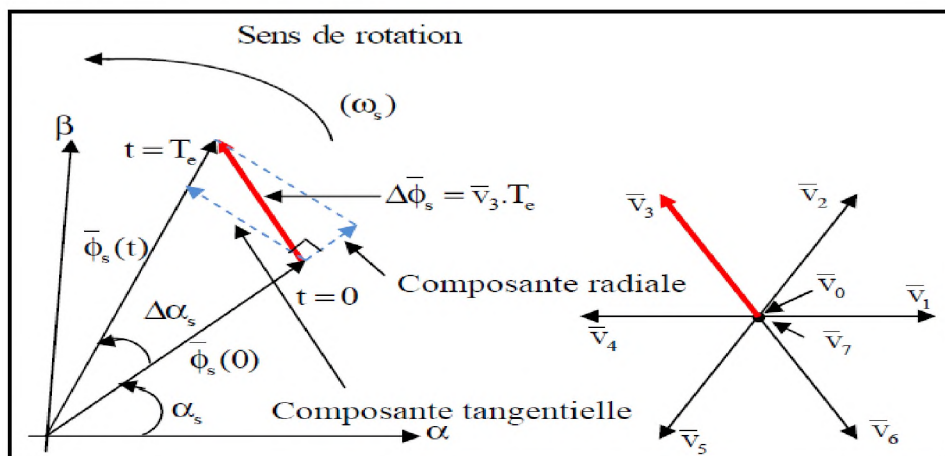


Figure 4.3 Evolution du vecteur flux stator.

4.5.2 Contrôle du couple électromagnétique :

Pour représenter la machine asynchrone, on choisit le référentiel (α, β) lié au stator qui est généralement le plus adapté à l'implantation de la DTC. Le modèle de la machine dans ce référentiel (Chapitre 1) est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \\ \bar{V}_r = \bar{0} = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} - j\omega \bar{\varphi}_r \end{cases} \quad (4.7)$$

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \\ \bar{\varphi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \end{cases} \quad (4.8)$$

De l'équation (4.8) on peut écrire l'expression du courant \bar{i}_r :

$$\bar{i}_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\bar{\varphi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_s L_r} \bar{\varphi}_s \right) \quad (4.9)$$

Avec $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ étant le coefficient de dispersion ;

De (4.9) et (4.7) on obtient :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \\ \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma T_r} - j\omega \right) \bar{\varphi}_r = \frac{M}{L_s} \frac{1}{\sigma T_r} \bar{\varphi}_s \end{cases} \quad (4.10)$$

Avec $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ est la constante de temps rotorique de la machine.

Cette dernière équation (4.10) montre que :

- Il est possible de contrôler le vecteur $\bar{\varphi}_s$ à partir du vecteur \bar{V}_s à la chute de tension $R_s \bar{i}_s$ près ;
- Le flux $\bar{\varphi}_r$ suit les variations de $\bar{\varphi}_s$ avec une constante de temps σT_r qui détermine aussi la rapidité de variation de l'angle θ_{sr} entre les deux flux statorique et rotorique ; Le rotor agit comme un filtre de constante de temps σT_r entre les flux $\bar{\varphi}_s$ et $\bar{\varphi}_r$;

La relation du flux en régime permanent s'exprime par :

$$\bar{\varphi}_r = \frac{M}{L_s} \frac{\bar{\varphi}_s}{1 + j\omega \sigma T_r} \quad (4.11)$$

En posant $\theta_{sr} = (\varphi_s \wedge \varphi_r)$ l'angle entre les vecteurs flux, le couple s'exprime par :

$$C_e = p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \varphi_s \varphi_r \sin \theta_{sr} \quad (4.12)$$

Les relations (la première équation de (4.10)), (4.11), (4.12) montrent que :

Le couple dépend des amplitudes des deux vecteurs $\overline{\varphi_s}$ et $\overline{\varphi_r}$, et de leur position relative ; Si l'on parvient à contrôler le vecteur de flux $\overline{\varphi_s}$ en module et en position, on peut donc contrôler $\overline{\varphi_r}$ en module et en position, et donc le couple.

Ceci est possible à condition que la période d'échantillonnage est telle que $T_e \ll \sigma T_r$.

4.5.3 Le fonctionnement et le choix de la séquence de commande :

Le choix vecteur tension $\overline{V_s}$ dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique $\overline{\varphi_s}$, de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de $\overline{\varphi_s}$ dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles. On décompose généralement le plan d'évolution du vecteur $\overline{\varphi_s}$ en six secteurs (numérotés

- Si \overline{V}_{k-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît. de 1 à 6) symétriques par rapport aux directions des six vecteurs tensions non nulles de l'onduleur figure (4.3). Lorsque $\overline{\varphi_s}$ se trouve dans une zone d'indice k, les deux vecteurs tensions \overline{V}_k et \overline{V}_{k+3} ont la composante de flux la plus importante (composante radiale).

Cependant leurs composantes respectives de couple (composante transversale) ne sont pas très significatives. On préfère alors utiliser les quatre autres vecteurs tension qui permettent d'agir sur les deux grandeurs simultanément. La sélection de ces vecteurs s'effectue donc comme suit :

- Si \overline{V}_{k+1} est sélectionné, alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- Si \overline{V}_{k+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- Si \overline{V}_{k-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- Si \overline{V}_0 ou \overline{V}_7 est sélectionné alors le vecteur flux s'arrête et le couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliquées dépend de la position du vecteur flux dans la zone k.

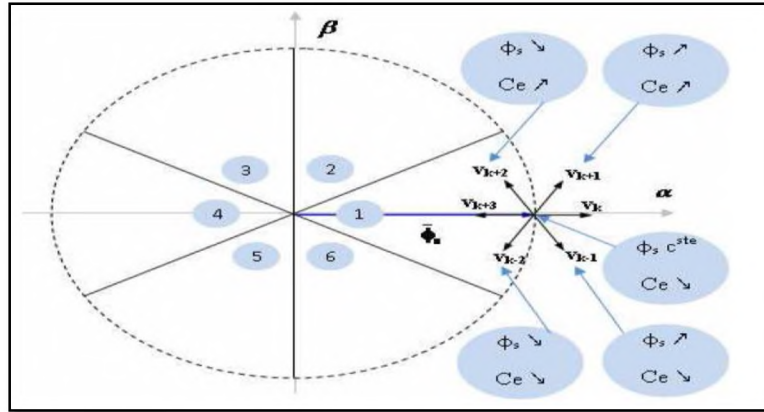


Figure 4.4 Choix du vecteur tension.

En effet, au début de la zone k , les vecteurs \bar{V}_{k+1} et \bar{V}_{k+2} sont perpendiculaires à $\bar{\varphi}_s$, d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux $\bar{\varphi}_s$, alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inverse. Tandis qu'aux vecteurs \bar{V}_{k+1} et \bar{V}_{k+2} il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\bar{\varphi}_s$ au début de la zone k , alors qu'à la fin de la zone c 'est le contraire.

Quelque soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans la zone k , les deux vecteurs \bar{V}_k et \bar{V}_{k+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation de flux mais leurs effets sur le couple dépend de la position de $\bar{\varphi}_s$ dans la zone.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts du couple et de flux, estimé par rapport à leurs références, ainsi que la position du vecteur flux $\bar{\varphi}_s$.

Un estimateur de vecteur flux $\bar{\varphi}_s$ en module et en position ainsi qu'un estimateur du couple sont donc nécessaires [90].

4.6 Les estimateurs :

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique se fait à partir de vecteurs tension et courant statorique [90].

4.6.1 Estimation du flux statorique :

L'expression du flux statorique s'écrit [91] :

$$\bar{\varphi}_s(t) = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (4.13)$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes

(α, β) , soit :

$$\bar{\varphi}_s = \varphi_{s\alpha} + j\varphi_{s\beta} \quad (4.14)$$

Et le module de $\overline{\varphi_s}$ s'écrit :

$$|\varphi_s| = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (4.15)$$

Les composantes $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ du vecteur de courant statorique sont calculées à partir des courants

(i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) mesurés, et par la transformation de **Concordia**, soit :

$$\overline{i_s} = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (4.16)$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (4.17)$$

Les composantes $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$ du vecteur tension statorique sont calculées à partir de la tension d'entrée de l'onduleur U_0 et des états de commande (S_a, S_b, S_c), soient :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (4.18)$$

Le secteur dans lequel se trouve le vecteur $\overline{\varphi_s}$ est déterminé à partir des composantes $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$. L'angle θ_s détermine la position du vecteur $\overline{\varphi_s}$ et est égal à :

$$\theta_s = \arctg \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \quad (4.19)$$

4.6.2 Estimation du couple électromagnétique :

A partir des valeurs calculées de $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ et les composantes estimées de $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$ on peut estimer le couple électromagnétique par la relation suivante :

$$C_e = p [\varphi_{s\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} i_{s\alpha}] \quad (4.20)$$

4.7 Elaboration du vecteur de commande :

4.7.1 Contrôleur de flux :

Pour contrôler le vecteur flux $\overline{\varphi_s}$, on utilise un contrôleur à hystérésis à deux niveaux pour maintenir le module du flux entre deux limites, en comparant sa valeur avec une valeur de référence, la sortie du contrôleur génère une valeur binaire indique si le module du flux doit augmenter ou doit diminuer.

Avec ce contrôleur on garde la trajectoire de l'extrémité du vecteur flux à l'intérieur d'une couronne circulaire, comme l'illustre la Figure (4.5).

$$|\varphi_s - (\varphi_s)_{ref}| \leq \Delta\varphi_s$$

Avec :

(φ_s) : est le module de flux ;

$(\varphi_s)_{ref}$: est le flux référence ;

$\Delta\varphi_s$: est la largeur du correcteur à hystérésis ;

La valeur binaire de la sortie du correcteur :

$cflx=0$ Indique que le module du flux doit être augmenté ;

$cflx=1$ Indique que le module du flux doit être diminué .

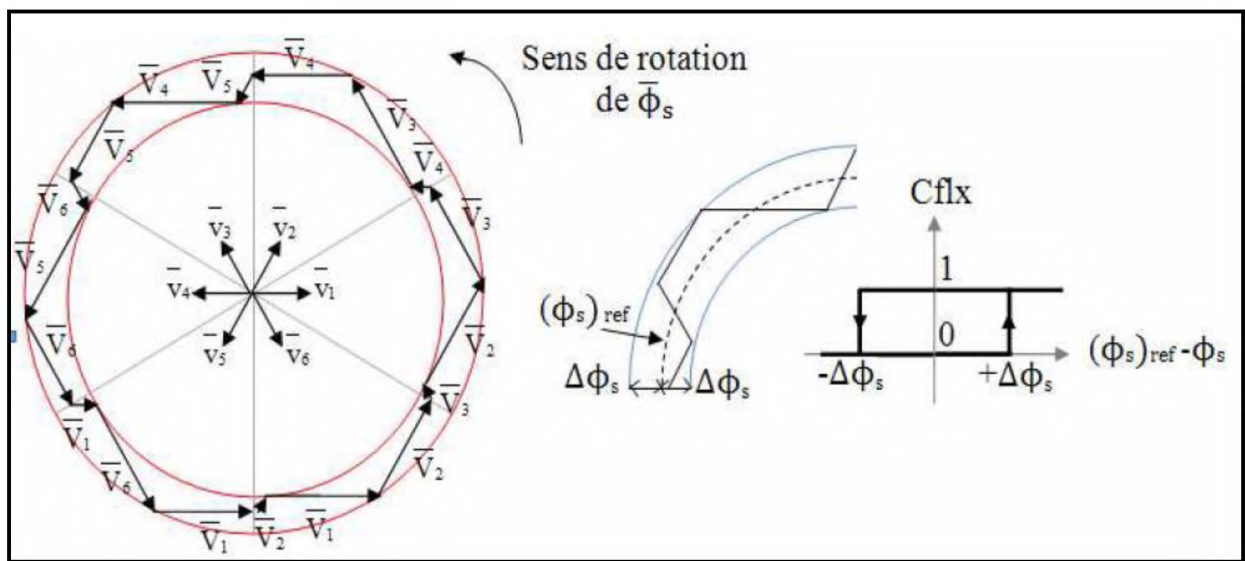


Figure 4.5 Contrôleur à hystérésis à deux niveaux et sélection des tensions correspondant.

4.7.2 Contrôleur de couple :

Le correcteur de couple a pour but de maintenir son module autour d'une valeur de référence entre deux les limites admissibles, en utilisant des contrôleurs à hystérésis.

$$|(C_e)_{ref} - C_e| \leq \Delta C_e \quad (4.21)$$

Avec :

C_e : est le couple électromagnétique ;

$(C_e)_{ref}$: est le couple de référence ;

ΔC_e : est la bande d'hystérésis.

Deux solutions sont à envisagés :

- Un contrôleur à hystérésis à deux niveaux ;
- Un contrôleur à hystérésis à trois niveaux.

II.6.2.1 Contrôleur de couple à deux niveaux :

Ce contrôleur est identique à celui utilisé pour le contrôle du vecteur flux. Le contrôleur à deux niveaux est utilisé dans le cas du contrôle de couple dans un seul sens de rotation. Seulement les vecteurs tension V_{k+1} et V_{k+2} et les vecteurs nuls peuvent être sélectionnés pour évoluer le vecteur flux. La diminution du couple est assurée par la sélection des vecteurs tension nuls.

De plus la sélection adéquate des vecteurs nuls selon le secteur, on trouve qu'il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, ce qui permet de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs de l'onduleur [92].

4.7.2.2 Contrôleur de couple à trois niveaux :

Ce contrôleur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif ; La sortie du correcteur délivre une variable binaire que l'on note Ccpl. Figure(4.6) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($C_{cpl} = 1$) pour une consigne positive et ($C_{cpl} = -1$) pour une consigne négative, ou doit être diminuée ($C_{cpl} = 0$). En effet pour diminuer la valeur du couple, on applique les vecteurs \bar{V}_{k-1} ou \bar{V}_{k-2} ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique.

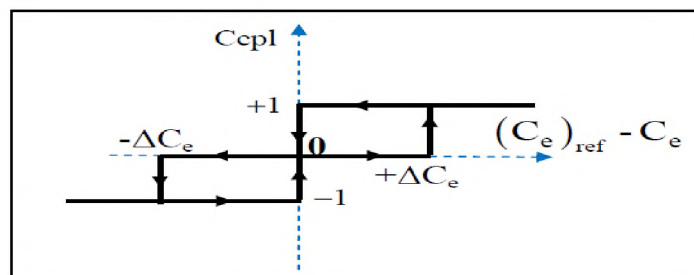


Figure 4. 6 Contrôleur à hystérésis à trois niveaux.

4.8 Elaboration de la table de commande :

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables (C_{cpl}) et (C_{flx}) et le secteur que l'on note N , déterminant la position de flux $\bar{\varphi}_s$; Elle se présente donc sous la forme suivante [93] :

N		1	2	3	4	5	6	Correcteur
Cflx = 1	Ccpl = 1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	Deux Niveaux
	Ccpl = 0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	
	Ccpl = -1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	Trois Niveaux
Cflx = 0	Ccpl = 1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	Deux Niveaux
	Ccpl = 0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	
	Ccpl = -1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	Trois Niveaux

4.9 Structure générale du contrôle direct de couple :

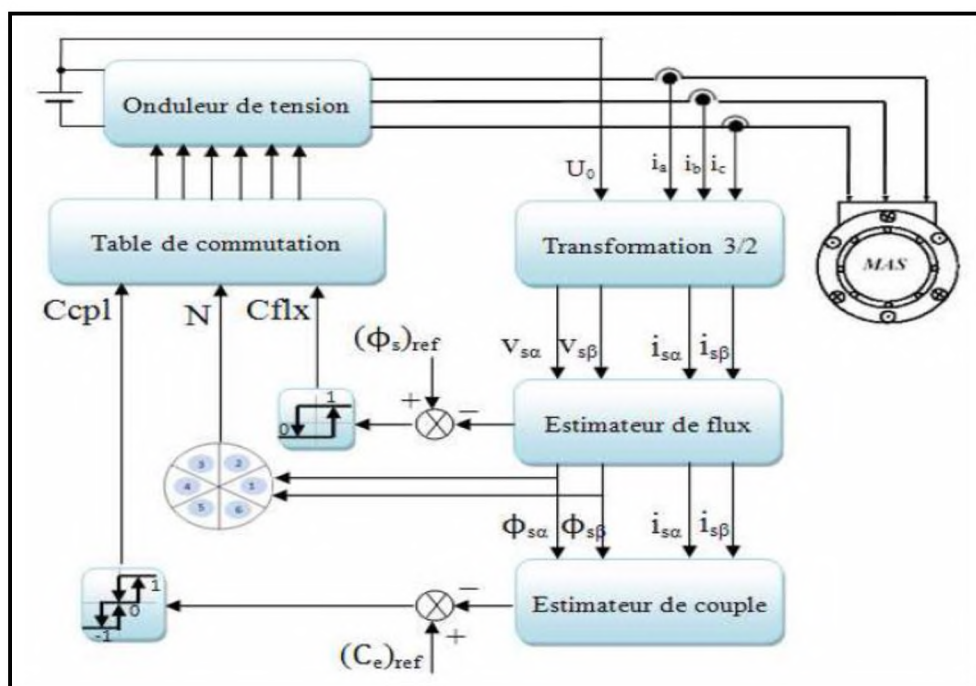


Figure.4.7 : Schéma de principe De la commande DTC

4.10 Résultats de simulation et interprétation :

Le comportement de la structure de la commande directe de couple, appliquée à MAS, dont les paramètres sont récapitulés dans l'annexe A, est simulé sous l'environnement Matlab/Simulink.

La simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

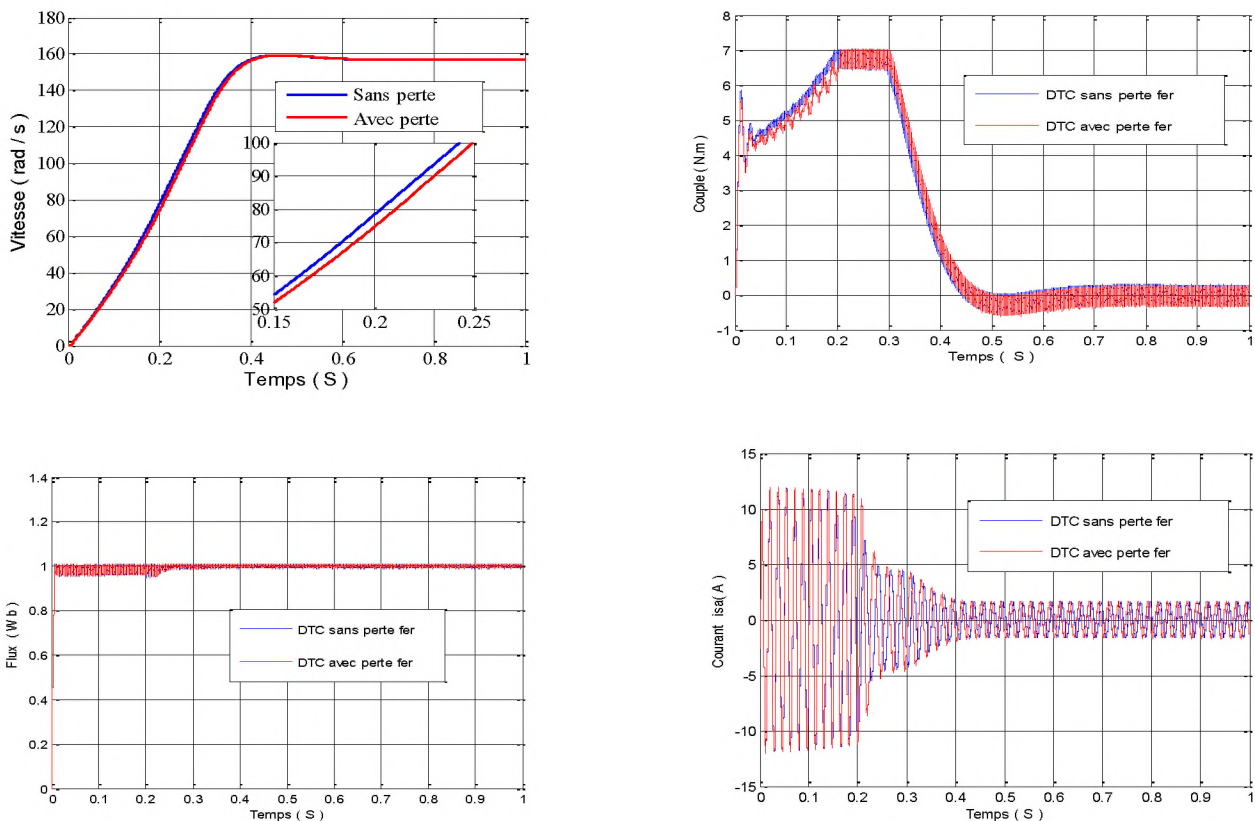
- La bande d'hystérésis du comparateur de couple est fixée à ± 0.25 Nm ;
- La bande d'hystérésis du comparateur de flux à ± 0.005 Wb ;
- La valeur de référence du flux statorique est $\Phi_{serf} = 1$ Wb ;

- La valeur de référence du couple électromagnétique est récupérée à la sortie d'un régulateur PI.

Afin d'illustrer les performances statiques et dynamiques du contrôle directe du couple de la machine asynchrone par un PI classique, on a simulé trois régimes transitoires : un démarrage à vide de la machine asynchrone avec et sans pertes fer pour testé la robustesse de la commande vis-à-vis des paramètres. un démarrage à vide sans pertes fer une introduction d'un couple de charge à l'instant $t=0.5s$ puis une inversion du sens de rotation de la vitesse à $t=1s$.

4.10.1 Démarrage à vide de la machine asynchrone avec et sans pertes fer : Pour voir l'influence des pertes fer sur la commande de la machine, on fait une comparaison entre les deux cas, qui est illustrée par la figure (4.8).

Les courbes sont presque identiques pour les deux cas, il y a une petite différence durant le régime transitoire. Pour les caractéristiques du Vitesse et de couple, elle apparue dans le cas de la prise en compte des pertes fer



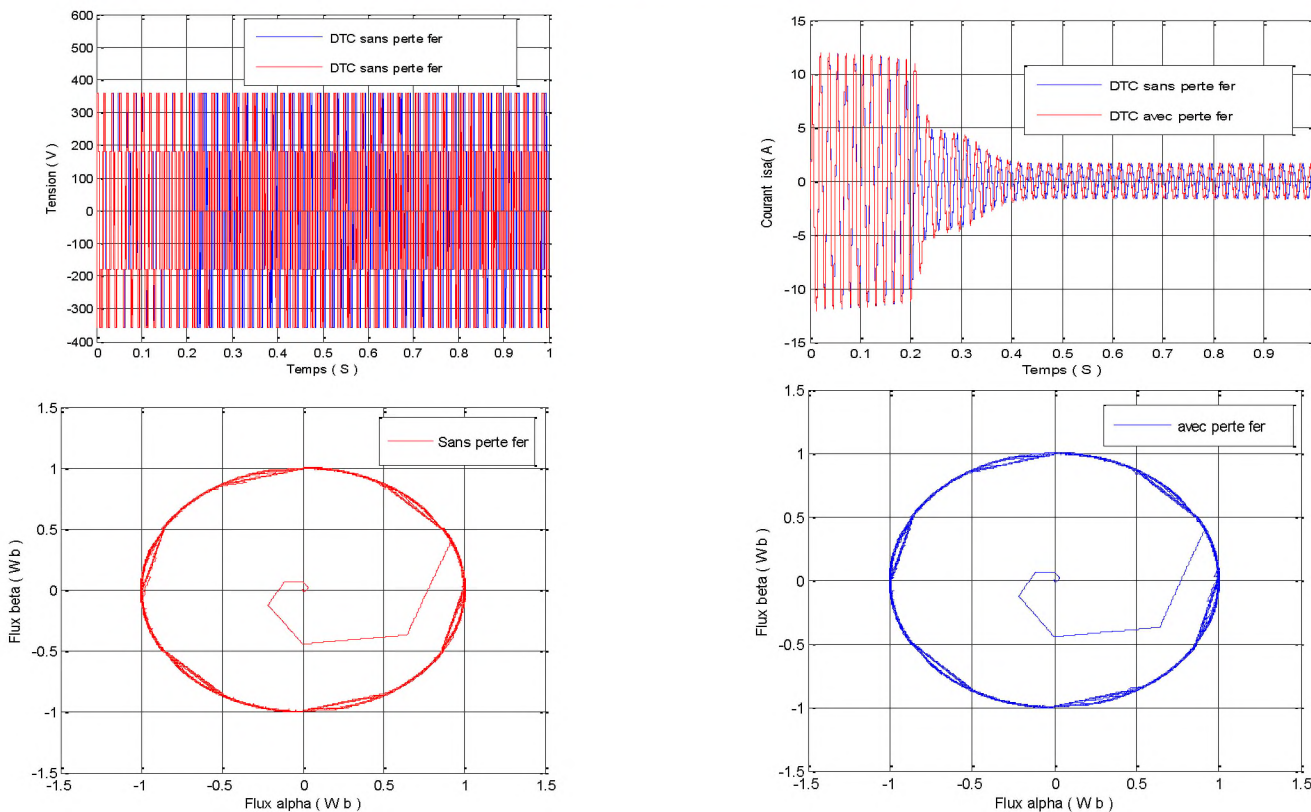


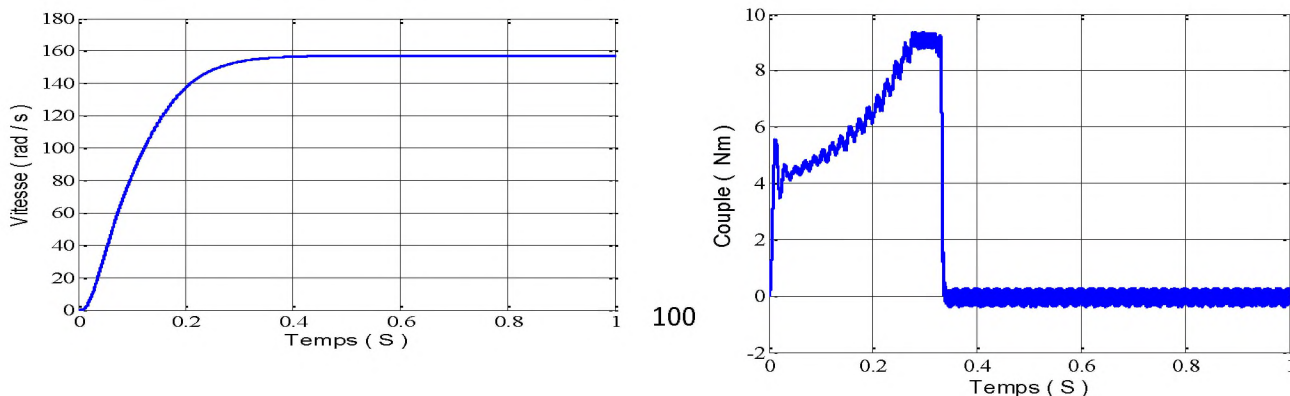
Figure. 4.8 Résultat de simulation d'une MAS sans et avec pertes fer

4.10.2 Démarrage à vide avec perte fer :

On remarque que de bonnes performances dynamiques et statiques sont obtenues .La réponse de la vitesse à un échelon de 157 rad/s montre que la DTC présente une bonne performance dynamique .

On constate d'après les résultats de simulation de la figure (4.9) que le couple électromagnétique présente un pic au démarrage et se stabilise à une valeur pratiquement nulle, et la même remarque pour les composantes en courant qui présentent des allures sinusoïdales.

En ce qui concerne la tension (V), elle a une onde d'allure rectangulaire formée de créneaux .Pour l'évolution du flux statorique dans le repère biphasé (α, β), On remarque que le module du flux a une valeur pratiquement constante 1Wb qui suit la valeur de référence , et l'extrémité de son vecteur forme une couronne circulaire dans le plan (α, β).



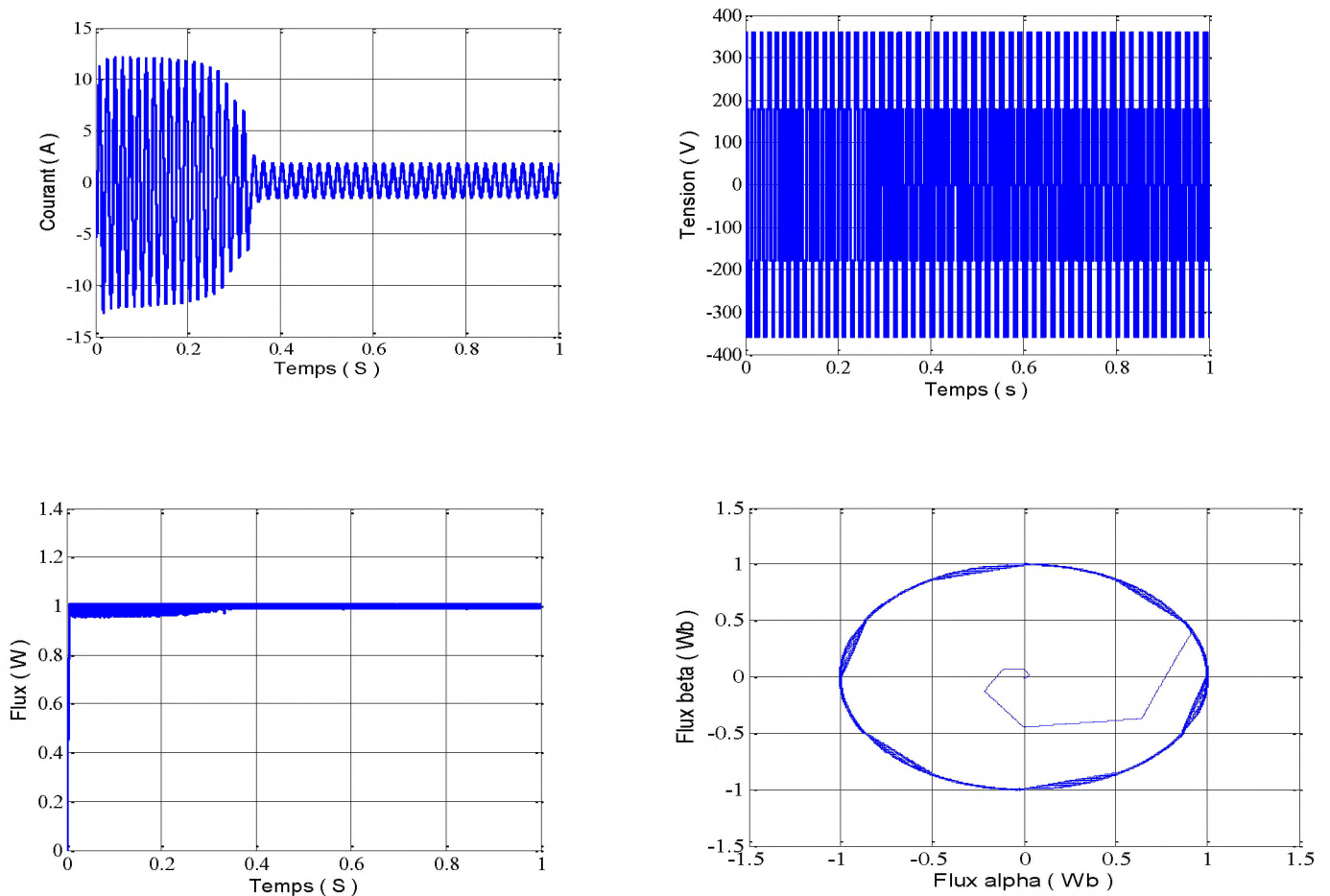


Figure 4.9 : Réponses du système à vide

4. 9.2 Démarrage en charge avec perte fer

La figure 4.10, présente les résultats de simulation du système pour un démarrage à vide suivi d'un couple de charge de 4Nm à l'instant $t = 0.5s$.

On remarque que le régulateur *PI* classique est moins robuste vis-à-vis de la variation de la charge, en effet un rejet rapide de la perturbation exige une augmentation de la constante d'intégration ce qui peut entraîner des dépassements au niveau de la réponse dynamique de la vitesse. On constate que le couple suit parfaitement la valeur de la consigne et présente des ondulations importantes.

Les composantes du courant présentent des allures sinusoïdales dont l'amplitude des ondulations augmentent légèrement à l'instant $t = 0.5s$ suite à l'application du couple de charge. On remarque que le courant présente une certaine ondulation qu'il fallait réduire.

la réponse du module du flux statorique suit sa valeur de référence de. la trajectoire du flux est pratiquement circulaire. La composante de tension vs présente une allure sinusoïdale peu bruitée à l'instant de variation de charge.

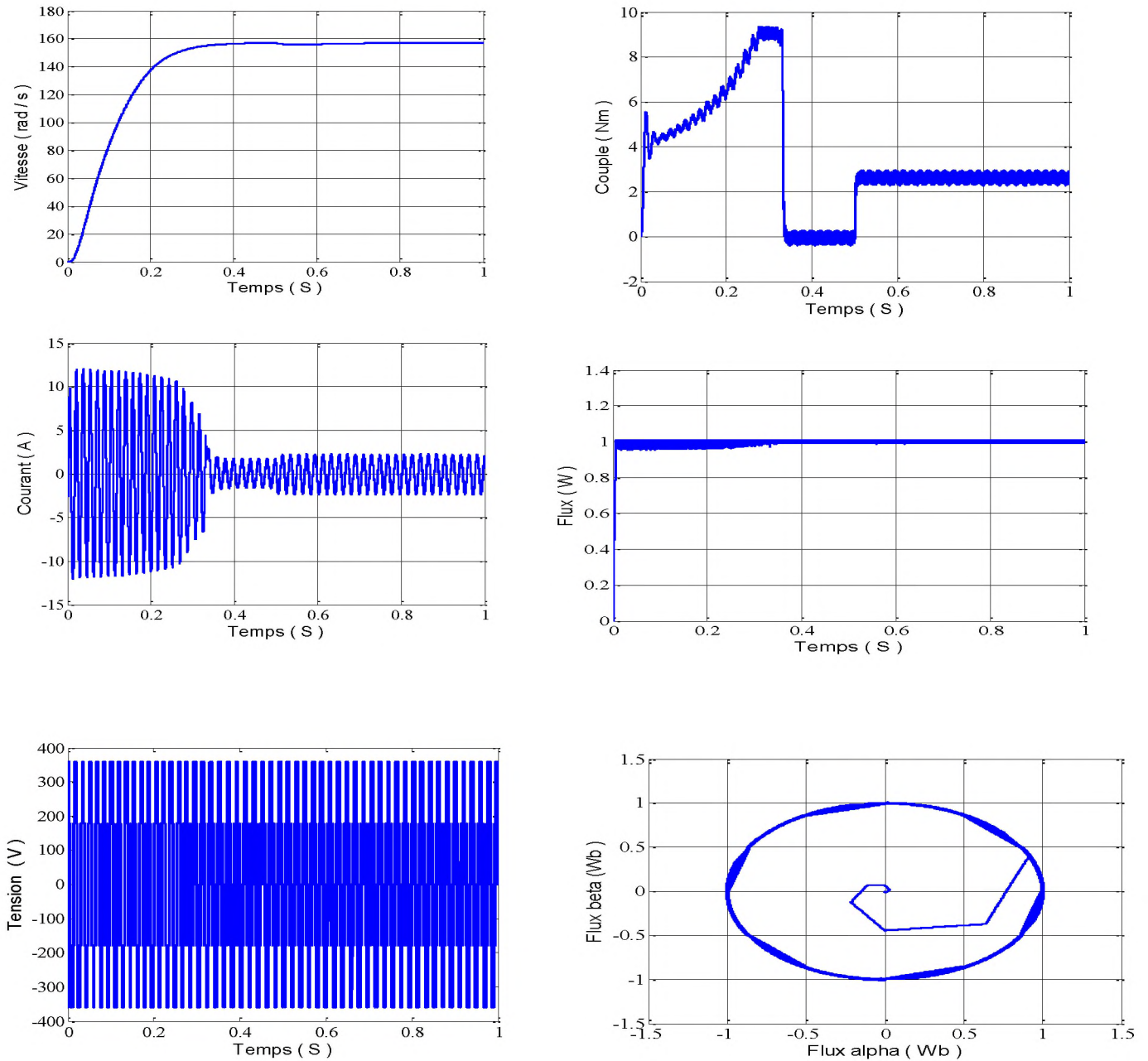


Figure 4.10 : Réponses du système un échelon du couple de charge

4.10.3 Introduction inversion du sens de rotation avec perte fer :

Pour teste la robustesse de la commande vis-à-vis des variations de référence de la vitesse, on introduit dans la figure 4.11, un changement de consigne de vitesse de 157 rad/s à -157 rad/s à l'instant $t=1$ après un démarrage à vide

Nous remarquons après l'inversion de la vitesse que la poursuite de vitesse s'effectue avec un dépassement; de même pour le couple qui subit lui aussi un dépassement avant de se stabiliser à la valeur $C_e = 0 \text{ Nm}$ du couple. Les courants statoriques présentent des ondulations qui atteignent à l'inversion de vitesse la valeur du pic au démarrage.

L'influence de cette variation est plus claire sur la réponse de la tension la réponse du flux (trajectoire et module).

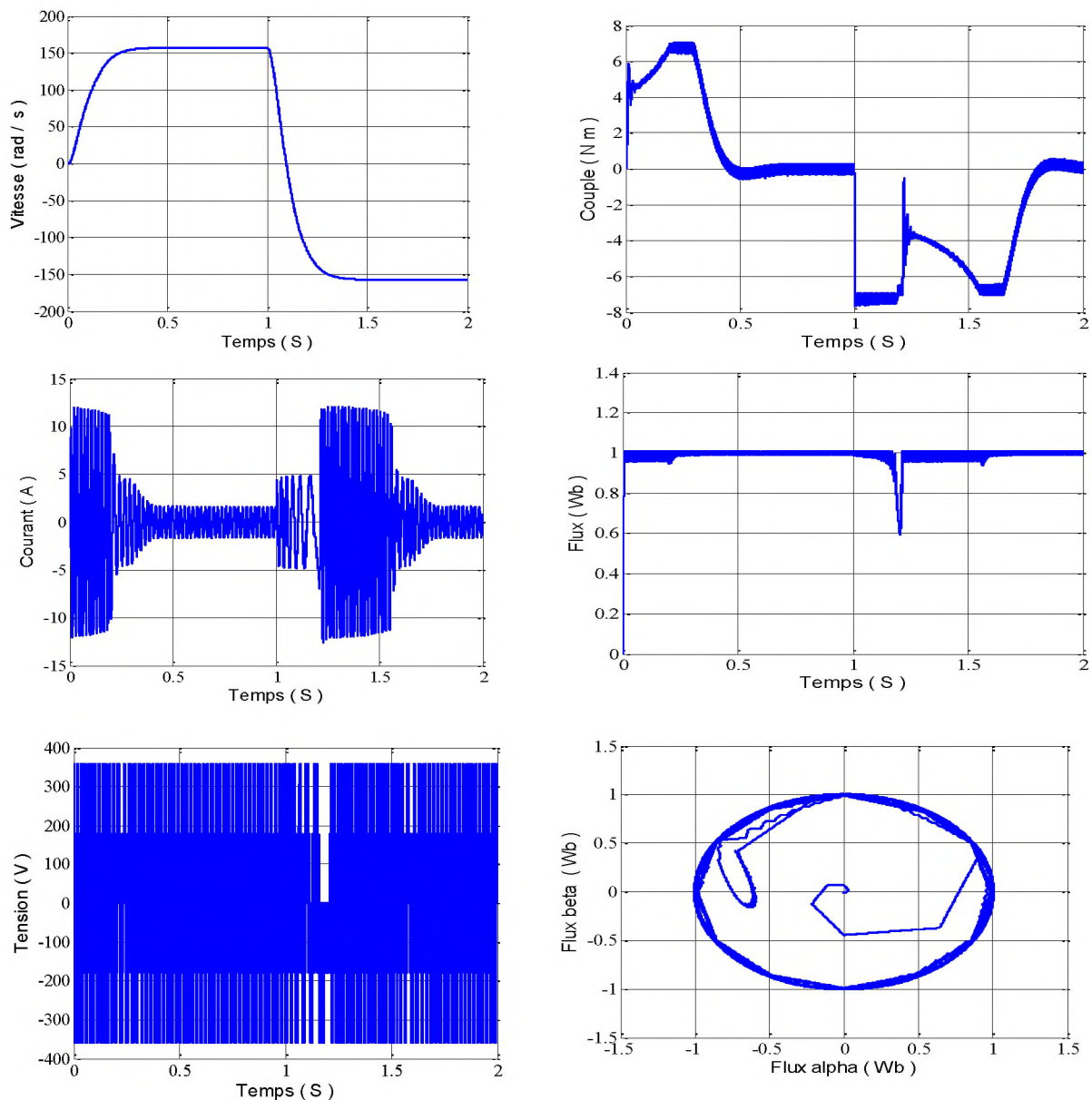


Figure 4.12 : Réponses du système en inversion du sens de rotation

4.11 Amélioration de DTC par DTC-SVM

4-11-1 Introduction

Les performances de la commande directe de couple appliquée au moteur asynchrone à cage dépendent en grande partie des caractéristiques dynamiques et statiques de l'onduleur qui lui est associé. Généralement pour la commande des machines à courant alternatives alimenté par un onduleur de tension fait appel à des techniques de modulation de largeur d'impulsions pour commander des commutateurs de puissances. [94] Si la commande des transistors de puissance minimise les pertes en commutation, elle altère au contraire de façon importante les tensions appliquées au moteur électrique. Les techniques de modulation de largeur d'impulsions sont multiples ; le choix d'une d'entre elles dépend de type du commande que l'on applique à la machine, de la fréquence de modulation de l'onduleur et des contraintes des harmoniques fixées par l'utilisateur.

Pour l'onduleur de notre système de commande, on utilisera la technique de la modulation vectorielle. Le principe de cette méthode est la détermination des portions de temps (durée de modulation) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension durant la période d'échantillonnage. Cette commande rapprochée (SVM) permet de déterminer les séquences des allumages et des extinctions des composants du convertisseur et de minimiser les harmoniques des tensions appliquées au moteur.

Pour vérifier les performances de cette technique (SVM), on procédera à une simulation sur Matlab/Simulink de la DTC de la (MAS) alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux à modulation vectorielle (SVM). Et après on présente un méthode modifiée du contrôle direct de couple pour le moteur asynchrone, cette commande diffère de la DTC-SVM par l'utilisation d'une SVM qui assure ainsi un fonctionnement à fréquence de modulation constant. [95]

4.11.2 Technique de commande par MLI vectorielle (SVM)

La commande souvent adaptée aux convertisseurs statiques est la stratégie MLI. Plusieurs méthodes ont été développées avec l'objectif de générer à la sortie de l'onduleur une tension sinusoïdale ayant le moins d'harmonique possible. Pour l'onduleur de notre système de commande nous utilisons la technique de la modulation vectorielle(SVM). [96]

4.11.2.1. Principe de la MLI vectorielle

Le principe de la MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur V_s de tension statorique désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant à deux états de commutation de l'onduleur, les valeurs de ces projections assurant le calcul des temps de commutation désirées correspondant à deux états non nuls de commutation de l'onduleur. Si nous notons T_i et T_{i+1} ces deux temps, leur somme doit être inférieure à la période de modulation T_m de commutation de l'onduleur. Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul de l'onduleur est appliqué durant une durée complémentaire à T_m [97].

4.11.2.2 Définition du vecteur tension de contrôle (vecteur de référence)

Un vecteur tension de référence V_{s_ref} est calculé globalement et approximé sur une période de modulation T_m par un vecteur tension moyen V_{moy} , ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs tension adjacents et des vecteurs nuls V_0 et V_7 [98].

Les huit vecteurs de tension redéfinis par la combinaison des interrupteurs sont représentés dans le plan (α, β) par la figure 4.13 [99].

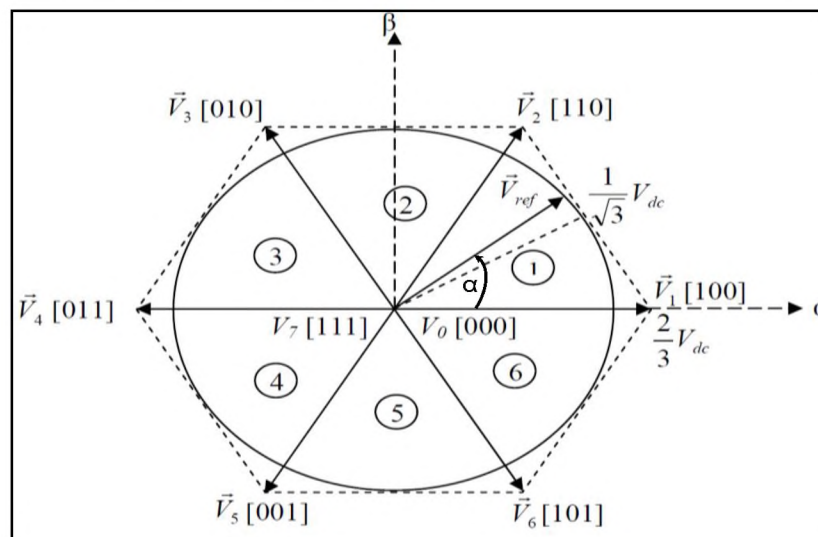


Figure 4.13 : Représentation des vecteurs de tension d'état de l'onduleur et de référence dans le repère stationnaire

4.2.2.3 Les étapes de la réalisation d'une MLI vectorielle

La MLI vectorielle (*SVM*) peut être mise en application par les étapes suivantes :

Etape 1 : détermination des tensions de référence.

Etape 2 : détermination des secteurs.

Etape 3 : calcul des temps d'application des vecteurs adjacents pour chaque secteur.

Etape 4 : création des impulsion de commutation de chaque interrupteur.

étape 1 : Détermination des tensions de référence ($V_{s\alpha_réf}$, $V_{s\beta_réf}$) :

A partir de la relation (2.31) nous pouvons définir les tensions aux bornes des enroulements du moteur. Pour obtenir ces tensions dans le repère (α , β) nous utiliserons l'équation (2.32), ce qui, pour les huit vecteurs de commutation de l'onduleur, fournira le résultat du tableau 4.1.

S_a	S_b	S_c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	0
1	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
0	1	1	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	0
0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
1	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
1	1	1	0	0	0	0	0

Table 4.1 : tensions statoriques

étape 2 : Détermination des secteurs :

Le secteur est déterminé selon la position du vecteur $V_{s_réf}$, dans le plan complexe (α, β) , tel que cette position présente la phase ψ de ce vecteur définie comme suite[100] :

$$\psi = \arctan\left(\frac{V_{s\beta_réf}}{V_{s\alpha_réf}}\right)$$

étape 3 : Calcul des temps d'application des vecteurs adjacents pour chaque secteur :

La figure 4.14 représente le cas où le vecteur de référence se trouve dans le secteur I et les vecteurs adjacents sont représentés par V_1 et V_2 . La MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur de tension statorique de référence $V_{s_réf}$ désiré sur les deux vecteurs de tensions adjacents correspondants V_1 et V_2 . Si nous notons par T_1 et T_2 les deux temps d'application de ces vecteurs, T_0 le temps d'application des vecteurs nuls, leur somme doit être inférieure à la période T_m de commutation de l'onduleur.

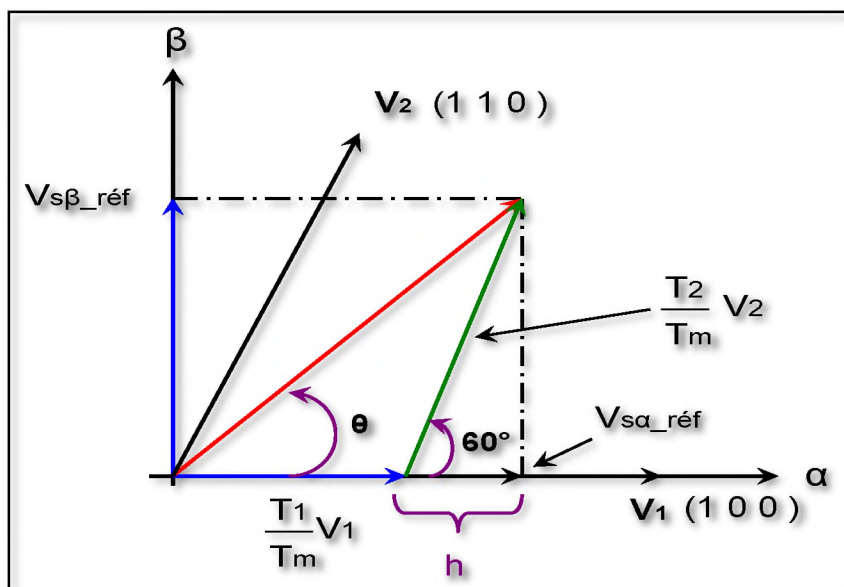


Figure 4.14 : Décomposition d'un vecteur tension de référence

$V_{s_réf}$

Dans ce cas, le vecteur tension de référence $V_{s_réf}$ moyenne est donnée comme suit :

$$\begin{aligned} V_{s_réf} \cdot T_m &= T_1 V_1 + T_2 V_2 \\ T_m &= T_1 + T_2 \end{aligned} \quad (4.22)$$

Où :

T_m : représente la période de commutation.

T_1 : temps d'application du vecteur V_1 .

T_2 : temps d'application du vecteur V_2 .

T_0 : est la durée d'application de la séquence de roue-libre.

Une tension nulle V_0 et V_7 pendant les temps T_0 et T_7 .

En supposant qu'initialement, le vecteur $V_{s_réf}$ coïncide avec le vecteur V_1 , deux séquences sont actives. La séquence qui correspond au vecteur V_1 est appliquée durant la durée T_1 la séquence de roue libre est appliquée durant T_0 . La séquence qui correspond au vecteur V_2 est inactive car la durée T_2 est nulle. Au fur et à mesure que le vecteur $V_{s_réf}$ s'éloigne du vecteur V_1 et on s'approche du vecteur V_2 , T_1 diminue et T_2 augmente. Quand le vecteur $V_{s_réf}$ atteint le vecteur V_2 , T_1 sera nul et T_2 sera maximal.

La détermination des périodes adjacentes T_1 et T_2 est donnée par une simple projection sur la figure 4.14 :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s\beta_réf} = \frac{T_2}{T_m} \cdot |V_2| \cdot \cos(30^\circ) \\ V_{s\alpha_réf} = \frac{T_2}{T_m} \cdot |V_1| + h \\ h = \frac{V_{s\beta_réf}}{\tan(60^\circ)} \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} T_1 = \frac{T_m}{V_{dc}} \cdot \left(\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} - \frac{V_{s\beta}}{\sqrt{2}} \right) \\ T_2 = \frac{T_m}{V_{dc}} \cdot (\sqrt{2} V_{s\alpha}) \end{array} \right. \quad (4.23)$$

Le tableau ci-dessous montre les différents temps d'application des vecteurs d'états pour les différents secteurs (S_1 à S_6).

Secteur ($i = 1$)	Secteur ($i = 2$)	Secteur ($i = 3$)
$T_1 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{T_m}{V_{dc}}$ $T_2 = \sqrt{2} V_{s\beta} \frac{T_m}{V_{dc}}$ $T_0 = T_m - T_1 - T_2$	$T_2 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{T_m}{V_{dc}}$ $T_3 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{T_m}{V_{dc}}$ $T_0 = T_m - T_2 - T_3$	$T_3 = \sqrt{2} V_{s\beta} \frac{T_m}{V_{dc}}$ $T_4 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \frac{T_m}{V_{dc}}$ $T_0 = T_m - T_3 - T_4$

Secteur ($i = 4$)	Secteur ($i = 5$)	Secteur ($i = 6$)
$T_4 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}}V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}}V_{s\beta} \right) \frac{T_m}{V_{dc}}$ $T_5 = -\sqrt{2}V_{s\beta} \frac{T_m}{V_{dc}}$ $T_0 = T_m - T_4 - T_5$	$T_5 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}}V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}}V_{s\beta} \right) \frac{T_m}{V_{dc}}$ $T_6 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}}V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}}V_{s\beta} \right) \frac{T_m}{V_{dc}}$ $T_0 = T_m - T_5 - T_6$	$T_6 = -\sqrt{2}V_{s\beta} \frac{T_m}{V_{dc}}$ $T_1 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}}V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}}V_{s\beta} \right) \frac{T_m}{V_{dc}}$ $T_0 = T_m - T_6 - T_1$

Table 4.2 : Les temps d'application des vecteurs adjacents pour chaque secteur.

***_ Calcul des temps d'application des vecteurs non nuls :**

Le temps d'application des vecteurs peut être lié aux variables X, Y, Z suivants :

$$\begin{cases} X = \sqrt{2}V_{s\beta} \frac{T_m}{V_{dc}} \\ Y = \left(\sqrt{\frac{3}{2}}V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}}V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_m}{V_{dc}} \\ Z = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}}V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}}V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_m}{V_{dc}} \end{cases} \quad (4.24)$$

Les durées T_i et T_{i+1} d'application des vecteurs adjacents pour secteur à partir des valeurs X, Y et Z sont données ci-après [101]:

secteur	1	2	3	4	5	6
T_i	-Z	Y	X	Z	-Y	-X
T_{i+1}	X	Z	-Y	-X	-Z	Y

Table 4.3 : Calcul des temps d'application des vecteurs non nuls.

étape 4 : Création des impulsions de commutation de chaque interrupteur :

Les durées relatives d'application du vecteur $V_{s_réf}$ ne sont pas directement exploitables pour piloter l'onduleur, il est plus pratique de considérer les durées relatives $T_{aon}, T_{bon}, T_{con}$ (

rapports cycliques) pendant lesquelles les grandeurs booléennes de commande (S_a, S_b, S_c) sont égales à 1 sur une période d'échantillonnage.

Les trois rapports cycliques nécessaires pour chaque secteur sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{aon} = \frac{T_m - T_i - T_{i+1}}{2} \\ T_{bon} = T_{aon} + T_i \\ T_{con} = T_{bon} + T_{i+1} \end{array} \right. \longrightarrow \left\{ \begin{array}{l} T_{aon} = \frac{T_m - T_i - T_{i+1}}{2} \\ T_{bon} = \frac{T_m + T_i - T_{i+1}}{2} \\ T_{con} = \frac{T_m + T_i + T_{i+1}}{2} \end{array} \right. \quad (4.25)$$

La détermination des signaux de commande (S_a, S_b, S_c) en fonction des signaux modulateurs est donnée par le tableau suivant :

Secteur \ Signaux	1	2	3	4	5	6
Sa	T _{aon}	T _{b on}	T _{c on}	T _{c on}	T _{b on}	T _{aon}
Sb	T _{b on}	T _{aon}	T _{aon}	T _{b on}	T _{c on}	T _{c on}
Sc	T _{c on}	T _{c on}	T _{b on}	T _{aon}	T _{aon}	T _{b on}

Table 4.4 : Signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur.

4.11.3 Principe et schéma de la Commande DTC-SVM

Dans cette nouvelle stratégie de commande, les coordonnées $\alpha\text{-}\beta$ du vecteur de tension de référence peuvent être directement calculées à partir de l'état des régulateurs du couple et du flux. L'expression des coordonnées de tension est la suivante. Chacune des composantes du vecteur tension statorique est présentée dans le schéma suivant. [101].

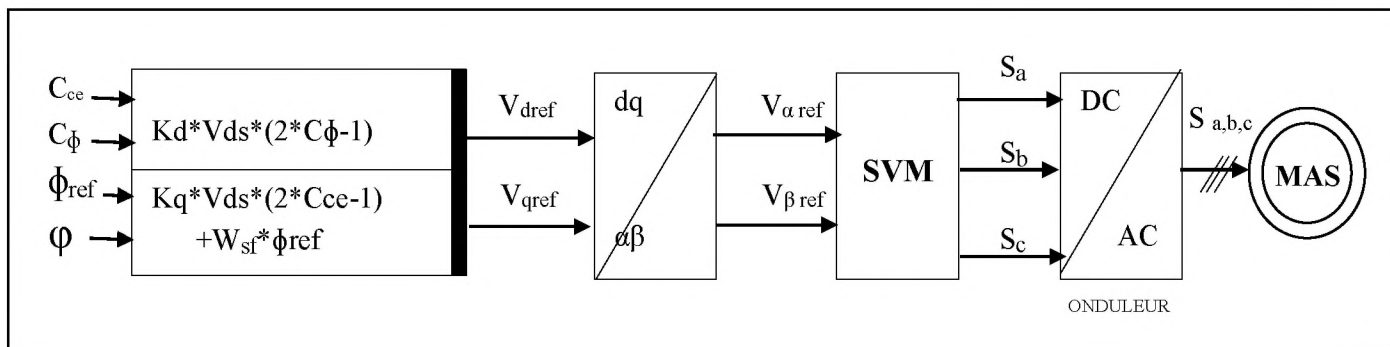


Figure 4.15 Schéma structurel d'une commande par DTC-SVM appliquée à un MAS

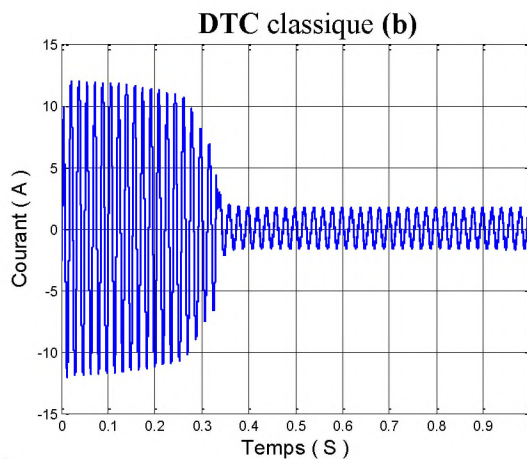
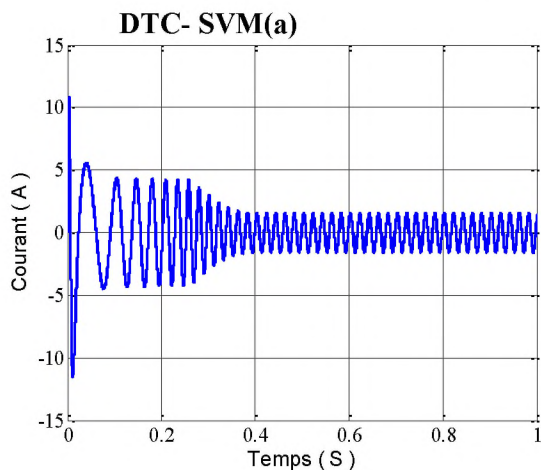
$$\begin{cases} V_{sd\ ref} = K_d (2 \cdot C_\phi - 1) \\ V_{sq\ ref} = K_q (2 \cdot C_{ce} - 1) + w_{sf} \phi_{s\ ref} \end{cases} \quad (4.26)$$

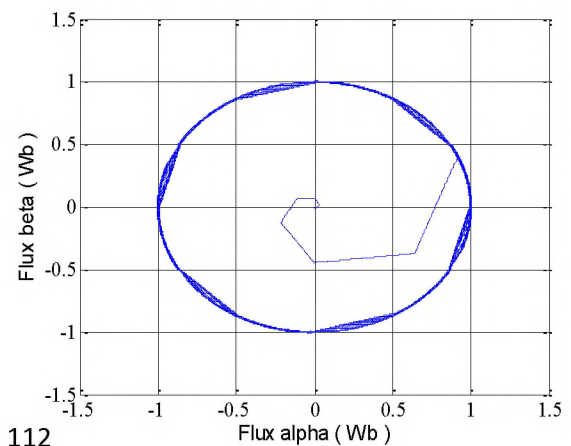
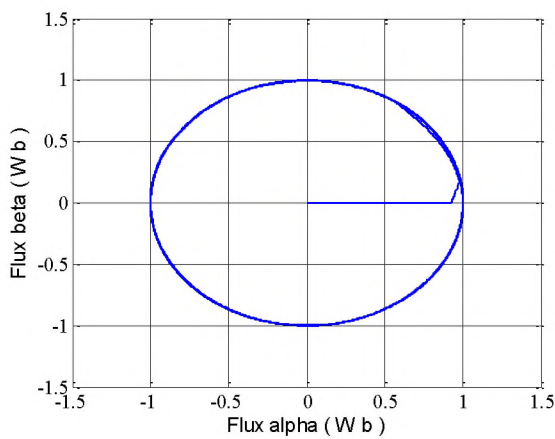
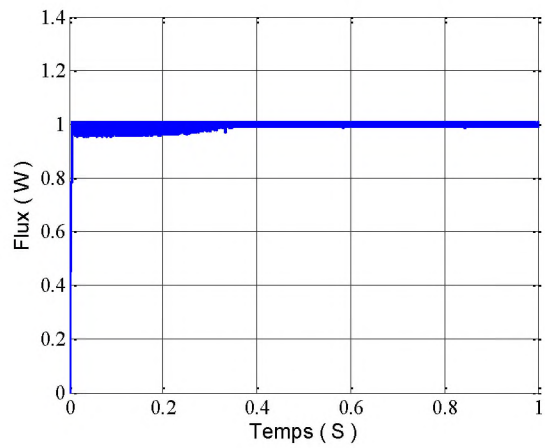
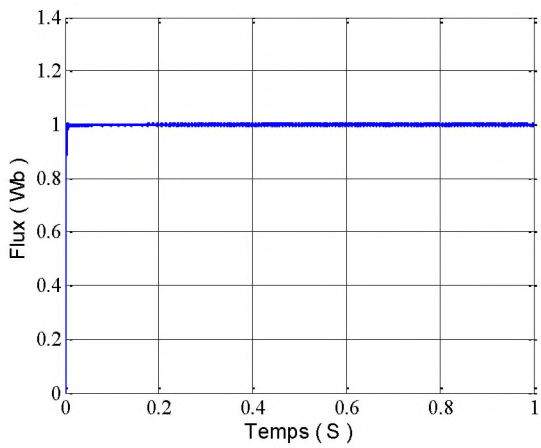
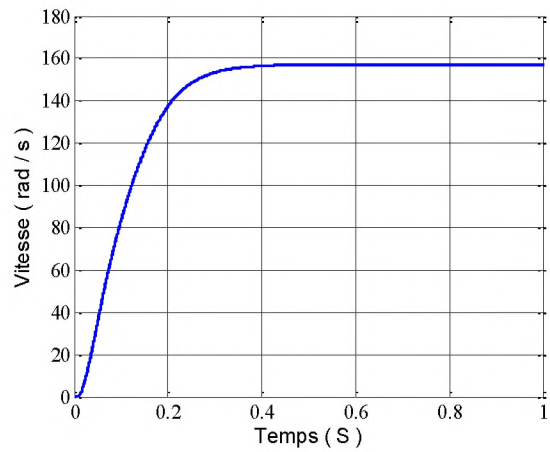
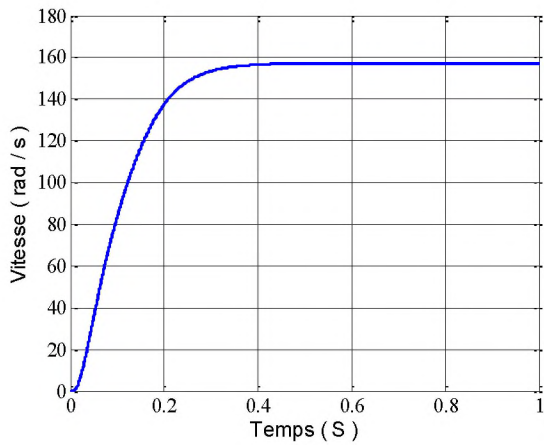
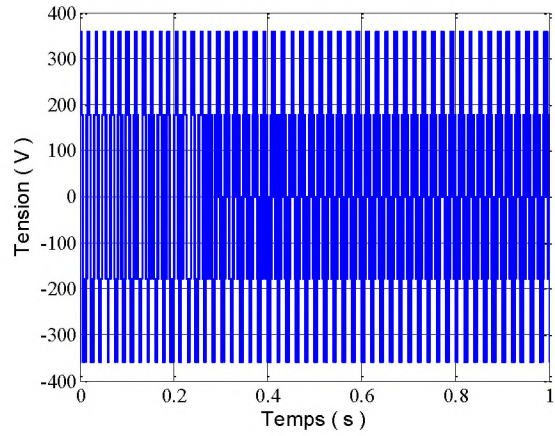
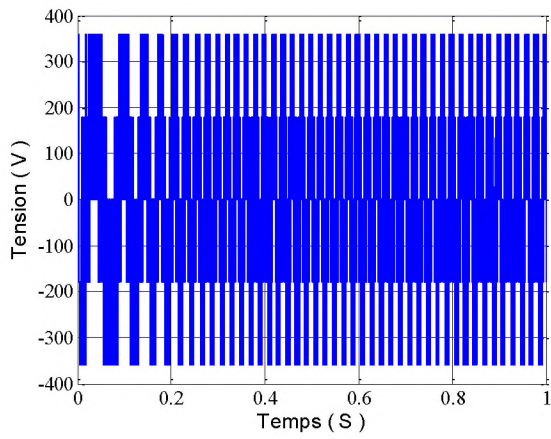
4-11-4 Résultats de simulation de la commande du MAS par DTC-SVM

Nous avons simulé notre moteur alimenté par un onduleur de tension à deux niveau commandé par MLI vectorielle. Les simulations ont été effectuées sous Matlab Simulink. La (figure 4.16) montrant les réponses en courant, en tension, en flux, en couple, en vitesse avec l'hexagone, pour une vitesse référence les courbes à droite sont celle pressante la DTC-SVM, alors que celles à gauche présentent la DTC classique. La DTC-SVM présente une léger amélioration de la dynamique du flux, qui est évidence.

En effet la DTC-SVM présente des dynamiques semblables à celles de la DTC classique, mais diminuant considérablement les ondulations du couple, du courant et du flux.

On peut dire que la DTC-SVM contrôle directement le couple et le flux par la prédiction de la tension de commande nécessaire puis elle utilise la modulation vectorielle pour générer cette tension, donc elle profite des avantages du principe de la DTC (bonne dynamique, pas de capteur de vitesse pour le cas d'un contrôle sans boucle de vitesse) et des avantages de la modulation vectorielle (SVM) (taux d'harmonique faible, fréquence de commutation constant).





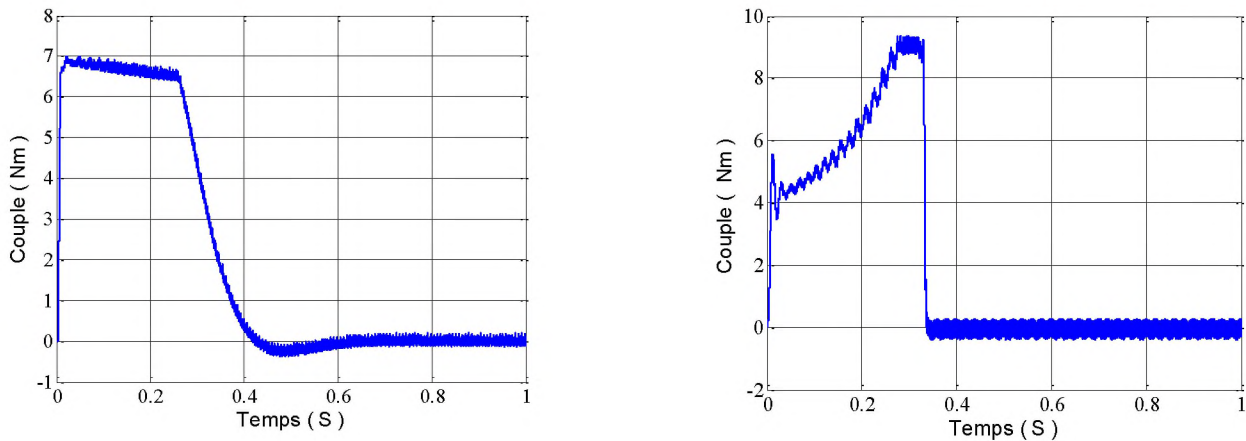


Figure. 4.16 Résultats de simulation de la commande Du MAS par DTC-SVM (a) et DTC (b)

4.12 Amélioration de DTC par la logique floue

4.12.1 Introduction

La logique floue, constitue l'une des approches qui, tout compte fait, n'est pas nouvelle. Son développement à conférer à l'homme la faculté de copier la nature et de reproduire des modes de raisonnement et de comportement qui lui sont propres. Bien que cette approche se soit imposée dans des domaines allant du traitement de l'image à la gestion financière, elle commence à peine à être utilisée dans les domaines de l'électrotechnique et de l'industrie afin de résoudre les problèmes d'identification, de régulation de processus, d'optimisation, de classification de détection de défauts ou de prise de décision.

La technique de contrôle de la logique floue a été un sujet de recherche actif dans la théorie de l'automatisation et de contrôle pour faire face aux problèmes rencontrés dans les systèmes non linéaires, difficile à modéliser. Dans cette partie un algorithme est proposé et vise à améliorer la dynamique et l'exécution du schéma DTC-SVM.

4.12.2 Architecteur d'une commande flou

On parle de la commande floue lorsque un bloc de contrôleur de cette commande est réalisé en logique floue. Sa mission est la même que celle d'un contrôleur classique à savoir : gérer les données de commande et contrôler le processus. La structure de cette commande peut donc être ramenée à un système asservi, voir Figure. (4.17) [102].

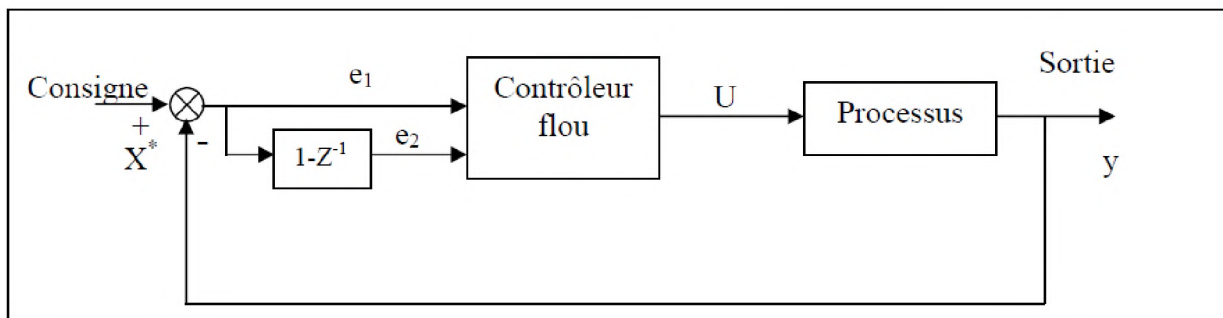


Figure. 4.17 Architecture d'une commande floue.

A partir de la valeur de la variable de sortie, le contrôleur flou permet de déterminer la commande appropriée à appliquer au processus. Celle-ci est calculée généralement pour les systèmes automatiques grâce aux deux entrées e_1 et e_2 .

En général e_1 représente l'écart entre le signal de sortie du processus et la consigne.

$$e_1(k) = X^*(k) - y(k)$$

e_2 est l'accroissement de l'écart entre le signal de sortie à deux instants discrets différents.

$$e_2(k) = y(k) - y(k-1)$$

* : Représente les grandeurs de commande ;

k : Instant de calcul.

4.13 COMMANDE DIRECTE DU COUPLE PAR LA LOGIQUE FLOUE

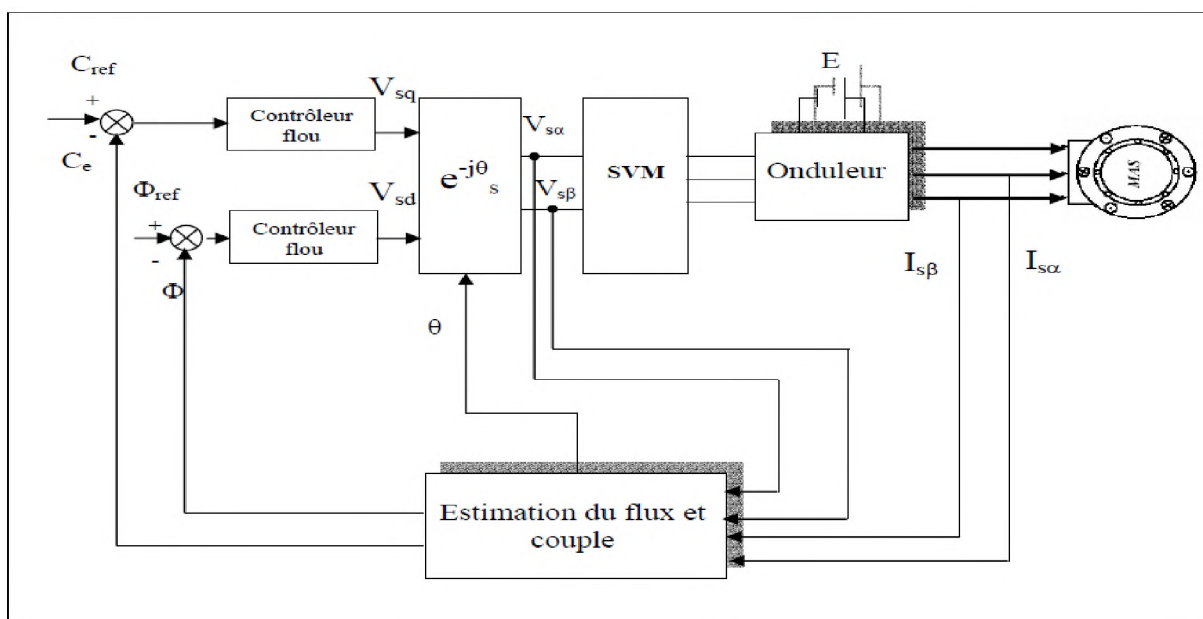


Figure. 4.18 Commande directe avec des contrôleurs flou

Comme le montre la Fig. (4.18) deux contrôleurs flous régulent l'amplitude du flux et du couple. L'amplitude du flux est contrôlée par la composante de tension V_{sd} , par contre la valeur du couple est contrôlée par la composante V_{sq} , à savoir, [103]

Bloc flou de V_{sq} :

$$e_1(k) = C_{e_{ref}}(k) - C_e(k)$$

$$e_2(k) = e_1(k) - e_1(k-1)$$

Bloc flou de V_{sd} :

$$e_1(k) = \Phi_{s_{ref}}(k) - \Phi_s(k)$$

$$e_2(k) = e_1(k) - e_1(k-1)$$

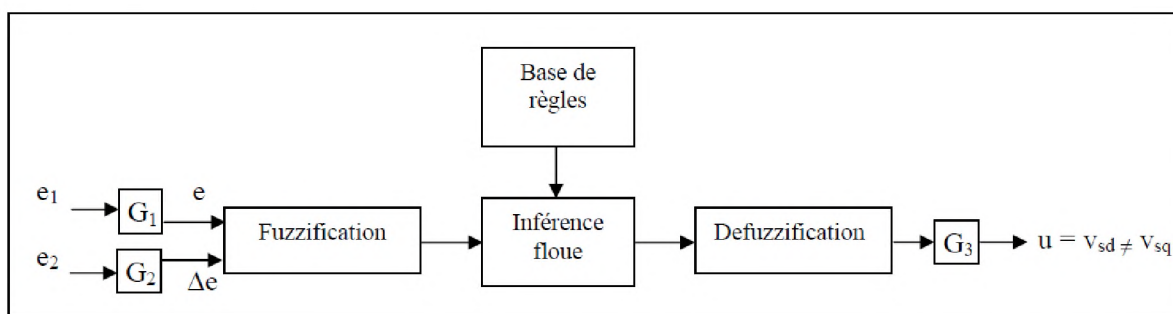


Figure. 4.19 Structure du contrôleur flou du couple et du flux.

La Fig. (4.19) présente le schéma de principe du régulateur à logique floue générant les deux composantes V_{sd} et V_{sq} . Les Figures. (4.20) (a, b, c) représentent les fonctions d'appartenance relative à chaque variable entrée/ sortie, [104]. Les règles d'inférences sont récapitulées dans le Tableau (4.1)

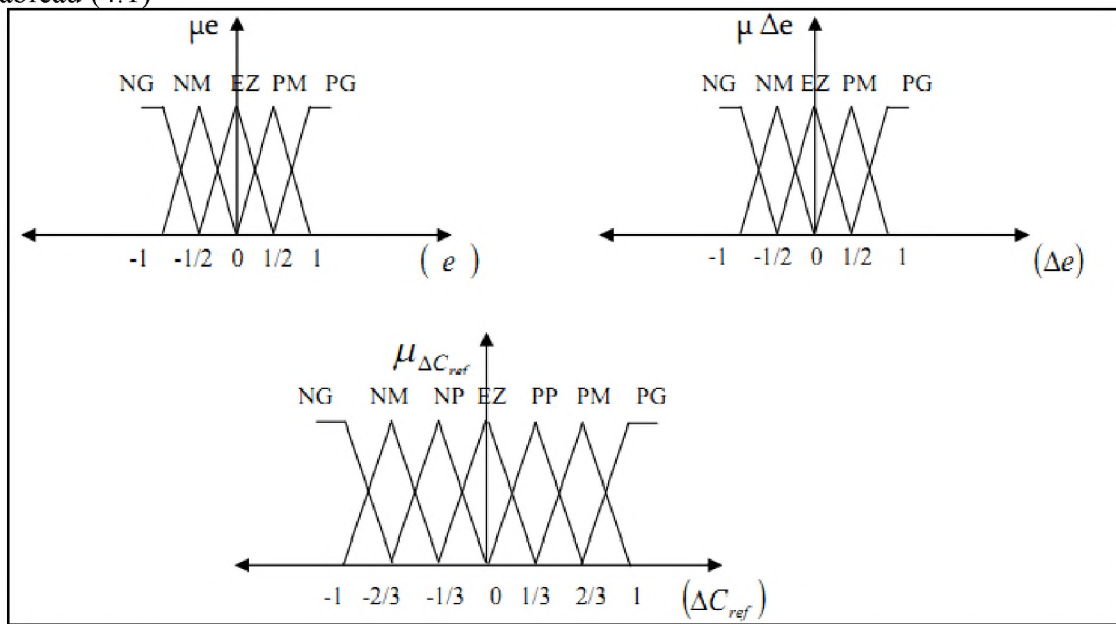


Figure. 4.20 Distribution des fonctions d'appartenances des variables entées/ sortie.

$\frac{e}{\Delta e}$	NG	NM	EZ	PM	PG
NG	NG	NM	NP	NP	EZ
NM	NM	NP	NP	EZ	PP
EZ	NP	NP	EZ	PP	PP
PM	NP	EZ	PP	PP	PM
PG	EZ	PP	PP	PM	PG

Tableau 4.5 Règles des inférences floues de la sortie u.

Avec :

NG : Négatif grand ;

NM: Négatif moyen;

ZE : Environ zéro ;

PM: Positif moyen;

PG: Positif grand.

4.13.1 Résultats de simulation

Les figures. (4.21) illustrent les résultats de simulation de la commande directe du couple modifiée de la MAS. Les contrôleurs à hystérésis ont été remplacés par des contrôleurs flous générant directement les tensions continues V_{sd} et V_{sq} . L'approche simulée offre des performances acceptables en terme d'amélioration du temps de la réponse de la vitesse, minimisation des pulsations du couple en régime statique. On constate une réduction des oscillations du courant . Le contour du flux se retrouve également amélioré. Le Figure. (4.21) montre la tension $V_{s\alpha}$ générée par les deux composants V_{sd} et V_{sq} sorties des contrôleurs flous. le module du flux statorique s'établit à sa valeur de référence

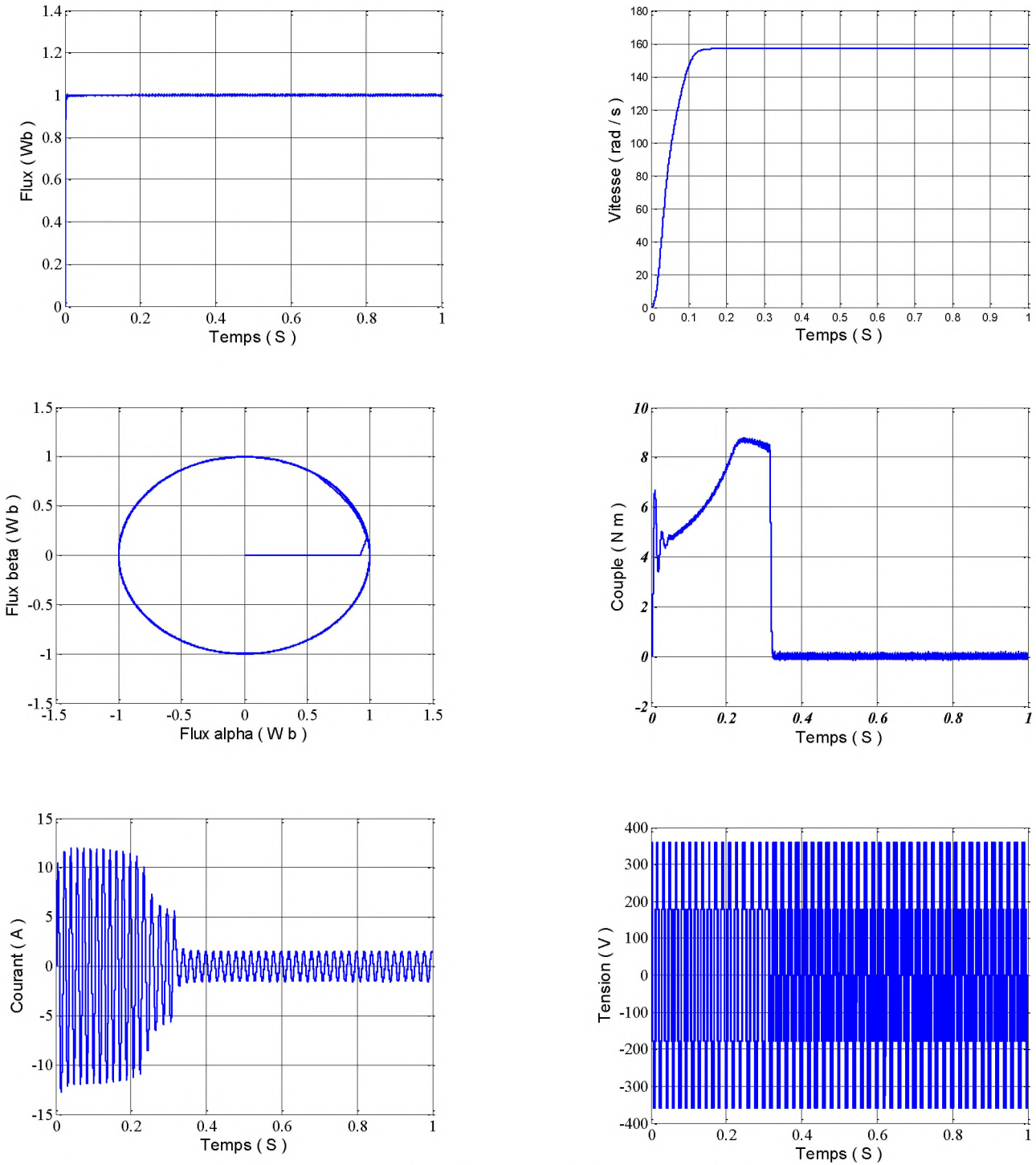


Figure 4.21 Réponse du système pour DTC utilisant des contrôleurs flous.

4.14 CONCLUSION

Dans la première partie du quatrième chapitre, nous avons exposé les principes du contrôle direct du Couple de la MAS avec et sans pertes fer. En effet, cette stratégie est basée sur la détermination « directe » de la séquence de commande appliquée à l'onduleur par l'utilisation des régulateurs à hystérésis et une table optimale dont la fonction est de contrôler l'amplitude de flux statorique et le couple.

La deuxième partie de ce chapitre est destinée deux méthodes Pour améliorer la commande DTC ont été étudiées et simulées. La première approche est basée sur .La technique (DTC-SVM) est capable de travailler avec une fréquence de commutation constante et avec des bonnes performances, les oscillations du couple sont notablement réduites.

La deuxième approche est basée sur .La technique intelligente dans le contrôle de la machine. L'utilisation des blocs flous au lieu des blocs à hystérésis a aboutit à une réduction des pulsations du couples et par ailleurs une amélioration des performances de la DTC.

Finalement, Les stratégies de commande (commande *DTC-SVM* et commande *DTC-SVM* basée sur La technique intelligente) , fournissent une solution en évitant les inconvénients de la *DTC* classique

A vertical decorative bar on the left side of the page, featuring a gradient from light pink at the top to a darker, muted pink at the bottom.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Le travail réalisé dans le cadre de cette thèse apporté sur la commande directe du couple(DTC) de la machine asynchrone en guise de solution aux problèmes rencontrés dans la commande vectorielle par orientation de flux (FOC) qui présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine.

La DTC est robuste contre les variations paramétriques de la machine, et ne nécessite pas de capteur de position. De plus, elle offre un certain nombre d'avantages considérables par rapport à la commande vectorielle à MLI. Cependant ces stratégies ont aussi des inconvénients importants.

L'objectif principal de cette thèse a consisté à étudier les techniques de l'intelligence artificielle et leur application dans le but de commander et minimiser les pertes fer d'une machine asynchrone.

Nous avons essayé de les présenter d'une manière suffisamment complète et synthétique pour permettre la compréhension de leur fonctionnement et l'approfondissement des études menées.

Pour cela on a d'abord développé la modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park, sans prise en compte les pertes fer. Ensuite, nous avons établi le modèle de l'onduleur de tension à MLI. En fin. Nous avons inclus les pertes fer dans le modèle de la MAS par la modification de schéma équivalent de la MAS qui permet de placer une résistance équivalente représentant les pertes fer en série avec la branche magnétisante.

Des résultats de simulation valident notre démarche et une comparaison effectuée entre le modèle de la MAS et l'onduleur de tension avec et sans pertes.

Dans la première partie du troisième chapitre, Nous avons développé la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MAS, afin de lui donner des comportements semblables à ceux de la machine à courant continu. Pour montrer l'influence des pertes fer sur la machine et sa commande, on introduit ces pertes dans le modèle et la commande vectorielle de la MAS. Pour valider notre modèle, nous avons réalisé de nombreux types de fonctionnement de la MAS et nous avons comparé les résultats obtenus.

Les résultats de comparaison montrent que la présence des pertes fer influe sur les caractéristiques de la MAS et les performances de la commande, d'où la nécessité de les prendre en considération pour rapprocher au modèle réel de la MAS et sa commande. Comme ils montrent aussi, que la présence de l'onduleur affecte le découplage crée par la CV-OFR,

en créant un angle de désorientation du flux rotorique. Lequel ne peut pas être nul, mais peut être réduit par un bon choix de la fréquence de découpage.

La deuxième partie de ce chapitre nous avons présentés les méthodes d'optimisation basées sur l'intelligence artificielle, tel que la minimisation par la logique floue et la minimisation par les et les algorithmes génétiques.

Les résultats de simulation ont été présentés, montrent que Les techniques d'intelligences artificielles permettent d'assurer des hautes performances de contrôle et d'optimisation.

Au quatrième chapitre, nous avons exposé les principes du contrôle direct du couple (DTC) classique basée sur la minimisation des pertes fer. En effet, cette stratégie est basée sur la détermination « directe » de la séquence de commande appliquée à l'onduleur par l'utilisation des régulateurs à hystérésis et une table optimale dont la fonction est de contrôler l'amplitude de flux statorique et le couple. Ensuite on a proposé deux méthodes de minimisation des pulsations du couple ont été étudiées et simulées. La première approche est basée sur la technique DTC-SVM La deuxième approche a utilisée l'intelligence artificielle dans le contrôle de la machine. L'utilisation des blocs flous au lieu des blocs à hystérésis simulation des deux approches a montré une nette amélioration des performances de la DTC MAS particulièrement une réduction du taux d'harmonique au niveau du couple.

Finalement, nous recommandons la poursuite des recherches sur la commande par DTC, où plusieurs améliorations peuvent être apportées à ce travail, à savoir :

- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utiles, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique.
- L'utilisation un observateur/estimateur robuste permettant l'estimation de la vitesse rotorique de la MAS (filtre de Kalman, techniques d'intelligence artificielle, etc...).

Bibliographie

- [1] **Antoni Arias Pujol**, “ Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors”, Thesis Université Polytechnic de Catalunya Terrassa, Novembre 2000.
- [2] **Gabriel Buche**, “ Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en Environnement Temps Réel Matlab/Simulink,” Mémoire D'ingénieur C.N.A.M. En Automatisation Industriel 7 /03/2001centre Régional Associé De Grenoble (C.U.E.F.A)
- [3] **Souad Chaouch**, “ Commande Vectorielle Robuste d'une Machine a Induction sans Capteur de Vitesse” , These de doctorat en science en électrotechnique l'université de Batna 03 Décembre 2005.
- [4] **Davide Aguglia.**, “ Identification des Paramètres du Moteur à Induction Triphasé en vue de sa Commande Vectorielle” , Mémoire, Maître Es Sciences, Université Laval Québec, Canada. Décembre 2004.
- [5] **A. Mezouar, M. K. Fellah, S. Hadjeri, O. Touhami, Y. Sahalim** “Robust Direct Field Oriented Control of Induction Motors Using Adaptive Observer”, IEEE ISIE 2006, July 9-12, 2006, Montreal, Quebec, Canada.
- [6] **A. Sabanovic, B. V. Izoimov** “Application of sliding modes to induction motor control”, IEEE Trans. Idust. Applic. Vol.IA 13.N°.1, pp.41, 1981
- [7] **S. V. Ustun, M. Demirtas**“Optimal tuning of PI coefficients by using fuzzy-genetic for V/f controlled induction motor», Elsevier, Expert Systems with Applications 34, pp. 2714–2720, 2008.
- [8] **Zhiwen Ma, Zheng T., Fei Lin**“Stability Improvement of V/Hz Controlled PWM Inverter-fed Induction Drives”, Industrial Electronics and Applications, 2006 1ST IEEE Conference on Volume, Issue, pp.1-4. 24-26 May 2006.
- [9] **Y-A- Chapuis, D. Roze, S. Courtine**“Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique”, Journal De Physique DL T 5, N° 6, June 1995.
- [10] **G. Guidi, H. Umida**“A Novel Stator Resistance Estimation Method for Speed-Sensorless Induction Motor Drives”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 6, Nov/Dec 2000
- [11] **A. Mezouar, M. K. Fellah, S. Hadjeri, O. Touhami, Y. Sahalim** “Robust Direct Field Oriented Control of Induction Motors Using Adaptive Observer”, IEEE ISIE 2006, July 9-12, 2006, Montreal, Quebec, Canada.
- [12] **S. Wei, D. Chen and C. Zhao**, «Minimization of Torque Ripple of Direct Torque Controlled Induction Machines by improved discrete Space Vector Modulation, »Electric Power System Res., Vol. 72, No. 2, pp. 103 – 112, December 2004.

- [13] **S. Belkacem, F. Nacéri, R. Abdessemed**, “Robust Nonlinear Control for Direct Torque Control of Induction Motor Drive Using Space Vector Modulation”, *Journal of Electrical Engineering*, vol. 10, no. 3, pp. 79-87, Sep 2010.
- [14] **M. O. Hamiti**, Réduction des Ondulations de Couple d’une Machine Synchrone à Réductance Variable. Approches par la Structure et par la Commande, Thèse de Doctorat de l’université Henri Poincaré, Nancy-I, Juin 2009.
- [15] **A. S. Kwasinski, P. T. Krein, and P. L. Chapman**, “Time Domain Comparison of Pulse-Width Modulation Schemes”, *IEEE power electronics*, vol. 1, no. 3, pp. 64-68, September 2003.
- [16] **J. E. Slotine, W. Li**, *Applied Nonlinear Control*, Prentice-Hall, 1991.
- [17] **X. Lin-Shi**, Commande des systèmes de conversion d’énergie, Habilitation à diriger des recherches, France, Juillet 2007.
- [18] **S. Belkacem, F. Nacéri and R. Abdessemed**, “Improvement in DTC-SVM of AC Drives Using a New Robust Adaptive Control Algorithm” Accepted for Publication at the *International Journal of Control Automation and System*, IJCAS, vol. 9, no. 2, 2011.
- [19] **S. Belkacem, F. Nacéri, R. Abdessemed**, “Robust Nonlinear Control for Direct Torque Control of Induction Motor Drive Using Space Vector Modulation”, *Journal of Electrical Engineering*, vol. 10, no. 3, pp. 79-87, Sep 2010.
- [20] **K. B. Lee, J. H. Song, I. Choy, J.Y. Choi, J. H. Yoon, and S. H. Lee**, “Torque ripple reduction in DTC of induction motor driven by 3-level inverter with low switching frequency”, *PESC*, pp. 448–453, 2000.
- [21] **L. Lin, Y. Zou, Z. Wang, H. Jin, X. Zou, H. Zhong**, “A DTC algorithm of induction motors fed by three-level inverter with neutral-point balancing control”, *Proceedings of the CSEE*, vol. 27, no. 3, pp. 46–50, 2007.
- [22] **D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, A. Tani**, “Effects of Flux and Torque Hysteresis Band Amplitude in Direct Torque Control of Induction Machines”, *20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON '94*, vol. 1, pp. 299-304, 5-9 Sept 1994.
- [23] **V. Ambrozic, G. S. Buja, R. Menis**, “Band-constrained technique for direct torque control of induction motor”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no.4, pp. 776–784, 2004.
- [24] **R. K. Behera and S. P. Das**, “Improved direct torque control of induction motor with dither injection”, vol. 33, no. 5, pp. 551–564, October 2008.

- [25] **L. Romeral, A. Arias, E. Aldabas, and M.G. Jayne**, “Novel direct torque control (DTC) schemewith fuzzy adaptive torque ripple reduction”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 50, no.3, pp. 487–492, 2003.
- [26] **S. Xi Liu, M. Yu W, Y. Guang Chen, S. Li**, “A Novel Fuzzy Direct Torque Control System for Three-level Inverter-fed Induction Machine”, *International Journal of Automation and Computing*, vol. 7, no. 1, pp. 78-85, February 2010.
- [27] **K. B. Lee and F. Blaabjerg**, “Improved Direct Torque Control for Sensorless Matrix Converter Drives with Constant Switching Frequency and Torque Ripple Reduction ”, *International Journal of Control, Automation, and Systems (IJCAS)*, vol. 4, no. 1, pp. 113-123, February 2006.
- [28] **J. Lara, A. Cabello, V. Guzman, M. Gimenez and J. Restrepo**, “Induction Motor Direct Torque Control Using Matrix Converters”, *Proceedings of the 41st International Conference UPEC '06*, vol. 1, pp. 383–387, September 6–8, 2006.
- [29] **Z. Chunmei, L. Heping, C. Shujin, W. Fangjun**, “Application of neural networks for permanent magnet synchronous motor direct torque control”, *Journal of Systems Engineering and Electronics Elsevier*, vol. 19, no. 3, pp. 555–561, 2008.
- [30] **Y. V. Siva Reddy, M. Vijayakumar and T. Brahmananda**, “Direct Torque Control of Induction Motor Using Sophisticated Lookup Tables Based on Neural Networks”, *AIML Journal*, vol. 7, no. 1, June 2007.
- [31] **E. Al-radadi**, “Direct Torque Neuro-fuzzy Speed Control of an Induction Machine Drive Based on a New Variable gain PI Controller”, *Journal of Electrical Engineering*, vol. 59, no. 4, 2009.
- [32] **P. Z. Grawbowski, M. P. Kazmierkowski, B. K. Bose, F. Blaabjerg**, “A Simple Direct-Torque Neuro-Fuzzy Control of PWM Inverter Fed Induction Motor Drive”, *IEEE transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, pp. 863-870, August 2000.
- [33] **J. Soltani, G. R. A. Markadeh, and N. R. Abjadi**, “A new adaptive direct torque control (DTC)scheme based-on SVM for adjustable speed sensorless induction motor drive,” in *ICEMS*, Seoul, Korea, Oct. 8–11, pp. 497–502, 2007.
- [34] **A. Khedher, M. F. Mimouni**, “Sensorless Adaptive DTC of Double Star Induction Motor”,*Energy Conversion and Management, Elsevier*, vol. 51, no. 1, pp. 1-15, 2010.
- [35] **S. Kaboli, M. R. Zolghadri, S. Haghbin and A. Emadi**, “Torque Ripple Minimization in DTC of Induction Motor Based on Optimized Flux Value Determination”, the 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (*IECON 2003*), Virginia, USA, pp. 431-435, 2003.
- [36] **H. Li, Q. Mo, Z. Zhao**, “ Research on Direct Torque Control of Induction Motor Based on Genetic Algorithm and Fuzzy Adaptive PI Controller”, *International Journal on Measuring Technology and Mechatronics Automation*, vol. 3, pp. 46-49, 2010.

[37] **M. Bounadja, A.W. Belarbi, B. Belmadani**, “Stratégie Modifiée du Contrôle Direct de Couple d’une Machine à Induction avec Modulation Vectorielle pour l’Alternodémarrage Intégré”,

[38] **M. P. Kazmierkowski, A. B. Kasprowicz**, “Improved direct torque and flux vector control of PWM inverter-fed induction motor drives”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 42, no. 4, pp.344-350, Aug. 1995.

[39] **K. Ghedamsi** “ Contribution à la modélisation et la commande du convertisseur direct de fréquence application à la conduite de la machine asynchrone ”, Thèse de doctorat, Ecole National Polytechnique, Algerie, Décembre 2008

[40] **B. Francois** “ Formalisme de modélisation et de synthèse des commandes appliqué aux convertisseurs statiques à structures matricielles ”, Thèse de doctorat, université des sciences et technologies de Lille, France 1996.

[41] **J.W. Kolar, F. Schafmeister**, “Novel modulation schemes minimizing the switching losses of sparse matrix converters”, The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03, Vol. 3, pp. 2085 – 2090. Roanoke,VA, USA 2003.

[42] **G. Didier** “ Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances ”, Thèse de doctorat de l’université Henri Poincaré, Octobre, France 2004.

[43] **J. P. Caron, J. P. Hautier**“Modélisation et commande de la Machine Asynchrone”, Edition Technip1995 ISBN 2-7108-0683-5.

[44] **Abdelkoudouss FAQIR** ‘ ‘ Commande A Structure Variable D’un Entraînement A Machine Asynchrone Soumis A Un Environnement Mecanique Variable’ ’ Doctorat L’Université de Picardie Jules Verne France écembre 2003.

[45]**Miloudi Abdallah**“ Etude Et Conception De Régulateurs Robustes Dans Différentes Stratégies De Commandes D’un Moteur Asynchrone’ ’ thèse Doctorat Es-Science Université Oran JUIN 2006.

[46] **M.P. Kazmierkowski**, “Control Strategies for PWM Rectifier/Inverter-Fed Induction Motors”, Industrial Electronics. ISIE. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on. Issue , 2000 Page(s):TU15 - TU23 vol.1.

[47] : **Bacha, F ; Sbai. A ; Dhifau. R.**; " Tow Approaches For Direct Torque Control of an Induction Motor ", CESA Symposium on control Vol. 1, March 1998, pp.562-568.

[48]: **Bakhshai, A.R.; Saligheh Rad, H.R.**; “Space vector modulation based on classification method in three-phase multi-level voltage source inverter”, Annual meeting, 2001, IAS, IEEE, 30 Sept-4 Oct. 2001.

[49]: Beriber, D. ; “Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux à structure NPC”, Thèse de Magister, E.N.P. Alger, 2004.

[50]: Berkouk, E.M. ; “Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multi niveaux”, Thèse de Doctorat, CNAM, Paris, France 1995

[51] **C. Canudas** “ Commande des moteurs asynchrone : Modélisation, contrôle vectoriel et DTC ”, Hermès Sciences Europe Ltd, Vol.1, 2000.

[52] **M. Ouhrouche, R. Beguenane, A.M. Trzynadlowski, J.S. Thongam, and M. Dub'-Dallaire**, “ A Pc-Cluster-Based Fully Digital Real-Time Simulation of a Field-Oriented Speed Controller for an Induction Motor” 10.2316, / Journal.205.2006. 3.205-4346.

[53] **Jacobina. C.B; Bione Fo, J. Salvadori F.; Lima A.m.n; Ribeiro L.a.s**, “ A simple indirect field oriented control of induction machines without speed measurement” , Industry Applications Conference, IEEE., Issue , 2000 Page(s):1809 - 1813 vol.3;

[54] **Pedro Ponce Cruz. Jaime J. Rodriguez Rivas**, “ Induction Motor Space Vector Control Using Adaptive Reference Model Direct and Indirect Methods” , Industrial Electronics, Proceedings IEEE International Symposium, Issue , 2000 Page(s):300 - 305 vol.1

[55] **G. Buche**, “ Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/Simulink”, these de Doctorat, Université de Nantes, 2001.

[56] **Hong-Wen Wang; Wei-Ping Cui; Xin Zhang and ; Jin-Quan Ren** , “ An improved method of low speed torque ripple based on adaptive fuzzy torque tracking, controller” , Machine Learning and Cybernetics, 2004. Proceedings of 2004 International Conference on. Issue , 26-29 Aug. 2004 Page(s): 519 - 522 vol.1

[57] **Lin Chen, Kang-Ling Fang And Zi-Fan Hu** , “A Scheme of Fuzzy Direct Torque Control for Induction Machine” , Proceedings of the Fourth International Conference on

[58] **J. Holtz** « The representation of AC machine dynamics by complex signal flow graphs » IEEE trans .Ind. Electronics , Vol42,N°3,JUNE 1993,pp.263-271.

[59] **Nait-Said, M, S** « Contribution à la commande vectorielle d'une machine asynchrone a cage d'écureuil : robustesse contre les dérives paramétriques, amélioration des performances énergétiques », thèse de doctorat d'état, université de Batna 1999.

[60] **J.Holtz** « Sensorless speed and position control of induction motors » IEEE Trans .in.Electronics .2001, pp.1547-1562.

[61] **K. K.Shyu and J.Shieh**” new switching surface sliding mode control for induction motor drive Systems », IEEE Tran .power Electr, Vol.11, pp, 660-666, July 1996.

[62] **J. Camille Barros** « Applications de la logique floue à la commande optimale du moteur

Asynchrone », thèse de doctorat, université d'aix marseille, 2003.

[63] **C. C. Dewit** « Optimisation discrétisation et observateur » Vol.2.Edition Hermes sciences Europe, Ltd.2000 Paris.

[64] **L. Baghli**, "Contribution a la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Reseaux de Neurones et des Algorithmes Genetiques", These de Doctorat, Universite Henri Poincare, France, 1999.

[65] **M.Chebre & al.**, “ Speed control of induction motor using genetic algorithm based PI controller”, Acta polytechnica hungarica, Vol.8, No.6, 2011.

[66] **G. Renner**, “ Genetic algorithms in computer aided design”, computer aided design, Vol.35, No.8, pp.709-726, 2003.

[67] **H. M. Emara, W. Elshamy and A. Bahgat**, “Parameter Identification of Induction Motor Using Modified Particle Swarm Optimization Algorithm”, ISIE2008, Cairo University, 2008.

[68] **Lotfi Baghli** “Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques”, Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.

[69] **Y. MILOUD, A. DRAOU** “Performance Analysis of a Fuzzy Logic Based Rotor Resistance Estimator of an Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive’ ’ Turk J Elec Engin, VOL.13, NO.2 2005, TUBITAK.

[70] **Brian Heber, Longya Xu, and Yifan Tang**, “Fuzzy Logic Enhanced Speed Control of an *Indirect Field-Oriented Induction Machine Drive*” , IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 12, No. 5, September 1997

[71] **A. H. H. Amin, H. W. Ping, H. Arol, H. A. F. Mohamed**, "Fuzzy logic control of a three phase induction motor using field oriented control method", University of Malaya, Malaysia, 2002.

[72] **W. Pedrycz**, "**Fuzzy control and fuzzy system**", Departement of electrical engineering University of Manitoba Winmipeg, Cannada, R.S.P, Taunton, sonerset, England, 1998.

[73] **C. H Chen**, "**Fuzzy logic and neural network handbook**", IEEE Press, 1996. D. Hissel, P.Maussion, G. Gateau, J. Faucher, "Fuzzy logic control optimiza of electrica systemssystems using experimental designs," In proc. EPE'97, Trondheim, Norway, 8-10 september1997, vol. 1, pp. 1.090-1.095.

[74] **Y. Benbouazza, Y. Ait Gougam, R. Ibtouen**, "Regulation par logique floue d'une PMSM alimentee par onduleur de tension controle en courant ", COMAEI'98, Bejaia, decembre 1998.

[75] **A. M. Alimi**, "**The beta fuzzy system** :” Approximation of standard membership functions",17eme journees tunisiennes d'electrotechnique et d'automatique,1997

[76] **Domenico Casadei, Giovanni Serra and Angelo Tani**, “Implementation of a Direct Torque Control Algorithm for Induction Motors Based on Discrete Space Vector Modulation”, IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 15, No.4 pp. 769–777, July 2000.

[77] **T. Brahmananda Reddy, B. Kalyan Reddy, J. Amarnath, D. Subba Rayudu, and Md. Haseeb Khan**, “Sensorless Direct Torque Control of Induction Motor based on Hybrid Space Vector Pulsewidth Modulation to Reduce Ripples and Switching Losses – A Variable Structure Controller Approach”, IEEE Power India Conference, 10-12 April 2006.

[78] **Hui-Hui Xia, Shan Li, Pei-Lin Wan, Ming-Fu Zhao**, “Study on Fuzzy Direct Torque Control System”, Proceedings of the Fourth International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Beijing, 4-5 August 2002.

[79] **Dan Sun Yikang He Zhu, J.G.**, “ Sensorless Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Fuzzy Logic” , Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC 2004. The 4th International.14-16Aug.2004. pp: 1286- 1291 Vol.3

[80] **J.-S. R. Jang, C.-T. Sun**, “ Neuro-Fuzzy Modelling and Control” , Proceeding IEEE, vol. 83, pp. 378 406, Mar. 1995.

[81] **Grabowski, P.Z, Kazmierkowski, M.P.; Bose, B.K.; Blaabjerg, F**, “ A Simple Direct-Torque Neuro-Fuzzy Control of PWM-Inverter-Fed Induction Motor Drive” , Industrial Electronics, IEEE Transactions on Vol.47, Issue 4, Aug 2000 pp:863 - 870.

[82] **Gama Valdez, M.A. Romero Romero, D.**, “Improvement of an Induction Motor Drive-Based Direct Torque Control Strategy Using a Neuro-Fuzzy Controller”, Electrical and Electronics Engineering, 1st International Conference ; 24-27 June 2004 on page(s): 439- and 444

[83] **Nik Rumzi Nik Idris, and Abdul Halim Mohamed Yatim**, “Direct Torque Control of Induction Machines with Constant Switching Frequency and Reduced Torque Ripple” , IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 4, August 2004

[84] **Kaboli, S.; Zolghadri, M.R.; Emadi**, “A Hysteresis band determination of direct torque controlled induction motor drives with torque ripple and motor-inverter loss considerations’ Power Electronics Specialist Conference, PESC '03. 2003 IEEE Volume 3, 15-19 June'2003 Page(s):1107 - 1111 vol.3

[85] **Isao. Takahashi, Toshihiko. Noguchi**, “ Take a Look Back Upon the Past Decade of Direct Torque Control” , IECON. 23rd International Conference on Vol 2, Issue, 9-14 Nov 1997 Page(s): 546 – 551

[86] **C. Attaianesi - G. Tomasso A. Damiano - I. Marongiu A. Perfetto** “Direct Torque and Flux Control of Induction Motor Drives” , Power Electronics and Drive Systems, Proceedings, Issue, 26-29 May 1997 Page(s):642 - 648 vol.2.

[87] **N.R.N. Idris and A.H.M. Yatim**, “ Reduced Torque Ripple and Constant Torque Switching Frequency Strategy for Direct Torque Control of Induction Machine” , Applied Power Electronics Conference and Exposition, IEEE 2000.

- [88] **B. Metidji, N. Taib, L. Baghli, T. Rekioua, S. Bacha** “ Low-cost direct torque control algorithm for induction motor without AC phase current sensors ”, *IEEE Transactions on Power Electronics*; 27(9):4133-4135, 2012.
- [89] **F. Tazerart, N. Taïb, T. Rekioua, D. Rekioua, A. Tounzi** “ Direct Torque Control Optimization with Loss Minimization of Induction Motor ”, *Conférence Internationale en Sciences Technologies Electriques au Maghreb-CISTEM* , 3-6 novembre, Tunis. Publisher: IEEE, 2014.
- [90] **R. Toufouti** “ Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone ”, Thèse de doctorat, université de Constantine, Algérie 2008.
- [91] **Lotfi Baghli** “Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques”, Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.
- [92] **Domenico Casadei, Giovanni Serra and Angelo Tani**, “Implementation of a Direct Torque Control Algorithm for Induction Motors Based on Discrete Space Vector Modulation”, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 15, No.4 pp. 769–777, July 2000.
- [93] **T. Brahmananda Reddy, B. Kalyan Reddy, J. Amarnath, D. Subba Rayudu, and Md. Haseeb Khan**, “Sensorless Direct Torque Control of Induction Motor based on Hybrid Space Vector Pulsewidth Modulation to Reduce Ripples and Switching Losses – A Variable Structure Controller Approach”, *IEEE Power India Conference*, 10-12 April 2006.
- [94] **Abdel-kader F M, EI-Saadawi A, Kalas A E, EI- baksawi O M**, "Study in direct torque control of induction motor by using space vector modulation", *12th International Middle-East on Power System, MEPCON*, 2008, pp. 224-229.
- [95] **Zhang, J.; Rahman, M.F.; Tang, L**, “Modified Direct Torque Controlled Induction Generator with Space Vector Modulation for Integrated Starter Alternator”, *Power Electronics and Motion Control Conference, The 4th International*, Issue , 14-16 Aug. 2004 Page(s): 405 408 Vol.1.
- [96] **Keyhani, H.R. Zolghadri, M.R. Homaifar, A**, “ An extended and improved discrete space vector modulation direct torque control for induction motors” , *Power Electronics Specialists Conference, IEEE 35th Annual* 20-25 June 2004, on page(s): 3414- 3420 Vol. 5.
- [97] **Tang, L.; Zhong, L.; Rahman, A.F.; Hu, Y.** “ An investigation of a modified direct torque control strategy for flux and torque ripple reduction for induction machine drive system with fixed switching frequency ”, *Industry Applications Conference, 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the.* Issue, 2002 Page(s): 837 - 844 vol.2
- [98] **Zool Hilmi Bin Ismail** “Direct Torque Control of induction motor drives using Space Vector Modulation (DTC-SVM)”, Master thesis of Engineering Faculty of Electrical Engineering University Technology Malaysia 2005.

[99] **Marcin Żelechowski** “Space Vector Modulated-Direct Torque Controlled (DTC-SVM) inverter- Fed Induction Motor Drive”, These de Doctorat, Faculty of Electrical Engineering Warsaw Pologne, 2005.

[100] **Yi Wang, Heming Li, Xinchun Shi** “Direct Torque Control with Space Vector Modulation for Induction Motors Fed by Cascade Multilevel Inverters”, IEEE Industrial Electronics, 32nd Ann. Conf. pp. 1575 – 1579, Nov. 2006.

[101] **L. Tang and M.F. Rahman**, «A New Direct Torque Control Strategy for Flux andTorque Ripple Reduction for Induction Motors Drive-A Matlab/Simulink Model»,School of Electrical Engineering and Telecommunications The University of NewSouth Wales Sydney, Australia, pp. 1-7, 2002.

[102] **J. Zhijun, H. Shimiao, C. Wenhui**, “A New Fuzzy Logic Torque Control Scheme Based on Vector Control and Direct Torque Control for Induction Machine”, (ICICIC'08), 2008

[103] **Abdel-kader F M, EI-Saadawi A, Kalas A E, EI- baksawi O M**, "Study in direct torque control of induction motor by using space vector modulation", 12th International Middle-East on Power System, MEPCON, 2008, pp. 224-229.

[104]**S. Belkacem**, « Etude Comparative des Performances Statiques et Dynamiques d'un Contrôle deCouplage et d'un DTC d'un Moteur à Induction Alimenté par unConvertisseur Statique ». Thèse de Magister, Université de Batna, 2005

Annexe [A]

Les paramètres de la machine utilisée :

A.1.caractéristiques

Fréquence du réseau industriel	$f_s = 50 \text{ HZ}$
Tension du réseau	$V_N = 220 \text{ v}$
Puissance nominal	$P_n = 0.75 \text{ W}$

A.2.Paramètres

Résistance statorique	$R_s = 10 \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 6.3 \Omega$
Inductance cyclique du stator	$L_s = 0.6560 \text{ H}$
Inductance cyclique du rotor	$L_r = 0.6530 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$M = 0.613 \text{ H}$
Nombre de paire de pôles	$P = 2$
Moment d'inertie du rotor	$J = 0.02 \text{ Kg.m}^2$
La vitesse de rotation nominal	$N = 1420 \text{ (tr / min)}$
Coefficient de frottement visqueux	0.0001 SI