



وزارة البحث العلمي والتعليم العالي
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
جامعة عبد الحميد بن باديس مستغانم
Université Abdelhamid Ibn Badis Mostaganem
كلية العلوم و التكنولوجيا
Faculté des Sciences et de la Technologie
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



N° d'ordre : M...../GE/2021

MEMOIRE

Présenté pour obtenir le diplôme de

MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Electrotechnique Industrielle

par

Nom et Prénom :

BERRAHIL RIM

Modélisation et Commande de la machine Asynchrone par DTC et

Soutenu le 11 / 07 / 2021 devant le jury composé de :

Président :	Bendani Djazia	MAA	Université de Mostaganem
Examineur :	Bechiri Fatiha	MCB	Université de Mostaganem
Rapporteur :	Fatima Bekkouche	MCB	Université de Mostaganem

Année Universitaire 2020/2021

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

- ❖ *A mes très chers parents pour leur compréhension, leur gentillesse, et leur encouragement,*
- ❖ *A mes frères Fodil et Izzedine*
- ❖ *A mes soeurs Fatima et Chahineze*
- ❖ *A toutes mes amies*
- ❖ *A toute ma famille*
- ❖ *A tous mes collègues.*
- ❖ *A tous mes collègues de la promotion Electrotechnique Industrielle*
- ❖ *A vous.*

Rémerciment

Avant tout on remercie Dieu le tout puissant qui nous a donné le courage la patience, l'aide et la volonté de réaliser ce modeste travail.

Nous tenons à remercier vivement notre encadreur Mme : BEKKOUCHE.F qui à ménagé un grand effort afin de nous permettre de mener à bien le présent travail et à qui nous exprimons notre gratitude et notre respect.

Nous remercions aux enseignants du département d'électrotechnique.

ملخص:

إن التقدم الذي تم إحرازه في مجال الحوسبة الدقيقة وفي إلكترونيات الطاقة يسمح بولادة عدة استراتيجيات للتحكم في ناقل الحركة للمحرك غير المتزامن ثلاثي الأطوار ، من بين تلك الاستراتيجيات التي حققت نجاحًا كبيرًا في القطاع الصناعي ، التحكم المباشر في الثلاثة - . التحكم المباشر في عزم الدوران. تقدم هذه الذاكرة أولاً نمذجة الآلة غير المتزامنة مع المحاكاة. تطبيق التحكم المباشر في عزم الدوران (DTC) استنادًا إلى منظم PI الكلاسيكي ، يتمتع DTC بالعديد من المزايا المهمة: البساطة وسهولة التركيب ، المتانة ، الديناميكيات العالية ، الدقة. أخيرًا ، طلبنا منظمات أخرى تسمى المنظم الضبابي (PIflou) والمنظم العصبي (PIrna) ، ثم نجري المقارنة بينهم في منظم السرعة القوي.

كلمات مفتاحية: آلة غير متزامنة، تحكم مباشر في عزم الدوران ، منطق ضبابي ، شبكات عصبية اصطناعية.

Résumé :

Le progrès qui était dans le domaine de micro-informatique et dans l'électronique de puissance permet la naissance de plusieurs stratégies de la commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé, parmi ces stratégies qui ont un succès considérable dans le secteur industriel, la commande directe du couple. Cette mémoire, présente en premier lieu la modélisation de la machine asynchrone (MAS) avec la simulation. Application de la commande directe du couple (DTC) a base d'un régulateur classique PI, la DTC présente plusieurs avantages significatifs: simplicité et facilité d'implantation, robustesse, dynamique élevée, précision. En fin, nous avons fait appel à des autres régulateurs dit le régulateur flou (PIflou) et le régulateur neuronale (PIrna), puis on fait la comparaison quel est la régulateur de vitesse robuste.

Mots clés: Machine asynchrone (MAS), commande direct de couple (DTC), logique floue, réseaux de neurone artificielle (RNA).

Abstract :

The progress which was in the field of microcomputing and in power electronics allows the birth of several strategies of the vector control of the three-phase asynchronous motor, among those strategies which have a considerable success in the industrial sector, the direct control of the three-phase asynchronous motor. This memory first presents the modeling of the asynchronous machine (MAS) with the simulation. Application of the direct torque control (DTC) based on a classic PI regulator, the DTC has several significant advantages: simplicity and ease of installation, robustness, high dynamics, precision. Finally, we called on other regulators called the fuzzy regulator (PIflou) and the neural regulator (PIrna), then we make the comparison which is the robust speed regulator.

Keywords: Asynchronous machine (MAS), direct torque control (DTC), fuzzy logic, artificial neural networks (RNA).

sommaire

Sommaire

Liste des symboles

Liste des figures et des tableaux

Introduction générale1

Chapitre I

Modélisation du moteur asynchrone triphasé

I.1. Introduction3

I.2. Description générale3

I.2.1. Le stator3

I.2.2. Le rotor.....3

I.2.2.1. Le rotor à cage d'écureuil (rotor en court-circuit).....3

I.2.2.2. Le rotor bobiné (rotor à bagues).....5

I.3. Principe de fonctionnement.....5

I.3.1 Définitions de quelques paramètres de la machine asynchrone6

I.3.1.1. La vitesse de synchronisme6

I.3.1.2. Le glissement7

I.3.1.3. Force électromagnétique (F.E.M)7

I.4. Schéma équivalent7

I.4.1. Schéma équivalent selon l'analogie avec le transformateur7

I.4.1.1. Moteur à rotor ouvert8

I.4.1.2. Cas du moteur à rotor fermé9

I.5. Avantages du moteur asynchrone.....10

I.6. Problèmes posés par le moteur asynchrone	10
I.7. Mode de fonctionnement du système à contrôler.....	10
I.8. Alimentation de la machine asynchrone.....	11
1.8.1.Principe de la commande à MLI	13
I.9. Modèle de la machine asynchrone	16
I.9.1. Hypothèses simplificatrices.....	16
I.9.2. Notion de vecteur tournant.....	16
I.9.3.Transformation de Clarke	17
I.9.4. Transformation de Park.....	18
I.9.5. Equation de base	19
I.9.5.1. Modèle exprimé dans le repère (d,q) lié au stator.....	19
I.9.5.2. Modèle exprimé dans le repère (d, q) lié au champ tournant	22
I.9.5.3. Equations mécaniques générales.....	24
I.10. Comportement dynamique de la MAS en boucle ouverte.....	24
1.10.1. Résultat de simulation	24
I.11. Modelisation de l'alimentation de la MAS.....	25
1.12. Comportement dynamique du système MAS – Onduleur.....	31
1.12.1 Résultat de simulation.....	31
1.13. Conclusion	34

Chapitre II

Orientation du flux et généralité sur l'intelligence artificielle

II.1. Introduction	36
--------------------------	----

II.1.2. Commande scalaire	36
II.1.2.1. Contrôle en V/f	37
II.1.3. la commande vectorielle	38
II.1.4. Etude comparative entre la commande scalaire et la commande vectorielle.....	39
II.1.5. Principe de la commande vectorielle	39
II.1.5.1. Choix d'orientation de flux	40
II.1.5.2. Types de la commande vectorielle	41
II.1.5.2.1. Commande vectorielle directe de la machine asynchrone.....	41
II.1.5.2.2. Commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone.....	41
II.1.5.3. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle	42
II.1.6. Découplage entrée-sortie.....	43
II.1.7. Classification des techniques de défluxage.....	44
II.2. La logique floue	44
II.2.1. Introduction	44
II.2.2. Principe de la logique floue.....	45
II.2.3. Domaines d'application	45
II.2.4. Bases générales	46
II.2.4.1. Variables linguistiques.....	46
II.2.4.2. Fonctions d'appartenance	46
II.2.4.3. Dédutions aux inférences	47
II.2.5. Opérateurs et normes de la logique flou	48
II.2.5.1. Opérateur OU (l'union)	48

II.2.5.2.Opérateur ET (l'intersection).....	49
II.2.5.3.Opérateurs NON (complément)	49
II.2.5.4.Produit cartésien	50
II.2.5.5.Relation floue	50
II.2.5.6.La composition sup-star	50
II.2.6.Les méthodes d'inférence	51
II.2.6.1. Méthode d'inférence Max-Min	51
II.2.6.2.Méthode d'inférence Max-Produit	51
II.2.6.3. Méthode d'inférence Somme-Produit.....	52
II.2.7..Structure de base d'un contrôleur flou.....	52
II.2.7.1.Bases de connaissances	52
II.2.7.2.Fuzzification	53
II.2.7.3.Moteur d'inférence.....	53
II.2.7.4.La Défuzzification	54
II.2.7.4.1.Méthode du centre de gravité	54
II.2.7.4.2.la méthode des hauteurs pondérées.....	55
II.2.7.4.3.La méthode de la moyenne des maximums.....	55
II.2.7.4.4.Méthode du maximum	55
II.2.8.Développement du contrôleur flou	55
II.3.1.Généralité sur les réseaux de neurones	56
II.3.2. Neurone biologique et neurone artificiel	57
II.3.2.1. Neurone biologique	57

II.3.2.2. Neurone formel (artificiel)	57
II.3.3. Architecture des réseaux de neurones	58
II.3.3.1.couche cachée	59
II.3.3.2. Les réseaux de neurones non bouclés	59
II.3.3.3. Les réseaux de neurones bouclés	60
II.3.4. L'apprentissage d'un réseau de neurones	61
II.3.4.1. Apprentissage supervisé	61
II.3.4.2. Apprentissage non supervisé	62
II.3.4.3. Apprentissage auto-supervisé	63
II.3.5. Règles d'apprentissage des réseaux de neurones.....	63
II.3.6. Différents modèles des réseaux de neurones.....	64
II.3.6. 1.Modèle ADALINE (Windrow –Hoff,1958).....	64
II.3.6. 2 .Modèle de Hopfield.....	64
II.3.6. 3. Le perceptron multicouches.....	65
II.3.6.4. Modèle de Kohonen.....	65
II.4. conclusion	66

Chapitre III

Application de la logique floue et réseau de neurone a la DTC

III.1.Introduction	68
III.2.Modèle vectorielle de la MAS	68
III.3.Structure de la CV-OFR de la MAS alimentée en tension	70

III.4.Commande direct du couple d'une MAS	71
III.4.1.Principes généraux de la commande DTC	71
III.4.2.les avantages et les inconvonéents de la commande directe de couple	72
III.4.2.1.Avantages de la commande directe de couple	72
III.4.2.2.Inconvénients de la commande directe de couple	72
III.4.3.Stratégie de la commande DTC.....	73
III.5.Modélisation de l'onduleur de tension	73
III.5.1.Contrôle de l'onduleur par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI)....	75
III.5.2.Schéma bloc de simulation de la machine asynchrone alimente par onduleur MLI	76
III.5.3.Alimentation de l'onduleur	76
III.6.Résultats d'une DTC à trois secteurs	77
III.7.La Régulation	78
III.7.1.Régulation PI	78
III.7.1.1.La composante proportionnelle	79
III.7.1.2.La composante intégrale	79
III.7.2.Conception des régulateurs PI	79
III.8.La DTC avec des Régulateurs Flous	80
III.8.1.Régulateur de type MAMDANI	80
III.8.2.Réglage et commande par logique floue.....	81
III.8.3.Conception d'un régulateur par logique flou (RLF).....	82
III.8.4.Schéma global du système avec régulateurs flous	83
III.9.Application des RNA pour la commande DTC d'une MAS	83

III.10.Schéma bloc Simulink de la commande DTC d'une MAS.....	85
III.11.Schéma bloc Simulink de la DTC commandé par la logique flou.....	86
III.11.1.Schéma bloc d'un contrôleur flou.....	86
III.12.Schéma bloc Simulink de la DTC commandé par réseau de neurone.....	88
III.13. Resultat de simulation et interprétation.....	89
III.14.Conclusion	97
Conclusion générale.....	99
Bibliographie.....	101

LISTE DES SYMBOLES

Paramètres du Modèle

R_s	Résistance statorique.
R_r	Résistance rotorique.
L_s	L'inductance propre d'une phase statorique.
L_r	L'inductance propre d'une phase rotorique.
J	Moment d'inertie du rotor
p	Nombre de paires de pôles
C_e	le couple électromagnétique
$V_{sd}-V_{sq}$	deux composantes de tension dans le repère dq
$\Phi_{rd}-\Phi_{rq}$	deux composantes de flux du rotor dans le repère dq
$\Phi_{sd}-\Phi_{sq}$	deux composantes de flux du stator dans le repère dq
$.I_{rd} - I_{rq}$	deux composantes du courant du rotor dans le repère dq
$.I_{sd} - I_{sq}$	deux composantes du courant du stator dans le repère dq

Variables électriques et mécaniques de la machine

V_s	La tension statorique
I_s	Le courant statorique
I_r	Le courant rotorique
Φ_s	Le flux du stator
Φ_r	Le flux du rotor
Φ_p	Flux sous un pôle du champ glissant
N_s	La vitesse de synchronisme [tr/mn] ;

p	Nombre de paire de pôles.
F	La fréquence en Hertz.
g	Le glissement
Ω_S	La vitesse de synchronisme [rad/s] ;
Ω	La vitesse rotorique [rad/s] ;
	L'amplitude de la porteuse .
θ	La position du rotor
$p\theta$	Le'angle électrique du rotor (R) par rapport au stator (S).
KP, KI	Le gain proportionnel et intégral de l'estimateur PI

Indices

Variables de commande et de régulation

a, b, c	Variables exprimées dans le repère fixe triphasé
d, q	Variables exprimées dans le repère (d,q) tournant à la vitesse synchrone
α, β	Variables exprimées dans le repère fixe biphasé (α, β)

ABRÉVIATIONS

MAS	Machine asynchrone
DTC	Acronyme de Direct torque control
MLI	Modulation par largeur d'impulsion
F.E.M	Force électromagnétique
IGBT	Acronyme insulated gate bipolar transistor
GTO	Acronyme Gate Turn Off
TFC	Torque and Flux Control
QSP	Densité spectrale de puissance
PMC	Le perceptron multicouche
ANN	Acronyme artificial neural networks
MCC	Machine a courant continu
FOC	Field Oriented Control
VC	Vector Control
RLF	Régulateur par logique floue
DTNC	Commande neuronale directe du couple
DTFC	Commande floue directe du couple

Listes des figures et tableaux :

Figure I-1 : La constitution générale d'un moteur asynchrone à cage	4
Figure I-2 : principe simplifié du champ tournant	5
Figure I-3 : La répartition triphasé des axes (stator- rotor).....	6
Figure I-4 : Schéma équivalent à une phase du moteur dont le rotor est ouvert.....	8
Figure I-5 : Schéma équivalent du moteur à rotor ouvert avec R_f et L_f	8
Figure I.6 : Schéma équivalent du moteur asynchrone avec rotor fermé.....	9
Figure I.7 : Schéma électrique simplifié du moteur asynchrone.....	10
Figure I.8. Schéma général du système à contrôler.....	11
Figure I.9 : Onduleur de tension.....	12
Figure I.10 : Réglage de tension V_s -a- : structure “ hacheur – onduleur ”.....	12
-b - : structure“ onduleur à MLI ”.....	12
Figure I.11 : La stratégie MLI pour un bras de l'onduleur.....	14
Figure I.12 : Principe de création d'un vecteur champ tournant.....	16
Figure I.13. Représentation du vecteur champ tournant.....	17
Figure I.14 Position du système d'axes (d, q).....	18
Figure I.15.a : Comportement dynamique de la MAS en boucle ouverte vitesse mécanique.....	25
Figure I.15.b : Comportement dynamique de la MAS en boucle ouverte couple électromécanique ...	25
Figure I.15.c : Comportement dynamique de la MAS en boucle ouverte courant statorique.....	26
Figure I.15.d : Comportement dynamique de la MAS en boucle ouverte flux rotorique	26
Figure I.15.e : Comportement dynamique de la MAS en boucle ouverte	27
Figure I.16 : Schéma de principe d'un onduleur à MLI.....	28

Figure I.17. Les formes des tensions à l'entrée de l'onduleur et à sa sortie.....	30
Figure I.18.a- Comportement dynamique du système MAS - Onduleur en boucle ouverte vitesse mécanique.....	31
Figure I.18.b- Comportement dynamique du système MAS - Onduleur en boucle ouverte courant statorique.....	32
Figure I.18.c- Comportement dynamique du système MAS - Onduleur en boucle ouverte couple électromécanique.....	32
Figure I.18.d- Comportement dynamique du système MAS - Onduleur en boucle ouverte courants	33
Figure I.18.e- Comportement dynamique du système MAS - Onduleur en boucle ouverte flux rotorique Φ_{rd} , Φ_{rq}	33
Figure II -1-a : Commande scalaire V/F.....	37
Figure II -1-b :Déplacement de la caractéristique Couple-glissement en fonction de la fréquence d'alimentation.....	38
Figure II -2 : Principe de la commande vectorielle.....	39
Figure II -3 : Schéma de principe d'une commande vectorielle.....	40
Figure II -4 : Orientation du flux (rotorique, statorique et d'entrefer).....	40
Figure II -5: Schéma de la commande directe du couple de la MAS.....	41
Figure II -6 : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte de la MAS.....	42
Figure II -7:Description des couplages internes dans le modèle MAS tension après orientation...43	
Figure II -8: Classification des personnes selon la taille.....	45
Figure II -9 : Union des sous-ensembles flous «petite » et « moyenne » pour la variable linguistique.....	49
Figure II -10 : Intersection des sous-ensembles flous «petite » et « moyenne » pour la variable Linguistique.....	49

Figure II -11 : Complémentation du sous-ensemble flou «petite».....	50
Figure II -12 : Activation de la règle n°1 de notre système d'inférence floue.....	54
Figure II -13: Le contrôleur du logique floue dans Simulink.....	56
Figure II -14 :Schéma d'un neurone biologique.....	57
Figure II -15: Neurone artificiel	58
Figure II -16:Un réseau de neurones avec deux couches cachées.....	59
Figure II -17: Réseau non bouclé.....	60
Figure II -18: Réseau bouclé.....	61
Figure II -19: Principe de l'apprentissage supervisé.....	62
Figure II -20: Apprentissage non supervisé.....	63
Figure II -21:Schéma de modèle de Hopfield	64
Figure II -22: Schéma du perceptron multi-couche	65
Figure II -23:Schéma de carte de Kohonen	66
Figure III- 2:Schéma structurel de la commande DTC a base d'un observateur de flux statorique.....	72
Figure III -3 :Schéma d'un onduleur triphasé.....	74
Figure III -4 :Schéma synoptique de la MLI.....	75
Figure III -5:Forme d'onde à la sortie de l'onduleur.....	76
Figure III -6 :Schéma de simulation d'une MAS alimentée par un onduleur.....	76
Figure III -7:Schema global de la chaine de commande du MAS.....	77
Figure III -8: Division de l'espace en trois secteurs.....	77
Figure III -9 :Schéma de principe du régulateur PI.....	78
Figure III -10 :Représentation de la commande par PI.....	79

Figure III -11 :Synoptique d'un régulateur flou selon MAMDANI.....	80
Figure III -12 :Etapes principales pou la conception d'un RLF.....	83
Figure III -13 :Structure de la DTC avec régulateurs flous.....	83
Figure III -14 :Schéma de principe de la commande DTNC de la MAS.....	84
Figure III -15 :Structure du réseau neuronal utilisé pour la commande.....	84
Figure III.16:Schéma bloc de simulation d'une machine asynchrone commandé par DTC.....	85
Figure III.17 :Schéma bloc de commande par logique floue de la DTC.....	86
Figure III.18 :Schéma bloc d'un contrôleur flou.....	86
Figure III.19 :Méthode d'inférence de type Mamdani.....	87
Figure III.20 :Fonctions d'appartenance utilisées par le contrôleur	87
Figure III.21 :Etape de défuzzification du contrôleur flou.....	88
Figure III.22 :Schéma bloc de commande par réseau de neurone de la DTC.....	88
Figure III.23 :Commande de vitesse par réseau de neurone.....	89
Figure III.24 :Simulation de la MAS par régulateur PI.....	91
Figure III.25 : Simulation de la MAS par régulateur DTFC.....	93
Figure III.26 : Simulation de la MAS par régulateur DTNC.....	95
Figure III.27.a:Simulation du vitesse par PI,DTFC et DTNC.....	96
Figure III.27.b:Effet loupe simulation du vitesse par PI,DTFC et DTNC.....	96
<i>Listes des tableaux :</i>	
Tableau III -1: Table primaire de localisation des états de l'onduleur.....	78
Tableau III -2: Matrice d'inférences complètes.....	82

INTRODUCTION GENERALE

Depuis le début des années 1960, la machine à courant continu occupe une place prépondérante dans le domaine des asservissements de position de précision [1]. Néanmoins, ce type d'actionneur présente des inconvénients majeurs de par son coût élevé, ses limitations en puissance et en vitesse de rotation...etc.

Par la suite, la machine asynchrone bénéficia d'une attention particulière dans les installations industrielles modernes, pour plusieurs raisons, notamment : son faible coût, sa masse réduite, sa robustesse et sa simplicité de fabrication et d'entretien.

L'utilisation des machines à courant alternatif et plus particulièrement des machines asynchrones est de plus en plus répandue dans les milieux industriels, en effet, ces machines robustes et très économiques, associées à une commande adéquate permettent de réaliser un réglage comparable à celui des machines à courant continu, cette association assure la séparation du réglage du flux et de la vitesse.

Toutefois, la commande de la machine asynchrone reste complexe par les développements théoriques mis en œuvre et la difficulté à identifier certains paramètres en temps réel (observateurs en boucle fermée).

La commande des systèmes automatisés de production à base de techniques intelligentes, tels que la logique floue, les réseaux de neurones artificiels ou les algorithmes génétiques, est de plus en plus utilisée dans plusieurs domaines d'application (Reconnaissance de la parole ou d'images, la robotique, l'automatisme etc). D'une façon générale, les algorithmes basés sur l'intelligence artificielle sont considérés comme une solution très intéressante pour la commande et le réglage de systèmes non linéaires ou les systèmes décrits par des modèles complexes incertains.

De jour en jour la machine asynchrone continue de substituer la machine à courant continu dans divers applications industrielles, et ce grâce au développement de la commande des MAS. Ce projet de fin d'études concerne l'élaboration d'une commande performante de la machine asynchrone en utilisant l'intelligence artificielle et la commande DTC.

Après la modélisation de la machine asynchrone dans le repère (d,q) qu'on verra dans le premier chapitre, on va voir les commandes et leurs types de la MAS détaillant beaucoup plus sur la commande vectorielle qu'on va utiliser dans notre travail et une généralité sur l'intelligence artificielle (la logique floue et les réseaux de neurones) dans le deuxième chapitre, dans le dernier chapitre on va exécuter avec le logiciel de simulation Matlab-Simulink et comparer notre simulation de la MAS commandé par DTC avec les trois contrôleurs PI,DTFC et DTNC.

Chapitre I

Modélisation du moteur asynchrone triphasé

I.1. Introduction

Les moteurs asynchrones trouvent actuellement une très forte utilisation dans le domaine industriel, ainsi que domestique, ils sont construits avec des puissances comprises entre une fraction de watt et plusieurs mégawatts.

Le but des constructeurs est la production d'une machine robuste, légère et moins cher, entraînant de plus en plus l'augmentation de la puissance unitaire. Ce type de machine a fait l'objet de différentes études concernant leur conception et leur commande, particulièrement à vitesse variable.

Nous essayons dans ce présent chapitre de situer la machine asynchrone à rotor à cage dans le monde des actionneurs en décrivant sa technologie et ces principales paramètres utilisés ainsi le mode d'alimentation. Pour simplifier la modélisation de la MAS, les équations électriques sont exprimées dans le repère de Clark puis dans le repère de Park. Cependant, pour valider le modèle mathématique obtenu, des simulations numériques de la MAS alimentée par une tension biphasée, puis par un onduleur de tension commandé à MLI, ont été effectuées.

I.2. Description générale

Le moteur asynchrone comprend deux parties distinctes :

I.2.1. Le stator

C'est la partie fixe du moteur. Il est constitué d'une carcasse, sur laquelle est fixée une couronne de tôles d'acier de qualité spéciale munies d'encoches. Des bobinages de section appropriée sont répartis dans ces dernières et forment un ensemble d'enroulements qui comportent autant de circuits qu'il y a de phases sur le réseau d'alimentation [2].

I.2.2. Le rotor

C'est la partie mobile du moteur. Il est placé à l'intérieur du stator et est constitué d'un empilage de tôles d'acier formant un cylindre claveté sur l'arbre du moteur. Parmi les types les plus utilisés on distingue [2] :

I.2.2.1. Le rotor à cage d'écureuil (rotor en court-circuit)

a- Rotor à simple cage (figure I-1)

Dans des encoches disposées vers l'extérieur du cylindre et parallèlement à son axe sans placer des conducteurs. A chaque extrémité, ceux-ci sont raccordés sur une couronne métallique. L'ensemble a l'aspect d'une cage d'écureuil, d'où le nom de ce type de rotor. Sur certains moteurs, la cage d'écureuil est entièrement moulée. L'aluminium injecté sous pression est fréquemment utilisé ; les ailettes de refroidissement, coulées ces moteurs ont un couple de démarrage relativement faible et l'intensité absorbée lors de la mise sous tension est très supérieure à l'intensité nominale [2].

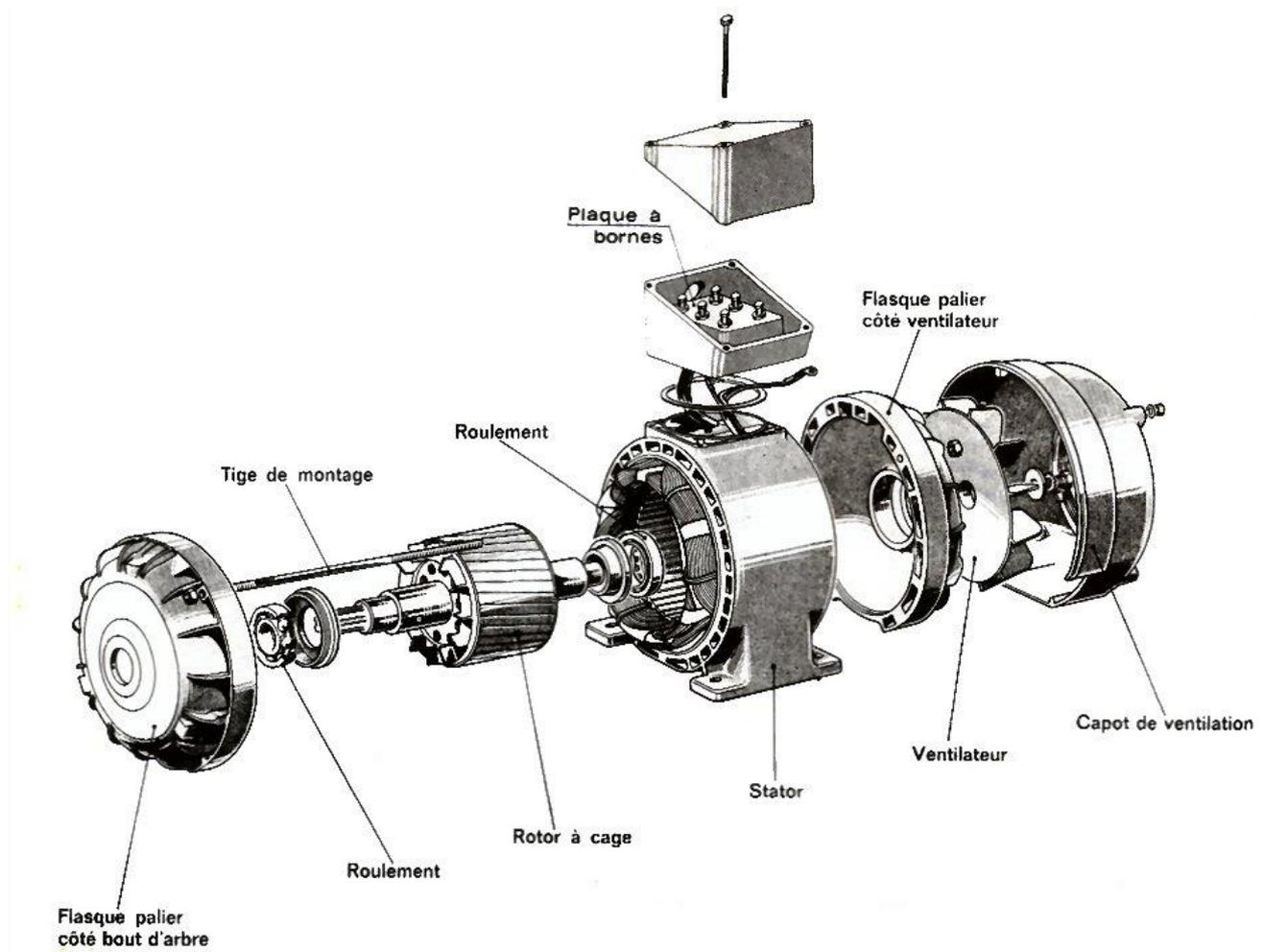


Figure I-1 : La constitution générale d'un moteur asynchrone à cage

B - Rotor à double cage

Ce rotor comporte deux cages concentriques, l'une extérieure assez résistante, l'autre intérieure de résistance plus faible. Au début de démarrage, le flux étant à fréquence élevée, les courants induits s'opposent à sa pénétration dans la cage intérieure, le couple produit par la cage extérieure résistante et importante et l'appel de courant est réduit.

En fin de démarrage, la fréquence diminue dans le rotor, le passage du flux à travers la cage intérieure est plus facile, le moteur se comporte alors sensiblement comme s'il était construit avec une seule cage peu résistante.

En régime établi, la vitesse correspondante au couple nominal n'est que très légèrement inférieure à celle du moteur à simple cage. Le moteur tri cage est également utilisé ; le couple du démarrage est encore plus grande et l'intensité plus faible [2].

I.2.2.2. Le rotor bobiné (rotor à bagues)

Dans des encoches pratiquées sur les tôles constituant le rotor sont logés des enroulements, identiques à ceux du stator. Généralement le rotor est triphasé.

Une extrémité de chacun des enroulements est reliée à un point commun (couplage étoile). Les extrémités libres peuvent être raccordées sur un coupleur centrifuge ou sur trois bagues en cuivre isolé et solidaires du rotor.

Sur la bague viennent frotter des balais en graphite raccordés au dispositif de démarrage. En fonction de la valeur des résistances insérées dans le circuit rotorique, ce type de moteur peut développer un couple de démarrage s'élevant jusqu'à 2,5 fois le couple nominal ; la pointe d'intensité au démarrage est sensiblement égale à celle du couple [2].

I.3. Principe de fonctionnement

Le principe du fonctionnement du moteur asynchrone (MAS) est basé sur la production d'un champ tournant. Considérant un aimant permanent NS (figure I-2) et un disque de cuivre monté sur un axe XY et susceptible de tourner autour.

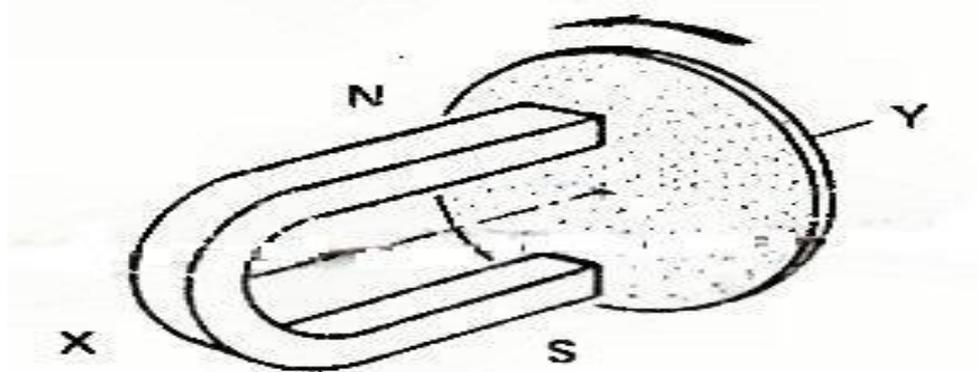


Figure I-2 : principe simplifié du champ tournant

Lorsque l'aimant, entraîné par un artifice quelconque, tourne, le champ magnétique qui est produit tourne également et balaye le disque. Celui-ci est alors parcouru par des courants induits dû à la rotation du champ magnétique fourni par l'aimant.

Ces courants réagissent sur le champ en donnant un couple moteur suffisant pour vaincre le couple résistant dû aux frottements et provoquer la rotation du disque.

Le sens de la rotation indiqué par la loi de Lenz, tend à s'opposer à la variation du champ magnétique qui a donné naissance aux courants. Le disque est donc entraîné dans le sens du champ tournant à une vitesse légèrement inférieure à celui-ci (glissement). Si le disque tournait à la même vitesse que le champ (vitesse de synchronisme), il n'y aurait plus de courants induits et le couple exercé serait

nul, C'est parce que la vitesse du disque (au rotor) est inférieure à celle du champ tournant que ce type de moteur est dit « asynchrone » [2].

Sur les moteurs asynchrones triphasés, le champ tournant est produit par trois bobinages fixes, géométriquement décalés de 120° (figure I-3) et parcourus par des courants alternatifs présentant le même décalage électrique. Les trois champs alternatifs qu'ils produisent se composent pour former un champ tournant d'amplitude constante.

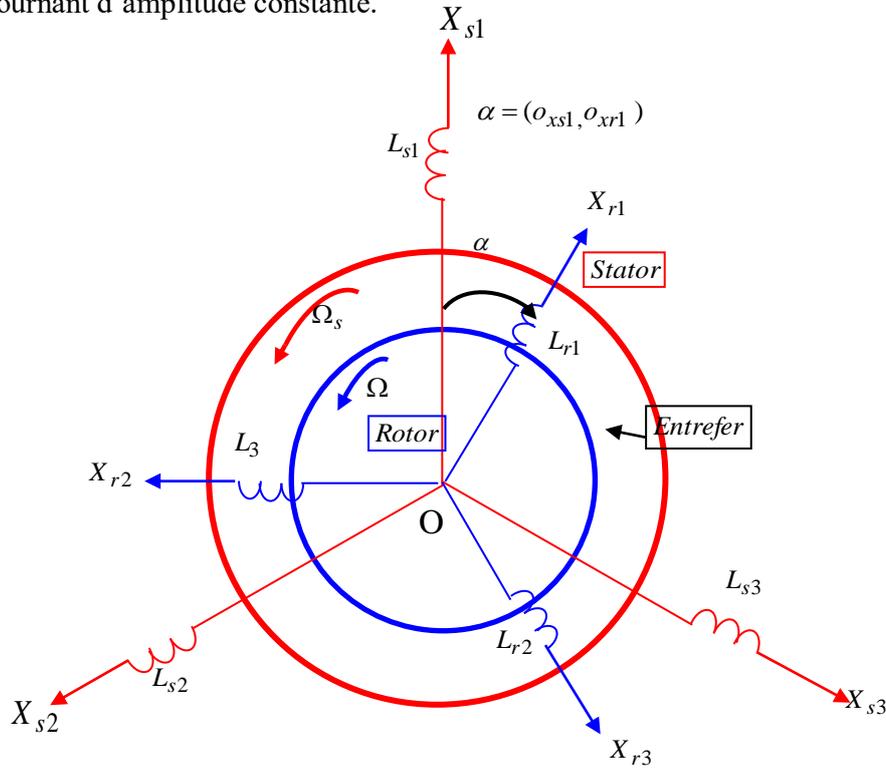


Figure I-3 : La répartition triphasé des axes (stator- rotor)

Cas du moteur à cage :

Les barres métalliques constituant la cage d'écurueil sont coupées par le champ tournant produit par le stator, ce qui donne les sens à des courants induits intenses. Ceux-ci réagissent sur le champ tournant en donnant un couple moteur qui provoque la rotation de la cage.

I.3.1 Définitions de quelques paramètres de la machine asynchrone :

I.3.1.1. La vitesse de synchronisme :

Le moteur est alimenté par le réseau à la fréquence : $f=50Hz$, la vitesse du synchronisme s'écrit sous forme suivante :

$$n_s = \frac{f}{p} 60 \quad (\text{I-1})$$

n_s : La vitesse de synchronisme [tr/mn] ;

p : Nombre de paire de pôles.

f : La fréquence en Hertz.

I.3.1.2. Le glissement :

On appelle glissement la grandeur :

$$g = (n_s - n)/n_s = (\Omega_s - \Omega)/\Omega_s \quad (\text{I-2})$$

Avec :

Ω_s : la vitesse de synchronisme [rad/s] ;

Ω : la vitesse rotorique [rad/s] ;

I.3.1.3. Force électromagnétique (F.E.M)

La force électromagnétique (F.E.M) court-circuitée sur l'enroulement va donner naissance à un courant. L'interaction entre ce courant et le champ glissant va donner naissance à des forces s'exerçant sur les brins du rotor dont le moment par rapport à l'axe de rotation constituera le couple de la machine. On notera que ce couple n'existe que si la F.E.M est non nulle c'est-à-dire si f_r est non nulle : le rotor ne doit pas tourner au synchronisme pour qu'il y ait couple d'où le nom de machine asynchrone [3].

La valeur efficace de la fem est :

$$E_r = (\pi / 2) K_{Br} N_r f_r \Phi_p \quad (\text{I-3})$$

Avec :

K_{Br} : facteur de bobinage d'un enroulement rotorique.

N_r : nombre de brins de chaque enroulement rotorique.

Φ_p : le flux sous un pôle du champ glissant.

$$f_r = g f_s$$

Donc

$$E_r = (\pi / 2) K_{Br} N_r g f_s \Phi_p \quad (\text{I-4})$$

I.4. Schéma équivalent

I.4.1. Schéma équivalent selon l'analogie avec le transformateur

On suppose les enroulements statoriques primaires couplés en étoile [3]. La machine est alimentée par un système triphasé de tensions équilibrées.

- Le stator représente le primaire du transformateur :

Où

V_s : valeur efficace de la tension appliquée sur un enroulement de phase

f_s : fréquence de cette tension

R_s : résistance d'un enroulement

l_s : inductance de fuite d'un enroulement

E_s : fem développée aux bornes du bobinage statorique

$$E_s = (\pi / 2) K_{Bs} N_s f_s \Phi_p \quad (\text{I-5})$$

Le rotor représente le secondaire du transformateur :

- Où f_r : fréquence rotorique
- R_r : résistance d'un enroulement
- L_r : inductance de fuite d'un enroulement
- E_r : fem développée aux bornes du bobinage rotorique

$$E_r = (\pi / 2) K_{Br} N_r f_r \Phi_p \quad (1-6)$$

I.4.1. 1. Moteur à rotor ouvert

Dans ce cas, le rotor n'est pas entraîné : $\Omega = 0$ ou $g = 1$. On peut donc dessiner un schéma équivalent de type transformateur comme suit:

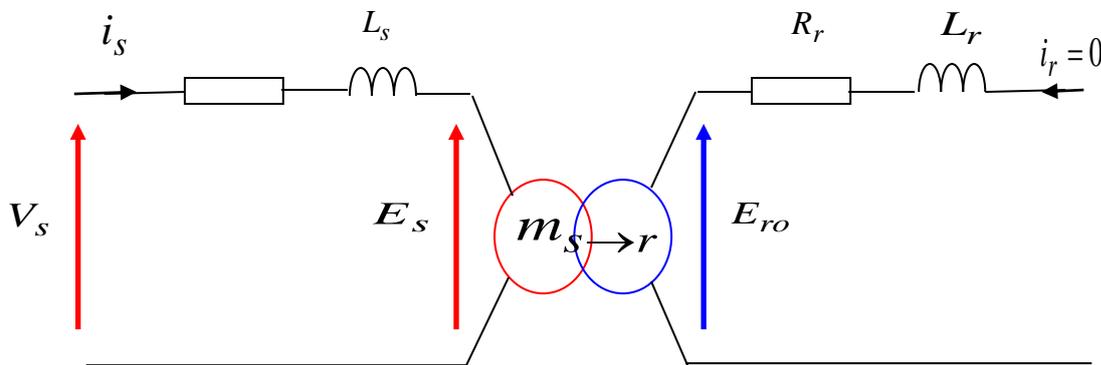


Figure I-4 : Schéma équivalent à une phase du moteur dont le rotor est ouvert

Le rapport de transformation m « mutuelle » (nombre sans dimension) est défini par

$$m_{s \rightarrow r} = \frac{K_{Br} N_{Rr}}{K_{Bs} N_{S}} \quad (I-7)$$

Pour prendre en compte l'existence de l'entrefer et des pertes fer du moteur [3], le modèle peut être affiné en rajoutant l'ensemble $R_f // L_f$ comme indiqué sur la figure suivante.

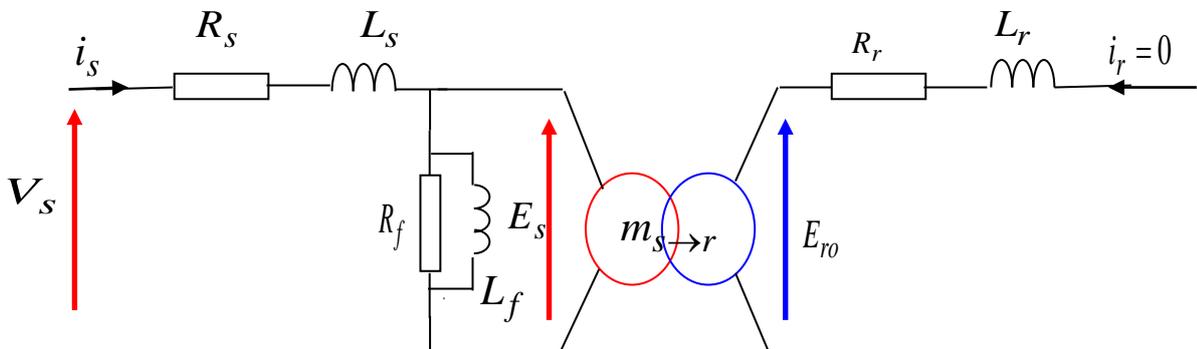


Figure I-5 : Schéma équivalent du moteur à rotor ouvert avec R_f et L_f

I.4.1. 2. Cas du moteur à rotor fermé

Dans ce cas : $\Omega \neq 0$ et $g \neq 1$. Si le secondaire est court-circuité, on peut écrire :

$$E_r = (R_r + jg \omega_s L_r) i_r \quad (I-8)$$

En divisant par g , on obtient :

$$E_r / g = (R_r / g + j \omega_s L_r) i_r = E_{ro} \quad (I-9)$$

On constate alors que le rapport E_r/g ne dépend plus de g et a la même valeur que dans un fonctionnement à rotor ouvert : E_{ro} . Par ailleurs, la pulsation apparaît comme étant la même que celle du primaire [4]. On peut donc adopter le schéma du transformateur modifié comme suit :

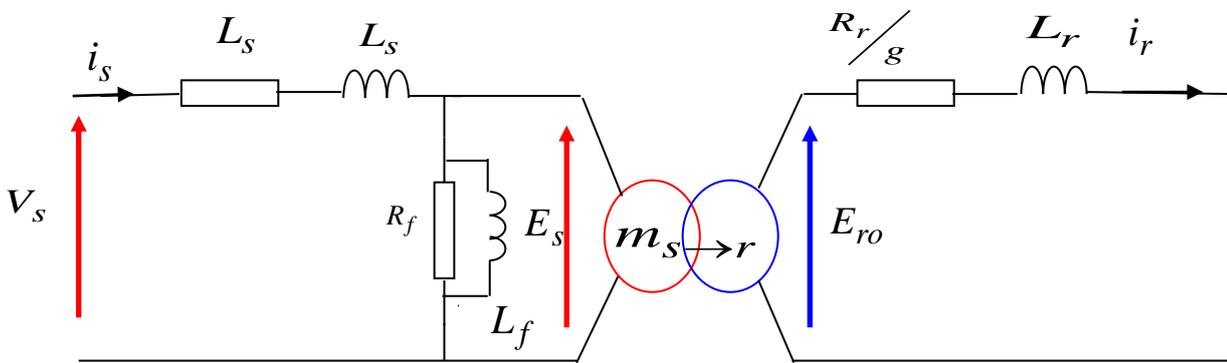


Figure I.6 : Schéma équivalent du moteur asynchrone avec rotor fermé

En réalité, ce schéma n'est justifié que pour les tensions. Or, les 2 ronds imbriqués représentent un transformateur parfait pour les tensions et les courants.

Pour justifier ce schéma pour les courants, on peut remarquer que si la chute de tension dans l'impédance $R_s + j\omega_s L_s$ au primaire est faible, on a pratiquement

$$v_s \approx E_s = (\pi / 2) K_{Bs} N_s f_s \Phi_p \quad (I-10)$$

Cette expression montre que Φ_p est imposé par la tension d'alimentation V_s .

La machine asynchrone : fonctionne à flux forcé sous réserve que l'approximation énoncée plus haut soit correcte. Ceci complète l'analogie avec le transformateur. On en déduit un schéma simplifié par cette approximation .D'après le schéma on pose la question suivante: que signifie le terme R_r/g ?

Signification physique de la résistance R_r / g :

On constate que le schéma est purement électrique et qu'il ne comporte pas la traduction de la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique. On peut toutefois écrire :

$$\frac{R_r}{g} = R_r + \frac{R_r}{g} - R_r \left(\frac{1-g}{g} \right) \quad (I-11)$$

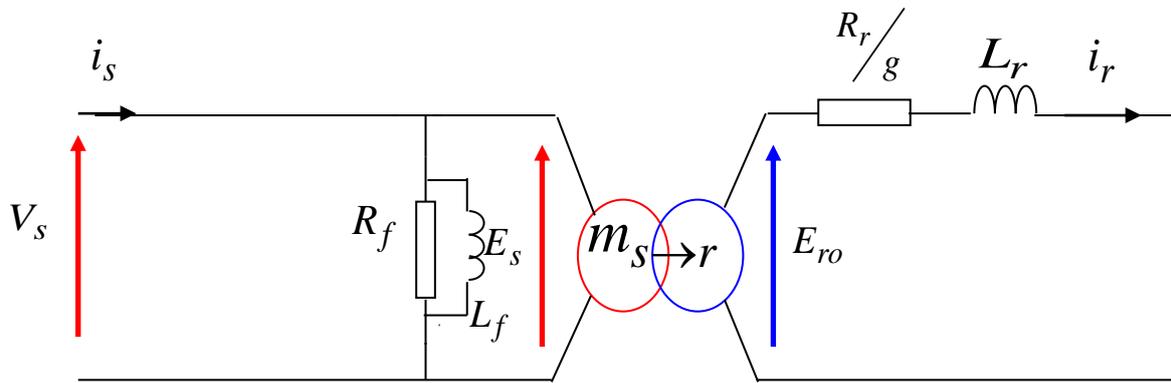


Figure I.7 : Schéma électrique simplifié du moteur asynchrone

Le 1er terme R_r de la dernière égalité représente la résistance réelle de l'enroulement alors que le

2ème $R_r \left(\frac{1-g}{g} \right)$ est une résistance fictive qui traduit la transformation de l'énergie.

1.5. Avantages du moteur asynchrone

- Robuste
- Fiable
- Economique
- Standard
- Très utilisé en industrie

1.6. Problèmes posés par le moteur asynchrone

Dans le moteur asynchrone, le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus.

D'autre part, on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage (I_r par exemple) qu'à travers le stator. L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique à travers leur action sur le stator.

La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non linéarités due essentiellement à la saturation du circuit magnétique, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres (R_r en particulier, jusqu'à 50 %).

1.7. Mode de fonctionnement du système à contrôler

Le processus à contrôler est un moteur asynchrone Alimenté par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion, et munie d'un capteur de vitesse permettant d'accéder à la grandeur Ω . Un calculateur permet d'élaborer la Consigne de pulsation de l'onduleur :

$$\omega_s = \omega_r \pm p\Omega \quad (1-12)$$

La pulsation ω_s sera choisie en fonction du niveau de couple souhaité et l'on prendra un signe (+) dans le cas d'un fonctionnement moteur et le signe (-) pour un fonctionnement La pulsation ω_s en freinage. permet de fournir une consigne de tension V_s pour l'onduleur :

$$v_s = K\omega_s \quad (1-13)$$

Ce type de commande correspond à un fonctionnement autopiloté au sens où la fréquence est générée par l'onduleur,et est fonction de la vitesse réelle de la machine. Il existe bien sûr des commandes plus simples qui ne nécessitent pas de capteur de vitesse. Le schéma général d'un tel système est donné par la figure (1.8).

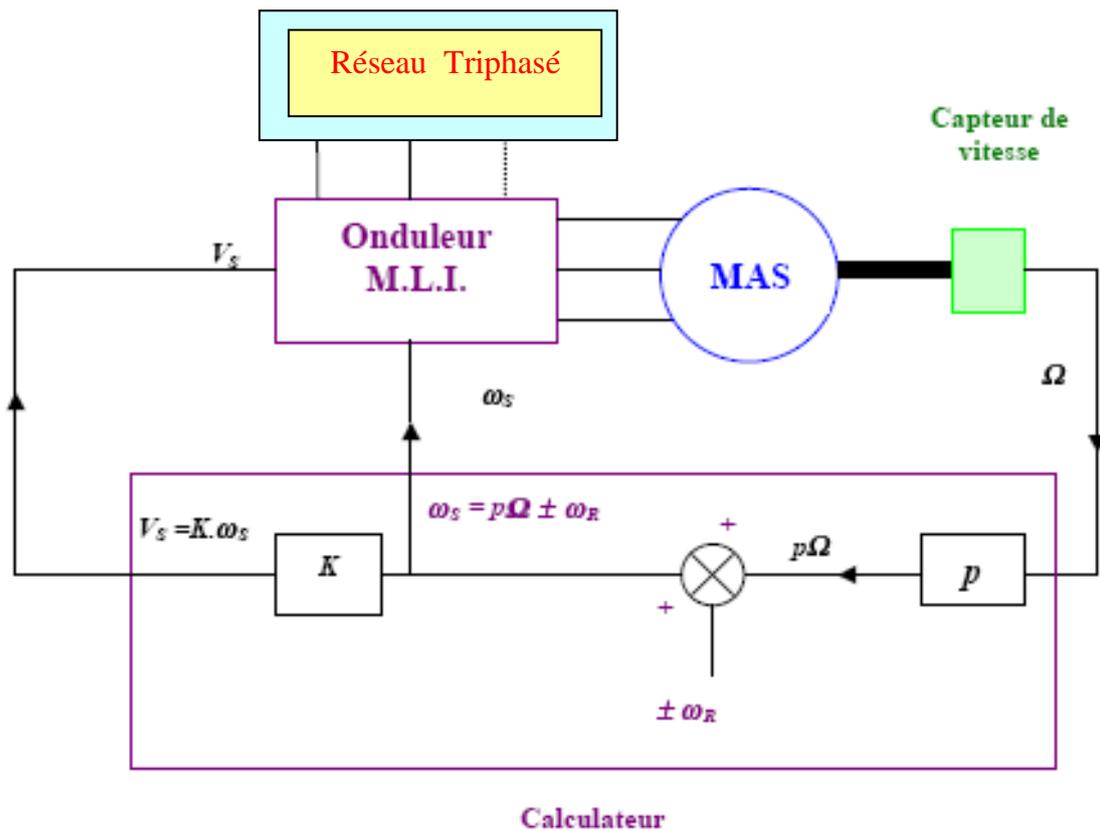


Figure 1.8. Schéma général du système à contrôler

1.8. Alimentation de la machine asynchrone

Le convertisseur statique réalisant cette alimentation est un onduleur en tension (fig. 1.9). Dans la mesure où le variateur à courant alternatif doit fonctionner à fréquence variable, il est indispensable de faire varier l'amplitude de la tension ($V_s/f_s = \text{constante}$ si f_s varie, V_s doit varier). Cela veut dire que le convertisseur statique alimentant la machine doit être capable, de par sa structure et sa commande, d'imposer aux bornes de la machine une tension alternative dont l'amplitude du fondamentale soit variable

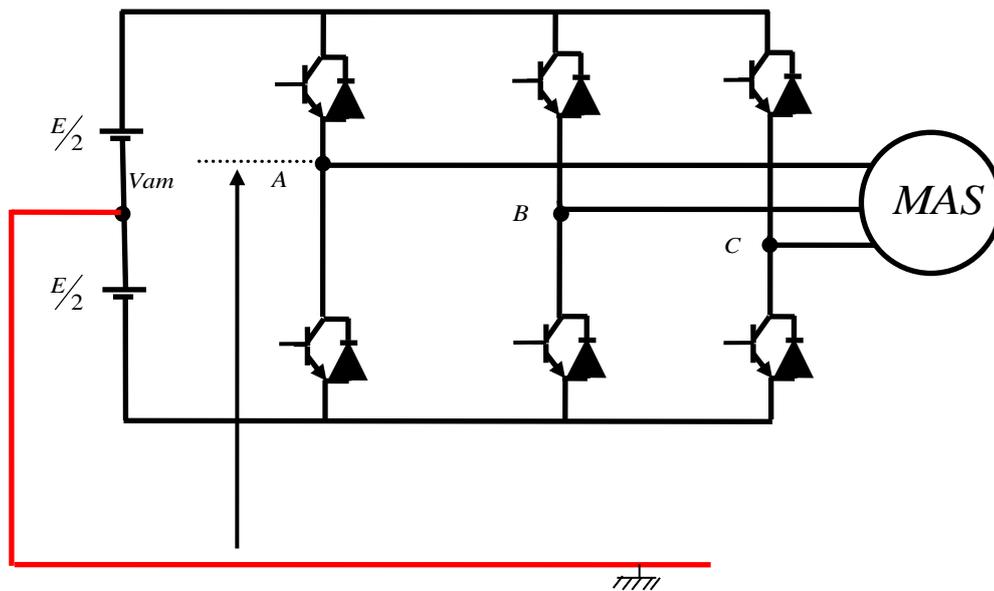


Fig1.9 : Onduleur de tension

Parmi les structures envisageables, il ne reste que deux, nous les présentons sur les figures (1.10.a) et (1.10.b). Dans le cas (a), le réglage de la tension de l'onduleur se fait d'une façon externe. Cette structure est constituée de deux convertisseurs, comprenant un hacheur à courant continu réglant la tension U_c de l'onduleur.

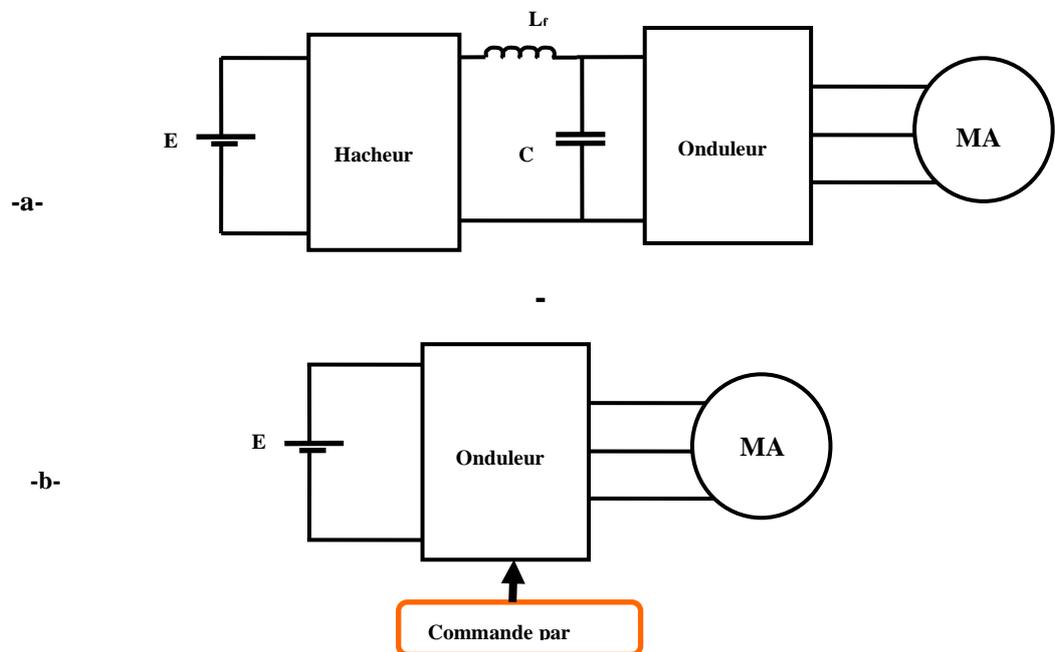


Fig1.10 : Réglage de tension V_s

-a- : structure " hacheur – onduleur "

-b- : structure " onduleur à MLI "

Cette solution est intéressante au niveau de l'onduleur dont la commande se réduit à la génération de signaux 180° . Par contre, la structure du hacheur s'avère assez complexe à cause du filtre de sortie soumis à des fréquences variables du côté de la machine. De plus, il faudra prévoir une structure réversible du hacheur si une récupération de l'énergie est possible (cas du fonctionnement dans les quatre quadrants du plan couple- vitesse).

Il est possible de réaliser un réglage interne de la tension, la fonction hacheur est intégrée et remplacée par le procédé de la modulation de largeur d'impulsion qu'on applique à l'onduleur. En effet, on obtient dans ce cas une structure de l'onduleur MLI (fig.1.10.b) Pour notre application, nous choisissons la deuxième solution où l'amplitude du fondamentale sera réglée selon un procédé de modulation adéquat. En principe, dans un onduleur, on peut distinguer les stratégies de la modulation de largeur d'impulsion suivantes :

a- Procédé de la modulation à rapport cyclique constant

Les instants de commutation sont définis pour l'intersection d'un signal triangulaire avec les trois signaux rectangulaires (120° et 180°) déphasés de $2\pi/3$ [5].

b- procédé de la modulation à rapport cyclique variable

On recherche le point d'intersection "onde triangulaire – sinusoïdale".Deux cas sont possibles dans cette méthode, la fréquence de la porteuse (signal triangulaire) peut être fixe, elle se situe aux alentours de 1kHz, ou elle peut varier en fonction de la fréquence du fondamentale (modulation synchrone).

c- procédé utilisant l'élimination des harmoniques

Cette méthode " modulation par élimination des harmoniques", permet d'éliminer les harmoniques non désirées (du rang bas) et de contrôler l'amplitude du fondamentale [6].Elle a été choisie pour la réalisation expérimentale, car elle garantit la suppression des ondulations du couple électromagnétique.

d- procédé de la modulation optimale

Cette méthode a été étudiée au LEEI et dans le monde [7][8] et prend en considération un ensemble d'harmoniques par rapport au fondamentale. Il s'agit d'une commande garantissant un taux d'harmonique le plus faible possible par rapport au signal souhaité. Pour l'instant une phase de cette commande concernant l'analyse spectrale de la tension à la sortie de l'ondeur est réalisée en temps différé, par contre, la commande elle- même est réalisée en temps réel. Les travaux de recherche à ce sujet sont poursuivis afin de rendre ce procédé de modulation globalement réalisable en temps réel.

1.8.1.Principe de la commande à MLI

L'onduleur de tension à MLI triphasé (fig.1.10)permet l'échange d'énergie entre une source de tension continu et une charge inductive triphasée. Il est constitué de trois bras utilisant des interrupteurs à deux ou trois segments, bidirectionnels en courant et commandés à l'amorçage et au

blocage. Les interrupteurs peuvent être réalisés, suivant la puissance à contrôler, avec des transistors MOS ou bipolaire, des IGBT ou des GTO associés à une diode en anti- parallèle pour obtenir la réversibilité en courant [9].

Un signal $w(L)$, en dents de scie à fréquence élevée de période T , que nous appellerons signal d'allumage (ou modulatrice ou porteuse) est comparé à chaque instant à trois signaux de commande $V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3}$, ces signaux sont les images des tension que l'on souhaite appliquer sur chaque phase. Les commutations des interrupteurs ont lieu quand on a une égalité entre la porteuse et un signal de commande [10] ; par exemple :

$$V_{ref1}(t) = w(t)$$

La figure (1.11) illustre le principe de la stratégie MLI pour un bras de l'onduleur. Sur chaque bras, le rapport cyclique de la commande des interrupteurs est modulé sinusoïdalement à une fréquence f qui est très inférieure à la fréquence de commutation de l'interrupteurs f_c ($f_c > 10$ à $100 f$).

On peut montrer que le rapport cyclique concernant l'interrupteur "a" est donné par la relation suivante :

$$\alpha_a = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{V_{ref1}(t)}{w_m} \right) \quad (I-14)$$

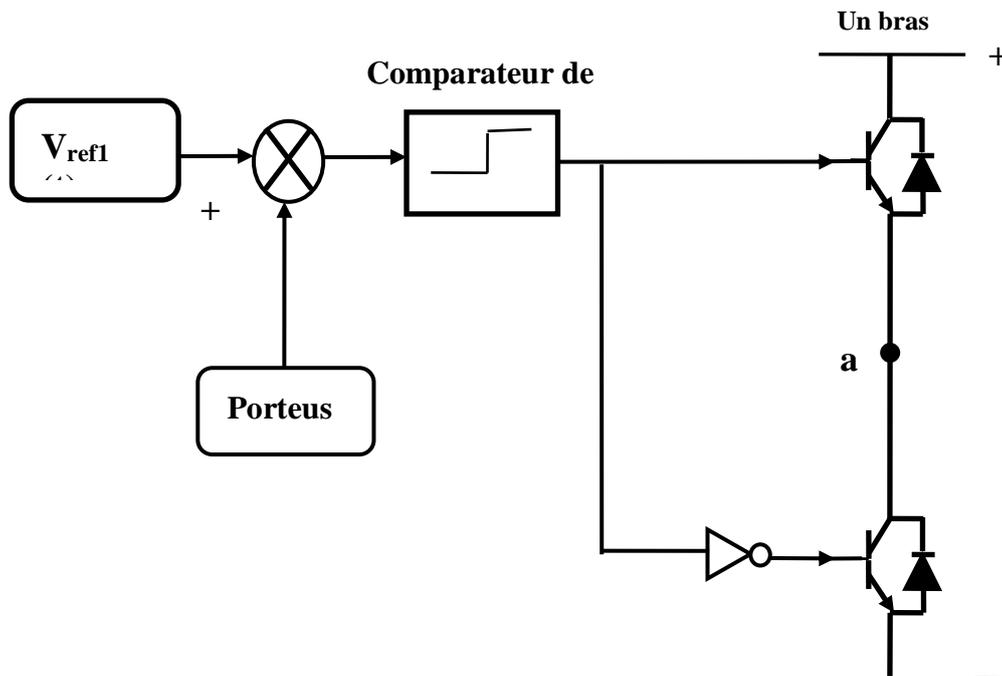


Fig.1.11 : La stratégie MLI pour un bras de l'onduleur

Où w_m : est L'amplitude de la porteuse $w(t)$.

Soit en triphasé :

$$\begin{bmatrix} \alpha_a \\ \alpha_b \\ \alpha_c \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 + \frac{V_{ref1}}{w_m} \\ 1 + \frac{V_{ref2}}{w_m} \\ 1 + \frac{V_{ref3}}{w_m} \end{bmatrix} \quad (\text{I-15})$$

En pratique, les commandes des onduleurs sont déterminées en fonction des tension moyennes que l'on veut obtenir, alors la valeur moyenne de $V_{aM}(t)$ varie sinusoidalement et s'exprime par :

$$V_{aMo}(t) = \frac{E}{2w_m} V_{ref1}(t) \quad (\text{I-16})$$

$V_{aMo}(t)$ Correspond ici au fondamental de la tension $V_{aMo}(t)$ notée $V_{af}(t)$

En fonctionnement normal, les composantes fondamentales des tensions $V_{aM}(t), V_{bM}(t), V_{cM}(t)$

forment un système triphasé équilibré dont M est le point neutre [9].

Alors ;

$$\begin{aligned} V_{aMo}(t) &= \frac{E}{2w_m} V_m \cos wt \\ V_{aMo}(t) &= \frac{E}{2w_m} V_m \cos(wt - 2\pi / 3) \\ V_{aMo}(t) &= \frac{E}{2w_m} V_m \cos(wt + 2\pi / 3) \end{aligned} \quad (\text{I-17})$$

La relation (1.12) montre que l'onduleur de tension se comporte comme un amplificateur idéal caractérisé par un gain relatif aux valeurs moyennes, noté G_0 tel que :

$$G_0 = \frac{E}{2w_m} \quad (\text{I-18})$$

Pour éviter les passages en saturation, il faut que l'amplitude maximale de tension de référence V_m soit donnée par [10].

$$V_m = w_m$$

Et on a dans ce cas :

$$\begin{aligned}
 V_{aMo}(t) &= \frac{1}{2} \cos \omega t \\
 V_{aMo}(t) &= \frac{E}{2} \cos(\omega t - 2\pi / 3) \\
 V_{aMo}(t) &= \frac{E}{2} \cos(\omega t + 2\pi / 3)
 \end{aligned}
 \tag{I-19}$$

1.9. Modèle de la machine asynchrone

Le choix d'un modèle de représentation, qu'il soit formel ou issu d'une identification se fait toujours en fonction de type de commande à réaliser. Dans le cadre de ce travail, nous nous sommes intéressés aux modèles de la machine asynchrone qui permet de simuler son fonctionnement en régime transitoire ainsi à ceux qui débouche sur une commande suivant un schémas de contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique

1.9. 1. Hypothèses simplificatrices

Ce paragraphe est consacré aux hypothèses simplificatrices que nous retiendrons pour la MAS en les respectant tout au long de ce mémoire, car la modélisation des systèmes électromagnétique s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses .elles sont les suivantes :

- Parfaite symétrie ;
- Assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phases que bobinage statorique .
- Répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer, des champs magnétiques de chaque bobinage ;
- Nous négligeons les phénomènes d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau
- Absence de saturation dans le circuit magnétique.

1.9.2. Notion de vecteur tournant

Au stator comme au rotor, les courants triphasés parcourant des enroulements triphasés créent des champs magnétiques pulsateurs dont les superpositions génèrent des champs magnétiques tournants.

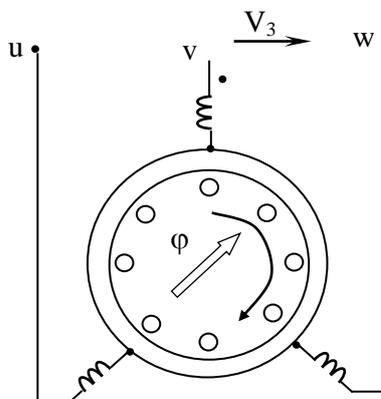


Fig.1.12 : Principe de création d'un vecteur champ tournant

Compte tenu des relations entre les différentes grandeurs, il est possible d'étendre la notion de vecteur tournant à tout ensemble de grandeurs triphasées : $[I_s]$, $[\Phi_s]$, $[V_s]$, $[\Phi_r]$,...

1.9.3. Transformation de Clarke

L'idée de Clarke repose sur le fait qu'un champ tournant créé par un système triphasé peut l'être aussi par un système biphasé de deux bobines à $\pi/2$ équivalent, à condition que le champ ou les forces magnétomotrices et la puissance instantanée soient conservés. Ainsi, aux trois grandeurs triphasées x_a, x_b, x_c , on associe le vecteur $[X_{(s)}]$ dans le référentiel (S) d'axes (α, β) fixe lié au stator (figure 1.13).

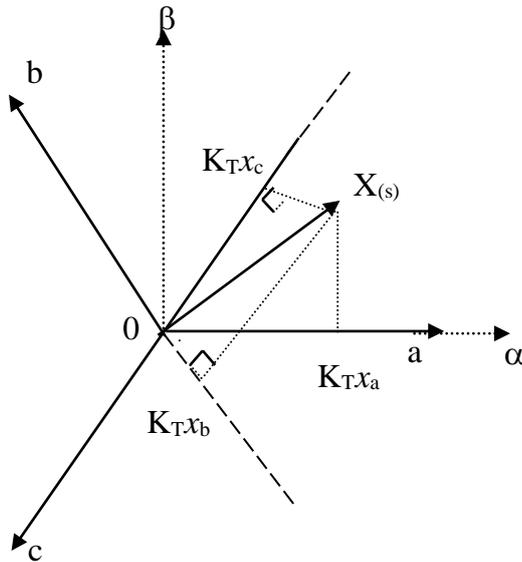


Fig.1.13. Représentation du vecteur champ tournant

Le vecteur $[X_{(s)}]$ a pour expression :

$$[X_{(s)}] = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = K_T \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

Où

$$K_T = \sqrt{\frac{2}{3}} \text{ Pour une représentation conservant la puissance.}$$

Le nombre complexe associé aux composantes de ce vecteur s'écrit :

$$\bar{X}_{(s)} = K_T \left(x_a + x_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + x_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (1.21)$$

Pour obtenir une matrice de passage carrée et donc inversible, on ajoute une composante x_0 fictive :

$$[X_{(s)}] = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

Dans beaucoup de cas, le système de grandeurs triphasées est tel que la somme instantanée des grandeurs est nulle, ce qui permet d'annuler la composante homopolaire d'indice 0.

Les relations inverses sont définies par :

$$\begin{cases} x_a = \frac{2}{3K_T} \text{Réal}[\overline{X}_{(s)}] \\ x_b = \frac{2}{3K_T} \text{Réal}\left[\overline{X}_{(s)} e^{-j\frac{2\pi}{3}}\right] \\ x_c = \frac{2}{3K_T} \text{Réal}\left[\overline{X}_{(s)} e^{-j\frac{4\pi}{3}}\right] \end{cases} \quad (1.23)$$

On utilise premièrement la transformation du Clarke pour passer à la transformation du Park.

1.9.4. Transformation de Park

La transformation de Park permet d'exprimer le vecteur $[X_{(s)}]$ dans un référentiel tournant (T) d'axes (d, q) lié aux champs tournant.

$$[X_{(s)}] = \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = P(-\theta_s) \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

Avec

$$P(-\theta_s) = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix}, \quad (1.25)$$

La matrice de rotation d'angle $-\theta_s$ (Figure 1.14).

Le nombre complexe associé au vecteur $[X_{(t)}]$ s'écrit :

$$\overline{X}_{(t)} = e^{-j\theta_s} \overline{X}_{(s)} \quad (1.26)$$

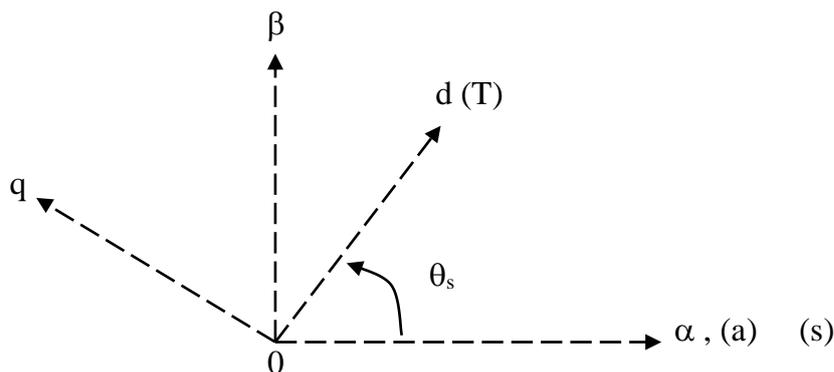


Fig.1.14 Position du système d'axes (d, q)

1.9.5. Equation de base

La machine est alimentée en tension: les composantes des vecteurs de commande de l'équation d'état seront donc des tensions. Les différentes grandeurs seront, dans un premier temps, exprimées dans leurs repères biphasés respectifs.

$$\begin{bmatrix} X_{(s)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

$$\begin{bmatrix} V_{r(r)} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} I_{r(r)} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r(r)} \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s(s)} \end{bmatrix} = L_s \begin{bmatrix} I_{s(s)} \end{bmatrix} + L_m P(p\theta) \begin{bmatrix} I_{r(r)} \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{r(r)} \end{bmatrix} = L_r \begin{bmatrix} I_{r(r)} \end{bmatrix} + L_m P(-p\theta) \begin{bmatrix} I_{s(s)} \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

Où $P(\pm p\theta)$: La matrice de rotation d'angle $\pm p\theta$ qui permet le passage de repère (R) au repère (S)

θ : la position du rotor,

p : le nombre de paires de pôles.

$p\theta$: est l'angle électrique du rotor (R) par rapport au stator (S).

L'utilisation de la présentation complexe permet de simplifier l'écriture :

$$\bar{V}_{s(s)} = R_s \bar{I}_{s(s)} + d \frac{\bar{\Phi}_{s(s)}}{dt} \quad (1.31)$$

$$\bar{V}_{r(r)} = R_r \bar{I}_{r(r)} + d \frac{\bar{\Phi}_{r(r)}}{dt} \quad (1.32)$$

$$\bar{\Phi}_{s(s)} = L_s \bar{I}_{s(s)} + L_m e^{jp\theta} \bar{I}_{r(r)} \quad (1.33)$$

$$\bar{\Phi}_{r(r)} = L_r \bar{I}_{r(r)} + L_m e^{-jp\theta} \bar{I}_{s(s)} \quad (1.34)$$

1.9.5.1. Modèle exprimé dans le repère (α, β) lié au stator.

Nous avons, d'après (1.34) :

$$\bar{I}_{r(r)} = \frac{1}{L_r} \left[\bar{\Phi}_{r(r)} - L_m e^{-jp\theta} \bar{I}_{s(s)} \right] \quad (1.35)$$

D'où, après dérivation

$$\dot{\bar{I}}_{r(r)} = \frac{1}{L_r} \left[\dot{\bar{\Phi}}_{r(r)} - L_m e^{-jp\theta} \dot{\bar{I}}_{s(s)} + L_m jp \dot{\theta} e^{-jp\theta} \bar{I}_{s(s)} \right] \quad (1.36)$$

Les équations (1.31) et (1.33) donnent :

$$L \dot{\bar{I}}_{s(s)} + jL_m p \dot{\theta} e^{jp\theta} \bar{I}_{r(r)} + L_m e^{jp\theta} \dot{\bar{I}}_{r(r)} = \bar{V}_{s(s)} - R_s \bar{I}_{s(s)} \quad (1.37)$$

Remplaçons $\dot{\bar{I}}_{r(r)}$ par l'expression (1.36) :

$$\begin{aligned} L_s \dot{\bar{I}}_{s(s)} + jL_m p \dot{\theta} e^{jp\theta} \bar{I}_{r(r)} + \frac{L_m}{L_r} e^{jp\theta} \left[\dot{\bar{\Phi}}_{r(r)} - L_m e^{-jp\theta} \dot{\bar{I}}_{s(s)} + jL_m p \dot{\theta} e^{-jp\theta} \bar{I}_{s(s)} \right] \\ = \bar{V}_{s(s)} - R_s \bar{I}_{s(s)} \end{aligned} \quad (1.38)$$

Nous avons $\bar{V}_{r(r)} = 0$ (rotor en court-circuit), soit d'après (1.32),

$$\bar{I}_{r(r)} = -\frac{\dot{\bar{\Phi}}_{r(r)}}{R_r}$$

En remplaçant $\bar{I}_{r(r)}$ dans l'expression (1.34),

$$\dot{\bar{\Phi}}_{r(r)} = -\frac{R_r}{L_r} \left[\bar{\Phi}_{r(r)} - L_m e^{-jp\theta} \bar{I}_{s(s)} \right] \quad (1.39)$$

Nous avons alors, en remplaçant $\bar{I}_{r(r)}$ et $\dot{\bar{\Phi}}_{r(r)}$ par leurs expressions respectives dans (1.38)

$$\begin{aligned} \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) \dot{\bar{I}}_{s(s)} = -\frac{R_r}{L_r} \left(j \frac{L_m p \dot{\theta}}{R_r} - \frac{L_m}{L_r} \right) e^{jp\theta} \bar{\Phi}_{r(r)} \\ + \left[\frac{R_r}{L_r} \left(j \frac{L_m p \dot{\theta}}{R_r} - \frac{L_m}{L_r} \right) e^{jp\theta} L_m e^{-jp\theta} - j \frac{L_m^2}{L_r} p \dot{\theta} - R_s \right] \bar{I}_{s(s)} + \bar{V}_{s(s)} \end{aligned} \quad (1.40)$$

Après simplifications,

$$\left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) \dot{\bar{I}}_{s(s)} = L_m \left(\frac{R_r}{L_r} - j \frac{p \dot{\theta}}{L_r} \right) e^{jp\theta} \bar{\Phi}_{r(r)} - \left[\frac{L_m^2}{L_r} R_r + R_s \right] \bar{I}_{s(s)} + \bar{V}_{s(s)} \quad (1.41)$$

Posons

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} : \text{Le coefficient de dispersion}$$

Nous obtenons :

$$\dot{\bar{I}}_{s(s)} = \frac{L_m}{\sigma L_r L_s} \left(\frac{R_r}{L_r} - jp \dot{\theta} \right) e^{jp\theta} \bar{\Phi}_{r(r)} - \frac{R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}}{\sigma L_s} \bar{I}_{s(s)} + \frac{\bar{V}_{s(s)}}{\sigma L_s} \quad (1.42)$$

Avec :

$$K = \frac{L_m}{\sigma L_r L_s} \quad (1.43)$$

et

$$\gamma = \frac{R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}}{\sigma L_s}. \quad (1.44)$$

Nous avons également $\Omega = \dot{\theta}$, vitesse mécanique et $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ constante de temps rotorique.

Nous pouvons alors écrire :

$$\dot{\bar{I}}_{s(s)} = -\gamma \bar{I}_{s(s)} + k \left(-jp\Omega + \frac{1}{T_r} \right) e^{jp\theta} \bar{\Phi}_{r(r)} + \frac{1}{\sigma L_s} \bar{V}_{s(s)} \quad (1.45)$$

Soit le changement de repère :

$$\bar{\Phi}_{r(s)} = e^{jp\theta} \bar{\Phi}_{r(r)} \quad (1.46)$$

Qui définit le flux rotorique dans le repère (α, β) fixe par rapport au stator.

Dérivons cette équation :

$$\dot{\bar{\Phi}}_{r(s)} = jp \dot{\theta} e^{jp\theta} \bar{\Phi}_{r(r)} + e^{jp\theta} \dot{\bar{\Phi}}_{r(r)} \quad (1.47)$$

En remplaçant $\dot{\bar{\Phi}}_{r(r)}$ par l'expression (1.22), nous obtenons :

$$\dot{\bar{\Phi}}_{r(s)} = jp \dot{\theta} e^{jp\theta} \bar{\Phi}_{r(r)} + L_m \frac{R_r}{L_r} \bar{I}_{s(s)} - \frac{R_r}{L_r} e^{jp\theta} \bar{\Phi}_{r(r)} \quad (1.48)$$

Soit, après regroupement,

$$\dot{\bar{\Phi}}_{r(s)} = \frac{L_m}{T_r} \bar{I}_{s(s)} - \left(\frac{1}{T_r} - jp\Omega \right) \bar{\Phi}_{r(s)} \quad (1.49)$$

Nous obtenons finalement le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \dot{\bar{I}}_{s(s)} = -\gamma \bar{I}_{s(s)} + k \left(-jp\Omega + \frac{1}{T_r} \right) \bar{\Phi}_{r(s)} + \frac{1}{\sigma L_s} \bar{V}_{s(s)} \\ \dot{\bar{\Phi}}_{r(s)} = \frac{L_m}{T_r} \bar{I}_{s(s)} - \left(\frac{1}{T_r} - jp\Omega \right) \bar{\Phi}_{r(s)} \end{cases} \quad (1.50)$$

Nous avons :

$$\begin{aligned} \bar{I}_{s(s)} &= i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \\ & \text{et} \\ \bar{\Phi}_{r(s)} &= \Phi_{r\alpha} + j \Phi_{r\beta} \end{aligned} \quad (1.51)$$

Nous pouvons alors écrire :

$$\begin{cases} \dot{i}_{s\alpha} = -\gamma i_{s\alpha} + \frac{k}{T_r} \Phi_{r\alpha} + kp\Omega \Phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} = -\gamma i_{s\beta} - kp\Omega \Phi_{r\alpha} + \frac{k}{T_r} \Phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\beta} \\ \dot{\Phi}_{r\alpha} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} - p\Omega \Phi_{r\beta} \\ \dot{\Phi}_{r\beta} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} + p\Omega \Phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} \end{cases} \quad (1.52)$$

1.9.5.2. Modèle exprimé dans le repère (d, q) lié au champ tournant

Soient :

$$\begin{aligned} \bar{\Phi}_{r(t)} &= e^{-j\theta_s} \bar{\Phi}_{r(s)} \\ \bar{V}_{s(t)} &= e^{-j\theta_s} \bar{V}_{s(s)} \\ \bar{I}_{s(t)} &= e^{-j\theta_s} \bar{I}_{s(s)} \end{aligned} \quad (1.53)$$

Dérivons cette dernière équation :

$$\dot{\bar{I}}_{s(t)} = \left[e^{-j\theta_s} \dot{\bar{I}}_{s(s)} - j\dot{\theta}_s e^{-j\theta_s} \bar{I}_{s(s)} \right] \quad (1.54)$$

En remplaçant $\dot{\bar{I}}_{s(s)}$ par son expression dans le système d'équations (1.51), nous obtenons :

$$\dot{\bar{I}}_{s(t)} = -\gamma e^{-j\theta_s} \bar{I}_{s(s)} + k \left(-jp\Omega + \frac{1}{T_r} \right) e^{-j\theta_s} \bar{\Phi}_{r(s)} + \frac{1}{\sigma L_s} e^{-j\theta_s} \bar{V}_{s(s)} - j\dot{\theta}_s e^{-j\theta_s} \bar{I}_{s(s)} \quad (1.55)$$

Nous pouvons écrire :

$$(1.56) \quad \dot{\bar{I}}_{s(t)} = -(\gamma + j\dot{\theta}_s) \bar{I}_{s(t)} + k \left(-jp\Omega + \frac{1}{T_r} \right) \bar{\Phi}_{r(t)} + \frac{1}{\sigma L_s} \bar{V}_{s(t)}$$

De même, dérivons l'équation du système (1.53) :

$$(1.57) \quad \dot{\bar{\Phi}}_{r(t)} = e^{-j\theta} \dot{\bar{\Phi}}_{r(s)} - j\dot{\theta}_s e^{-j\theta_s} \bar{\Phi}_{r(s)}$$

Par l'expression (1.50), nous obtenons ;

$\dot{\bar{\Phi}}_{r(s)}$ En remplaçant

$$(1.58) \quad \dot{\bar{\Phi}}_{r(t)} = \frac{L_m}{T_r} \bar{I}_{s(t)} - \left(\frac{1}{T_r} - jp\Omega + j\dot{\theta}_s \right) \bar{\Phi}_{r(t)}$$

Nous obtenons finalement le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \dot{\bar{I}}_{s(t)} = -(\gamma + j\dot{\theta}_s) \bar{I}_{s(t)} + k \left(-jp\Omega + \frac{1}{T_r} \right) \bar{\Phi}_{r(t)} + \frac{1}{\sigma L_s} \bar{V}_{s(t)} \\ \dot{\bar{\Phi}}_{r(t)} = \frac{L_m}{T_r} \bar{I}_{s(t)} - \left(\frac{1}{T_r} - jp\Omega + j\dot{\theta}_s \right) \bar{\Phi}_{r(t)} \end{cases} \quad (1.59)$$

Il est possible que si $\dot{\theta}_s = 0$, nous retrouvons le repère (α, β) .

Nous avons :

$$\begin{aligned} \bar{I}_{S(t)} &= i_{sd} + j i_{sq} \\ \bar{\Phi}_{r(t)} &= \Phi_{rd} + j \Phi_{rq} \end{aligned} \quad (1.60)$$

Et si nous faisons l'hypothèse que la dynamique de la vitesse est lente ($\dot{\Omega} = 0$) devant celle des courant et des flux, nous pouvons alors écrire l'équation d'état linéaire suivante :

$$\dot{\bar{X}} = A\bar{X} + B\bar{U} \quad (1.61)$$

Avec :

$$; A = \begin{bmatrix} -\gamma & \omega_s & \frac{k}{T_r} & pk\Omega \\ -\omega_s & -\gamma & -pk\Omega & \frac{k}{T_r} \\ \frac{L_m}{L_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - p\Omega \\ 0 & \frac{L_m}{L_r} & -(\omega_s - p\Omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

(1.62)

& :

$$X = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} ; \quad U = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.63)$$

1.9.5.3. Equations mécaniques générales

Le système d'équations électriques représente ainsi le modèle de connaissance partiel correspondant à la partie électromagnétique de MAS ; Afin de concevoir le modèle complet, il faut ajouter nécessairement l'équation mécanique caractérisant le modèle du système. Le couple électromagnétique fourni par la machine s'exprime :

-dans le repère (α, β) :

$$\Gamma_e = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} + \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (1.63)$$

-dans le repère (d, q) :

$$\Gamma_e = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} + \Phi_{rq} i_{sd}) \quad (1.64)$$

L'équation mécanique générale s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_e - \Gamma_r \quad (1.65)$$

Avec :

J : inertie de la machine ;

Ω : vitesse angulaire de la machine ;

Γ_e : Le couple électromagnétique ;

Γ_r : couple résistant incluant frottement et couple de charge

1.10. Comportement dynamique de la MAS en boucle ouverte

Dans la mesure où nous nous intéressons au contrôle des grandeurs mécaniques telle que la vitesse Ω ou la position angulaire θ , le choix convenable des lois de contrôles dépend de la vérification du comportement du système globale d'abord en boucle ouverte.

Sur les figures (1.15.a, b, c, d,e), nous observons la réponse du système alimenté par un réseau triphasé.

1.10.1. Résultat de simulation

Les résultats montrés dans les figures (1.15.a,b,c,d,e) représentent les caractéristique dynamique et statique de la MAS alimentées par un système de tension triphasée pour un essai à vide.

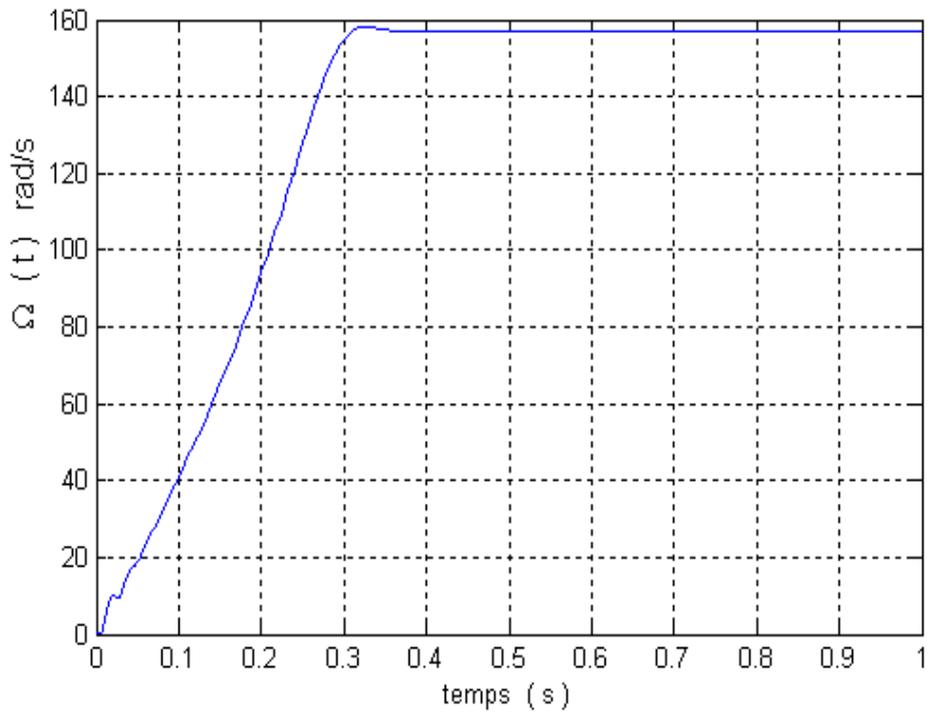


Fig.1.15.a- Comportement dynamique de la MAS en boucle ouverte vitesse mécanique.

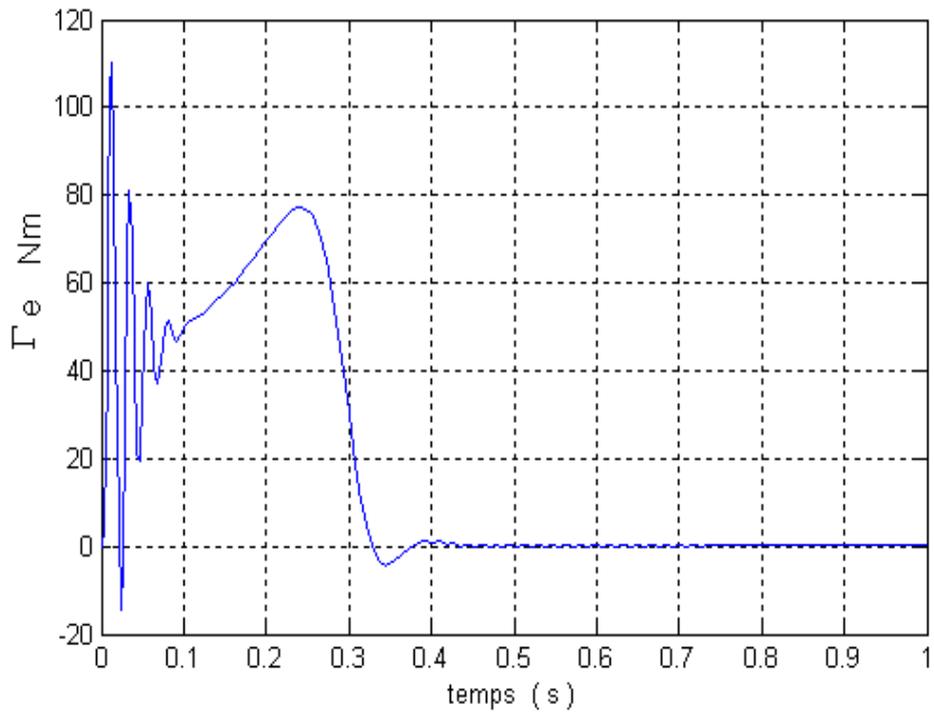


Fig.1.15.b- Comportement dynamique de la MAS en boucle ouverte couple électromécanique.

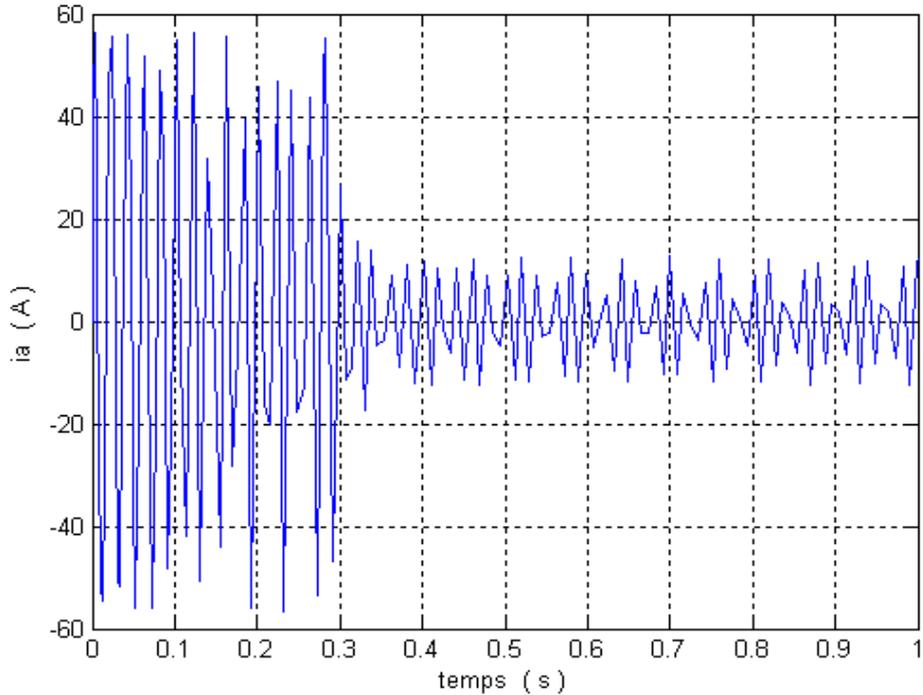


Fig.1.15.c- Comportement dynamique de la MAS en boucle ouverte courant statorique.

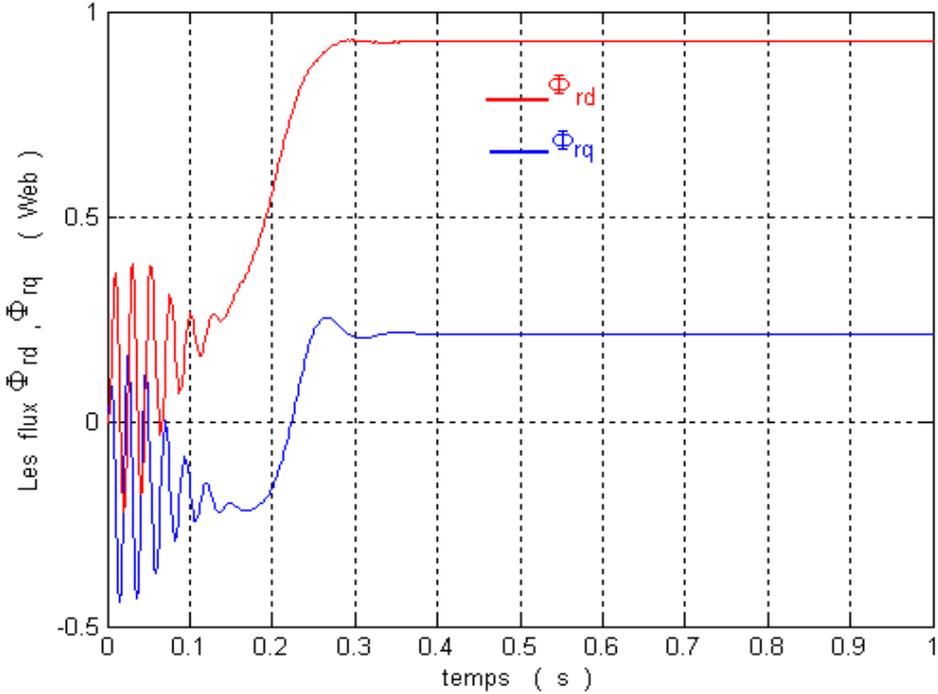


Fig.1.15.d- Comportement dynamique de la MAS en boucle ouverte flux rotorique Φ_{rd} , Φ_{rq} .

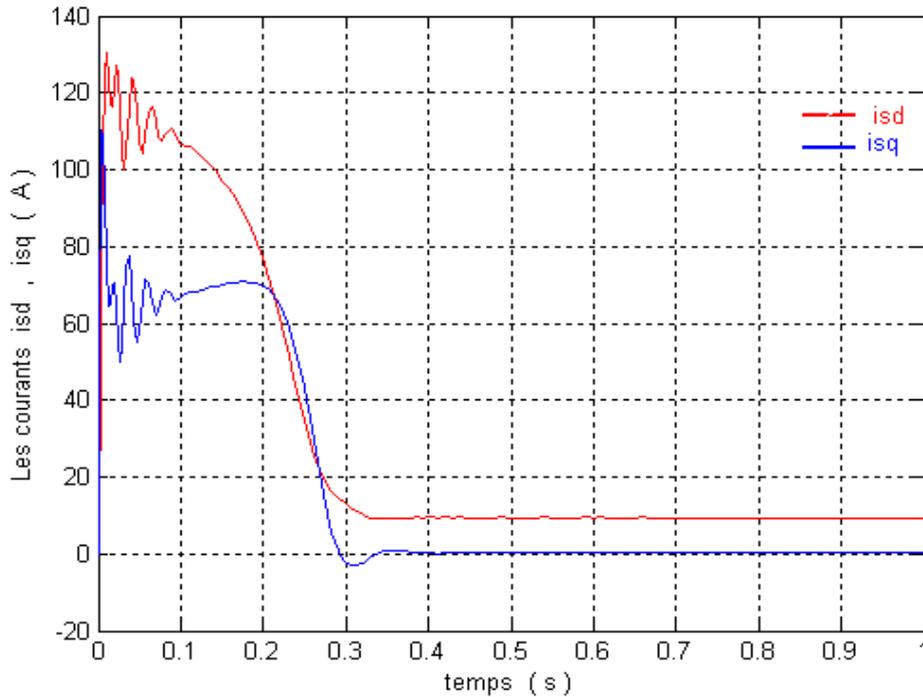


Fig.1.15.e Comportement dynamique de la MAS en boucle ouverte i_{sd} , i_{sq}

En régime transitoire, à l'instant de démarrage, les valeurs des courants statoriques direct et en quadrature et évidemment le courant de phase i_a étant maximales $I_{max}=60$ A et $I_n=8$ A DON $I_n=1/8 I_{max}$. Parallèlement, le couple moteur atteint sa valeur crête $C_e=110$ N. dans cet intervalle de temps.

La vitesse de rotation de la machine à vide se stabilise à la valeur nominale 158 rad/sec au bout d'un temps de 0.3 s environ.

1.11. Modélisation de l'alimentation de la MAS

La machine, utilisée comme moteur asynchrone, est alimentée par une source de fréquence variable. Un onduleur de tension commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion. Voir figure(1.16)

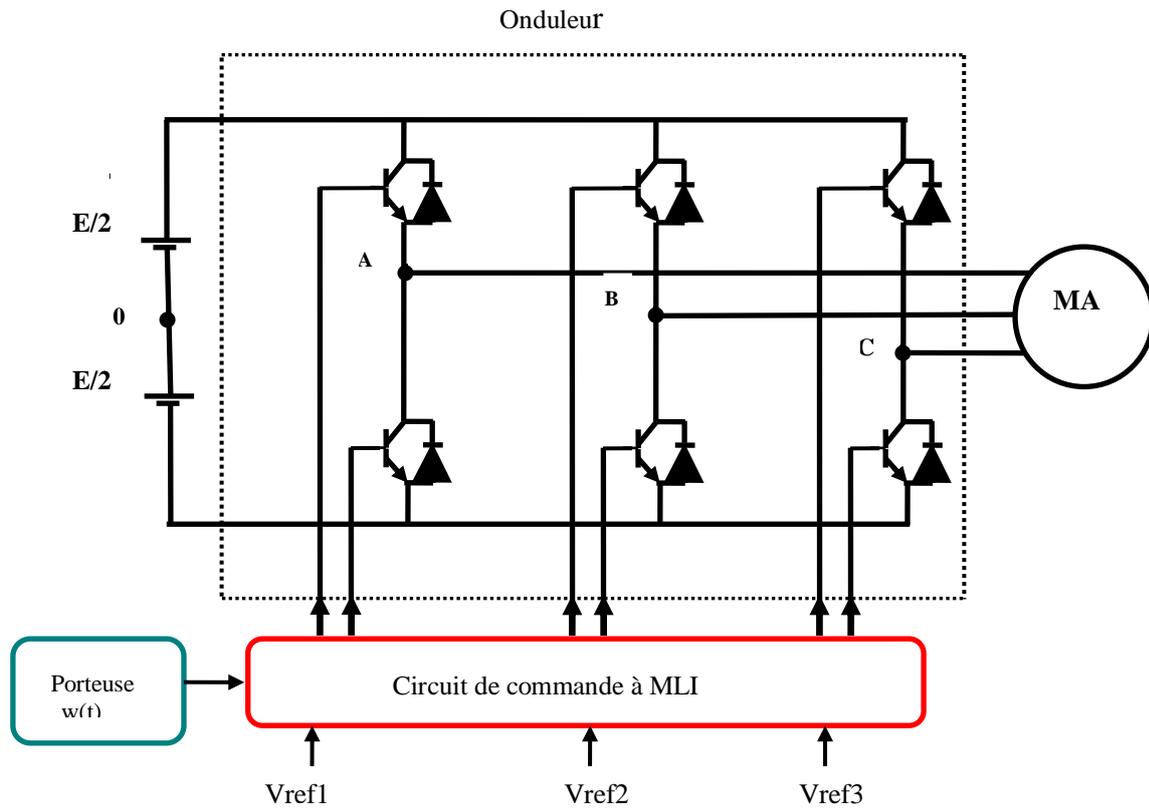


Fig. 1.16. Schéma de principe d'un onduleur à MLI.

Les tensions aux bornes du stator de la MAS sont définies par le système suivant :

$$\begin{aligned} V_{an} &= V_a o + V_{on} \\ V_{bn} &= V_b o + V_{on} \\ V_{cn} &= V_c o + V_{on} \end{aligned} \quad (1.66)$$

Sachant que :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (1.67)$$

Après le calcul on obtient :

$$V_{on} = -\frac{1}{3}(V_a o + V_b o + V_c o) \quad (1.68)$$

Le système(1.66) devient :

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{2}{3}V_a o - \frac{1}{3}V_b o - \frac{1}{3}V_c o \\ V_{bn} &= \frac{1}{3}V_a o + \frac{2}{3}V_b o - \frac{1}{3}V_c o \\ V_{cn} &= -\frac{1}{3}V_a o - \frac{1}{3}V_b o + \frac{2}{3}V_c o \end{aligned} \quad (1.69)$$

On peut écrire ce système sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{aO} \\ V_{bO} \\ V_{cO} \end{bmatrix} \quad (1.70)$$

On définit les fonctions logiques $S_i = (i = 1,2,3)$; telle que :

$$S_1 = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{eff1} \geq P_r \\ -1 & \text{si non} \end{cases}$$

$$S_2 = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{eff2} \geq P_r \\ -1 & \text{si non} \end{cases}$$

$$S_3 = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{eff3} \geq P_r \\ -1 & \text{si non} \end{cases}$$

Les tensions V_{aO}, V_{bO}, V_{cO} ; peuvent être exprimées en fonction de S_i :

$$\begin{cases} V_{aO} = \frac{E}{2} S_1 \\ V_{bO} = \frac{E}{2} S_2 \\ V_{cO} = \frac{E}{2} S_3 \end{cases} \quad (1.71)$$

Donc le système (1.70) devient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (1.72)$$

Les formes de la porteuse, les tensions de référence et les tensions simples fournies par l'onduleur aux bornes de la MAS sont montrées sur la figure (1.17).

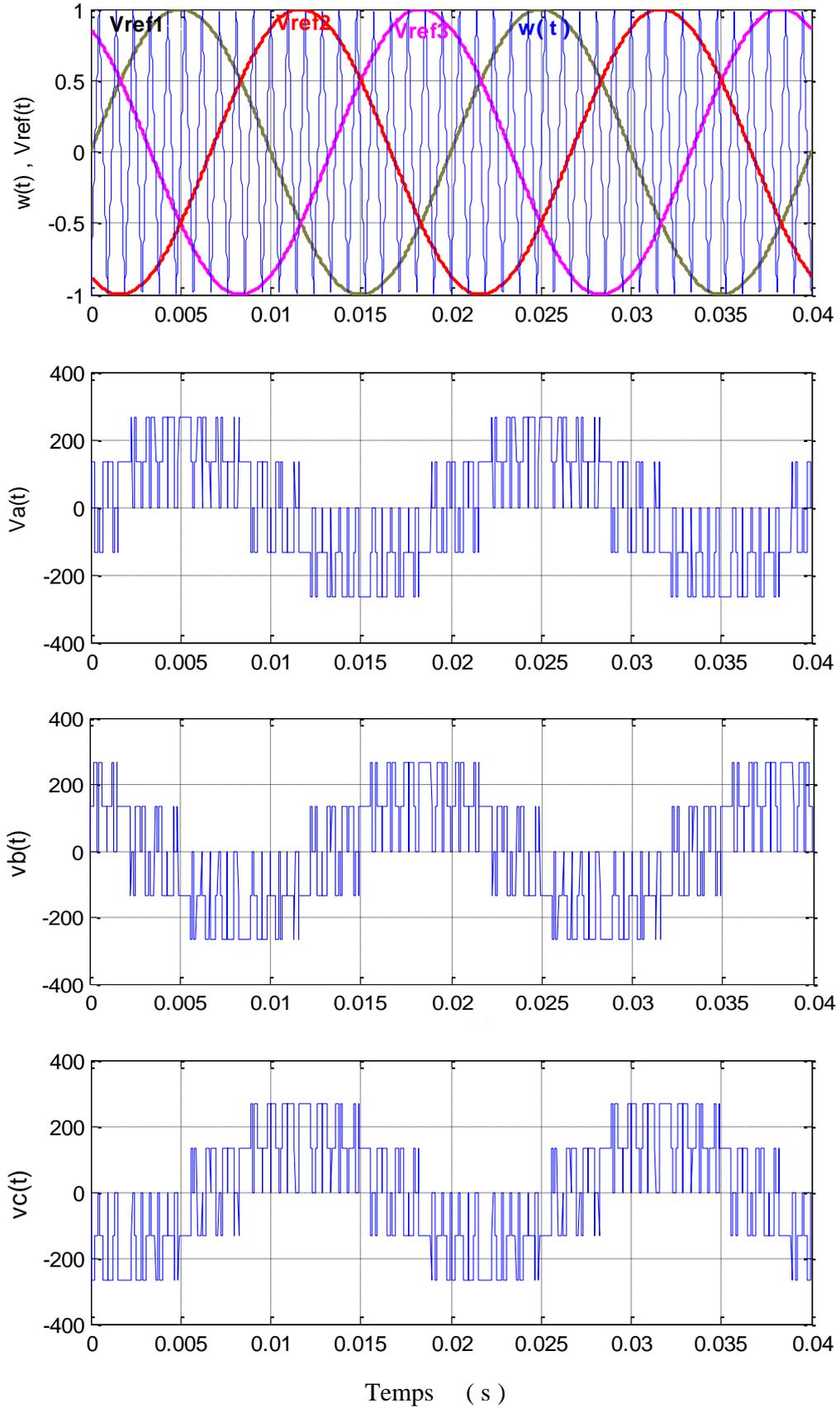


Fig.1.17. Les formes des tensions à l'entrée de l'onduleur et à sa sortie

1.12. Comportement dynamique du système MAS - Onduleur

Les résultats de simulation qui suivent représentent la dynamique du moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension commandé par la technique à MLI.

1.12.1 Résultat de simulation

Les figure (1.18) donnent les formes d'ondes de l'évolution de la vitesse Ω , du couple Γ_e , des courant i_{sd} , i_{sq} et du courant de phase i_a pour un démarrage à vide La comparaison des résultats obtenus de l'association MAS - Onduleur avec ceux obtenus sans Onduleur montre une ressemblance notable, de telle manière q'en peut dire que Les résultats sont sensiblement identiques.

La technique de la modulation choisie engendre une forte ondulation qui va occasionner l'apparition d'harmoniques qui provoquerait une pulsation du couple autour de sa valeur moyenne (voire figure (1.18.c)) .Ces ondulation ne gênent pas le fonctionnement de l'ensemble puisqu'ils sont à haute fréquence.

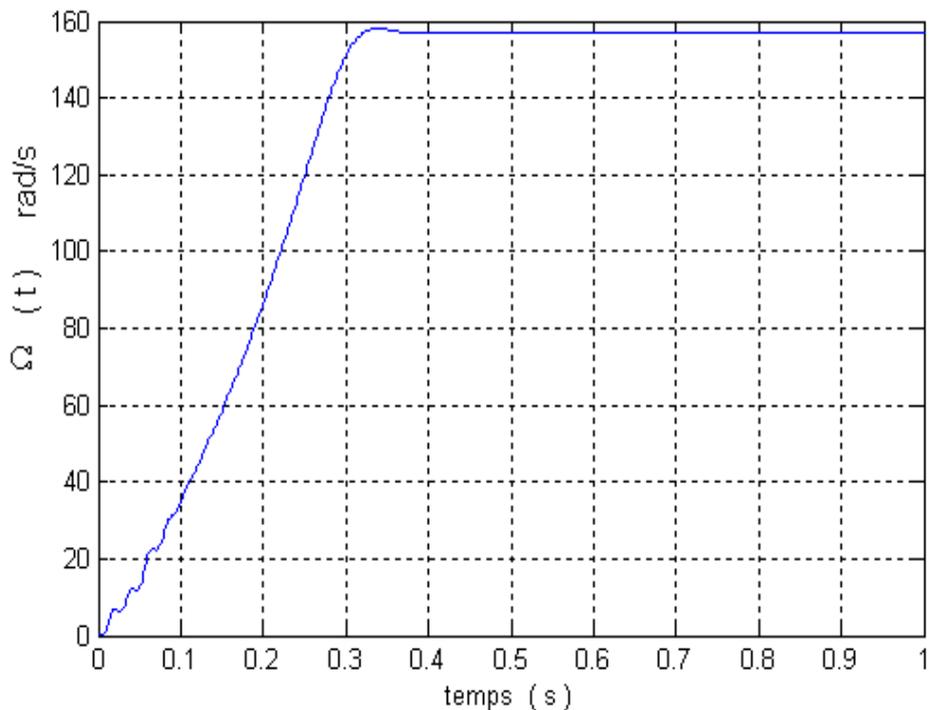


Fig.1.18.a- Comportement dynamique du système MAS - Onduleur en boucle ouverte vitesse mécanique.

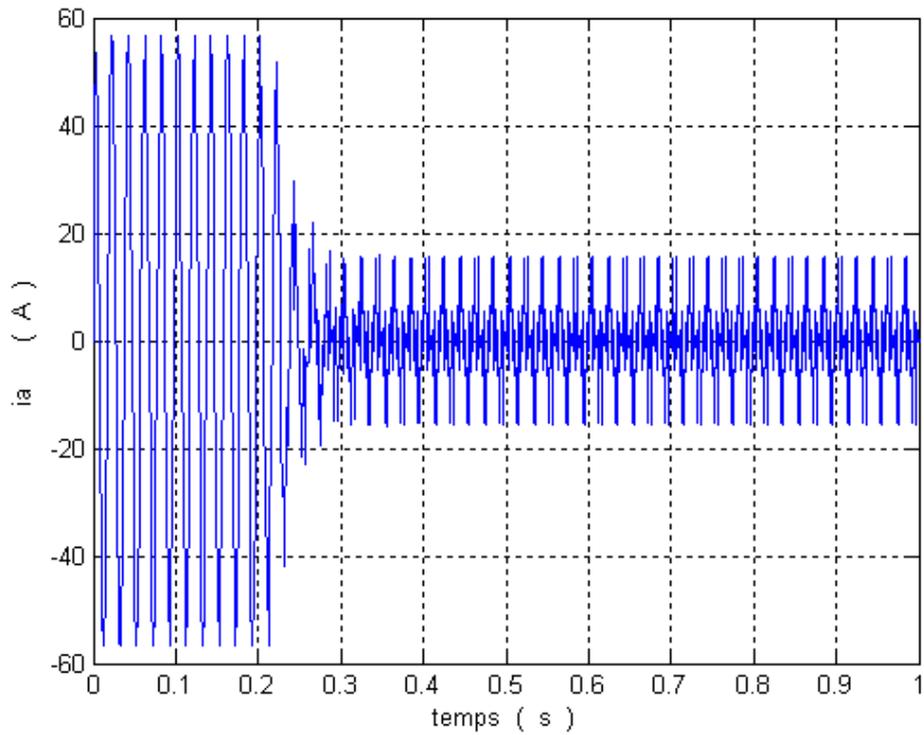


Fig.1.18.b- Comportement dynamique du système MAS - Onduleur en boucle ouverte courant statorique.

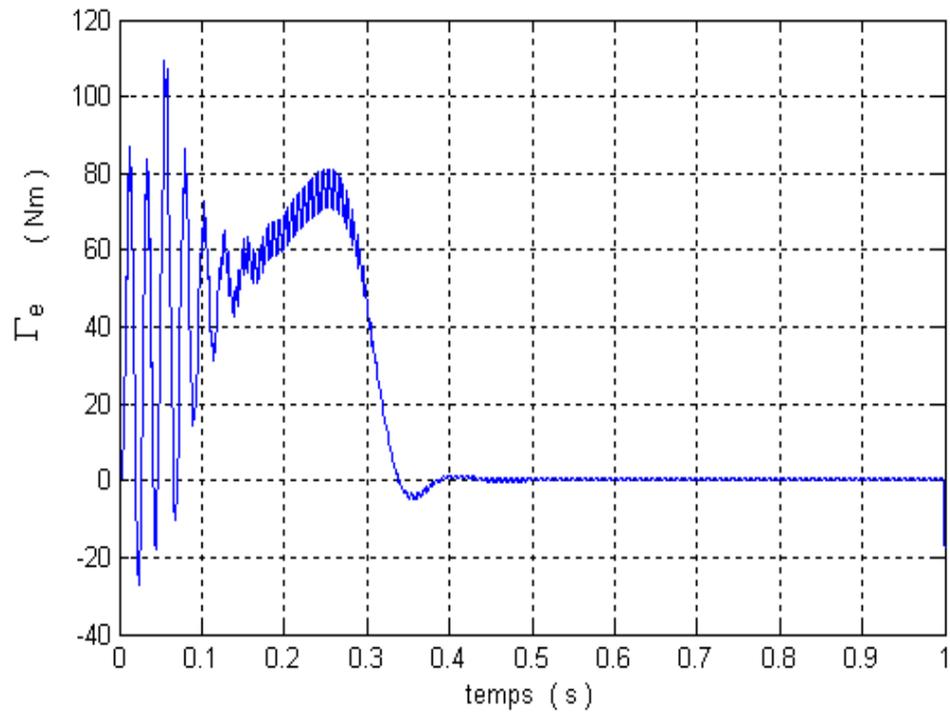


Fig.1.18.c- Comportement dynamique du système MAS - Onduleur en boucle ouverte couple électromécanique.

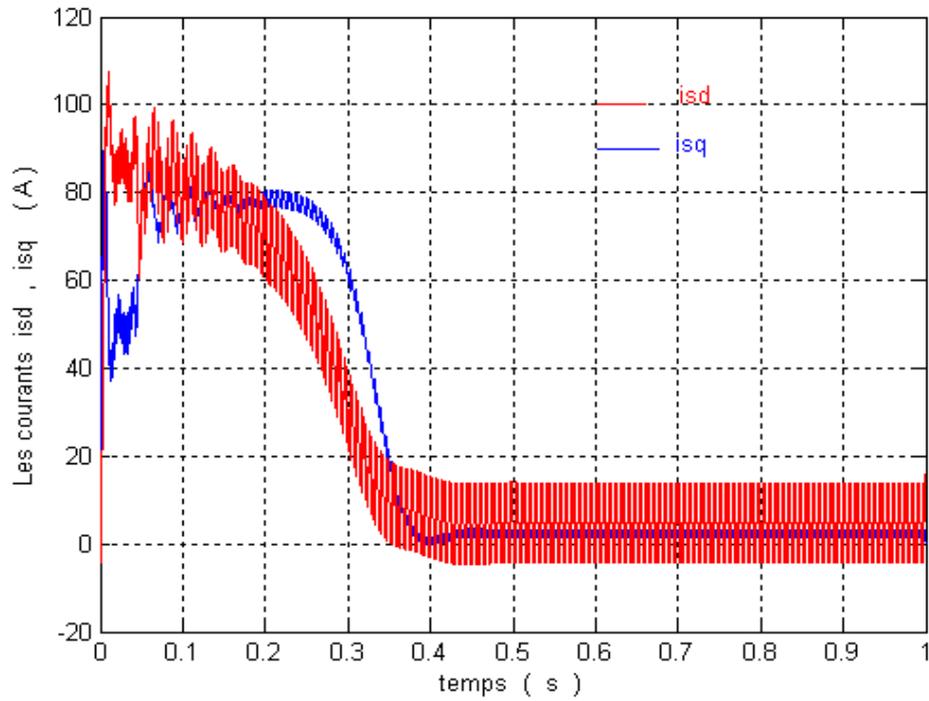


Fig.1.18.d- Comportement dynamique du système MAS - Onduleur en boucle ouverte courants

$$i_{sd}, i_{sq}$$

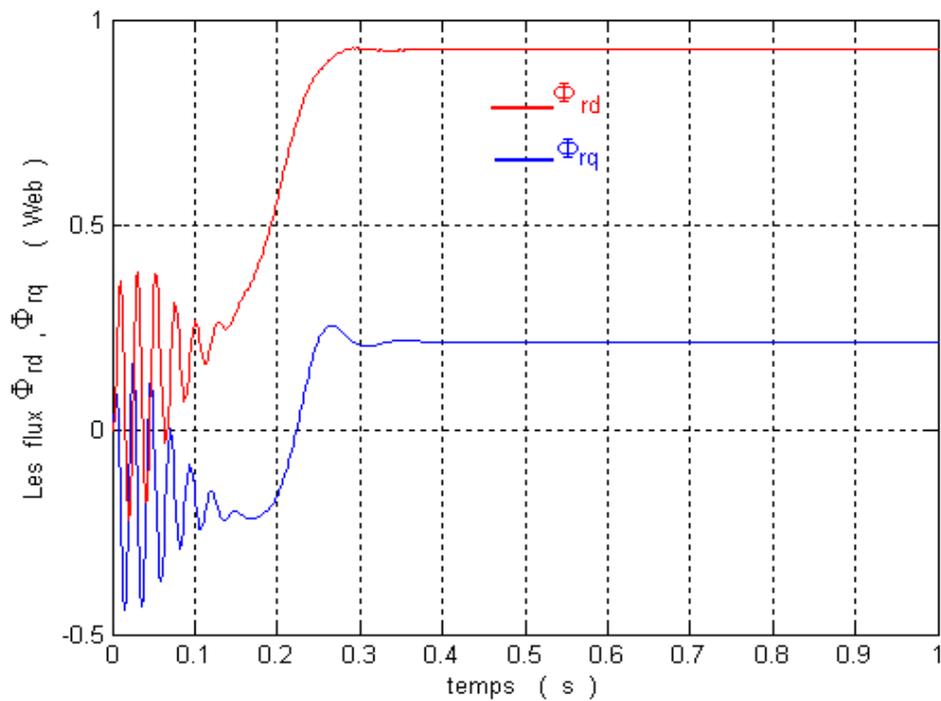


Fig.1.18.e- Comportement dynamique du système MAS - Onduleur en boucle ouverte flux

$$\text{rotorique } \Phi_{rd}, \Phi_{rq}$$

1.13. Conclusion

Ce chapitre à été consacre à une présentation du processus à contrôler .Nous avons en premier temps présenter et définie tous les paramètres de la MAS ainsi que les différent schémas en régime dynamique. Pour établir un modèle complet qui tient compte du régime dynamique et permanent, nous nous sommes intéressé aux problèmes de la modélisation de la MAS tenant compte des hypothèses simplificatrice .Nous avons élaboré le model de la MAS dans la base de Clark puis dans la base de Park ainsi que la modélisation de l'ensemble MAS Onduleur.

Nous avons examiné le comportement du système en boucle ouverte. La validité du modèle mathématique choisie dans le repère de Park moyennant les hypothèses simplificatrices à été évoquée, et cela en analysant et examinant l'évolution des variable interne et externe de la MAS considérée.

Etant donne qu'actuellement la MAS est un centre d'intérêt majeur dans la communauté de l'automatique et du traitement de signal de nouvelles méthodes de commandes apparaissent, dans ce qui suit nous allons présenté en détail les différentes techniques de commande de la MAS en boucle fermé.

Dans le chapitre suivant nous commençons par une étude détaillée de la commande classique qui est la commande vectorielle à flux rotorique orienté, et on va présenter et détailler la théorie de la logique floue et les reseaux de neurones.

Chapitre II

Orientation du flux et généralité sur l'intelligence artificielle

II.1.Introduction :

L'homme a réussi dans une grande partie de ces recherches à rendre les réactions des machines similaires à celles de l'être humain, et c'est à ce moment-là que l'intelligence artificielle est introduite dans les commandes modernes. Bien que déjà présents dans d'autres sujets de recherche en électrotechnique et d'autres domaines, les réseaux de neurones, la logique floue et les algorithmes génétiques, présentent les grands titres de cette intelligence artificielle et ne cessent guère de présenter de nouvelles applications dans le domaine de la commande des machines électriques [11].

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. Il nous apparaît nécessaire de commencer par présenter ces méthodes puis d'explicitier les manières les plus simples de les mettre en œuvre. Plutôt que développer des méthodes trop générales, nous cadrerons notre travail de façon à répondre à l'objectif fixé ici, la commande vectorielle de la machine asynchrone, et d'analyser les avantages et les inconvénients liés à ces méthodes. [12]

Dans ce chapitre on donne une vision plus ou moins générale sur l'apport ramené par la logique floue et les réseaux de neurones au domaine du contrôle dans une machine asynchrone, et de mettre en évidence les différents aspects avantageux de cet apport.

II.1.2. Commande scalaire :

C'est l'une des premières commandes, développée pour la variation des moteurs asynchrones. Dans cette commande, on s'intéresse qu'à l'amplitude de la variable contrôlée et non à sa phase. On considère dans la littérature deux types de commande scalaire : La commande scalaire indirecte où le flux magnétique est contrôlé en imposant le rapport amplitude / fréquence de la tension ou du courant. La commande scalaire directe où le flux magnétique est contrôlé à partir de son estimation ou de sa mesure. La deuxième méthode est plus difficile à mettre en pratique et nous nous intéressons uniquement à la première approche qui de par sa simplicité est la plus utilisée. En régime statique, le couple est déterminé selon l'équation ((II.1).

$$C_e = 3 \cdot P \cdot \phi_r^2 \cdot \omega_r / R_r \quad (\text{II.1})$$

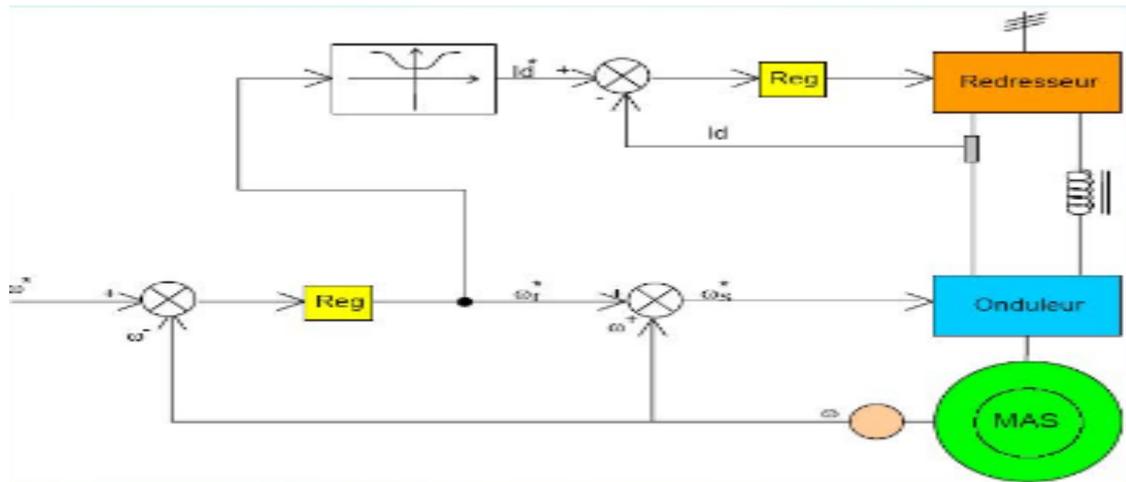


Figure II -1-a : Commande scalaire V/F

Le choix de telle méthode de contrôle est fait en fonction de l'application envisagée selon les critères techno-économiques qui se résume globalement dans le rapport cout-rendement du groupe vitesse variable. En effet, bien que la commande vectorielle attire l'attention comme étant une méthode qui réalise des hautes performances pour les machines à courant alternatif, la commande scalaire V/ f reste encore utilisée en industrie grâce à sa configuration simple[14].

La variation de la vitesse des machines à courant alternatif s'effectue de plus en plus par variation de la fréquence statorique. Pour contrôler le flux dans la machine, il faut varier l'amplitude des tensions et courants. On peut alors envisager deux modes d'alimentation :

Alimentation en tension (Onduleur de tension).

Alimentation en courant (Onduleur de courant).

Dans l'alimentation en tension, les onduleurs fournissent des tensions dont la forme et l'amplitude peuvent être considérées indépendantes de la charge. Par contre dans l'alimentation en courant, les courants fournis ont des formes et des amplitudes influencées par la nature de la charge[55].

Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (onduleur de tension ou de courant). L'onduleur de tension étant maintenant le plus utilisé en petite et moyenne puissance, c'est la commande en V/f (V sur f) qui est la plus utilisée[56].

II.1.2.1. Contrôle en V/f :

Contrôle en V/f de la machine asynchrone Son principe est de maintenir $V/f = \text{Constant}$ ce qui signifie garder le flux constant. Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement. En effet, d'après le modèle établi en régime permanent, le couple maximum s'écrit :[56].

$$C = \frac{3P}{2N_r} \left(\frac{Vs^2}{\omega_s} \right)_{\max} \quad (\text{II.2})$$

On voit bien que le couple est directement proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique. En maintenant ce rapport constant et en jouant sur la fréquence statorique, on déplace la courbe du couple électromagnétique (en régime quasi-statique) de la machine asynchrone (**Figure II -1-b**).

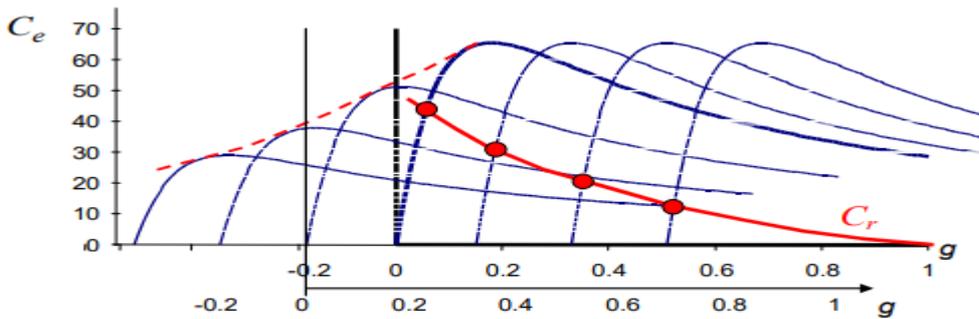


Figure II -1-b: Déplacement de la caractéristique Couple-glissement en fonction de la fréquence d'alimentation

II.1.3.La commande vectorielle :

Aussi appelée commande à flux orienté est une méthode de commande des variateurs de vitesse électrique dans laquelle les courants statoriques triphasés d'un moteur électrique à courants alternatifs sont transformés en deux composantes orthogonales qui peuvent être considérées comme étant des vecteurs. Le premier vecteur permet le réglage du flux magnétique du moteur, tandis que le seconde règle le couple. Ils sont alors découplés et le fonctionnement devient alors similaire à celui d'un moteur à courant continu.

Nous avons défini la transformée de Park nécessaire au changement de coordonnées utilisé pour la commande vectorielle. Une fois dans ce repère, le moteur asynchrone peut être considéré comme un système multivariable sur lequel le vecteur d'entrée est constitué des deux composantes de la tension V_{sd} et V_{sq} dans le repère dq et des pulsations du champ tournant ω_s et du rotor ω_r . La sortie est constituée de l'ensemble des flux et courants au stator et au rotor. Lorsqu'un moteur électrique entraîne une charge mécanique il est indispensable, pour bien piloter la dynamique de celle-ci, de maîtriser le couple instantané de celui-ci. L'idée directrice de la commande vectorielle est d'avoir pour la machine asynchrone un couple moteur proportionnel à un flux et un courant comme pour la machine à courant continu. Ainsi, reprenons l'expression du couple électromagnétique de la machine asynchrone :

$$C_e = P.(\Phi_{rd}.I_{sq} - \Phi_{rq}.I_{sd}) \quad (\text{II.3})$$

le repère dq dans lequel sont projeté le flux rotorique et le courant statorique tourne à la vitesse du champ tournant, soit ici $\theta = \omega.t$ (II.4)

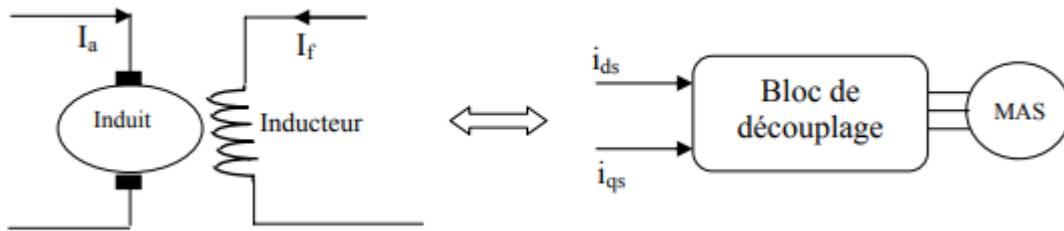


Figure II -2 : Principe de la commande vectorielle.

II.1.4. Etude comparative entre la commande scalaire et la commande vectorielle :

La commande scalaire est basée sur le modèle de la MAS dans le régime permanent (état d'équilibre) présente une commande du couple seulement dans le régime permanent et elle n'a pas aucune information durant le régime transitoire, et la commande vectorielle est basée sur le modèle dynamique de la Mas (présente une commande dynamique (instantanée) du couple).

L'avantage principal de la commande vectorielle est de permettre de contrôler le flux et le couple, contrairement à la commande scalaire qui permet de contrôler la vitesse et le couple. À partir des résultats obtenus, on a constaté que ces commandes sont robustes même en charge. On peut dire aussi que (IRFOC/SC) est applicable et facile à implémenter. [14].

II.1.5. Principe de la commande vectorielle :

Le principe de cette commande est de réduire l'équation de couple électromagnétique de la machine afin d'être comparable à celle d'une machine à courant continu.

Le référentiel (d, q) lié au champ tournant est choisi de telle façon que l'axe (d) coïncide avec la direction du flux (I_{sd}) et que l'axe (q) coïncide avec la direction de la composante (I_{sq}) donnant le couple électromagnétique.

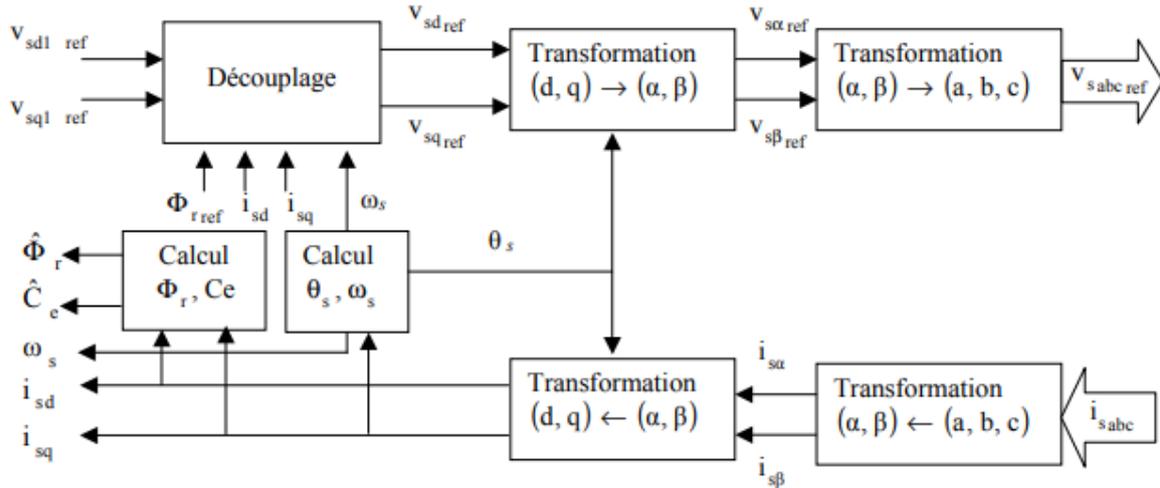


Figure II -3 : Schéma de principe d'une commande vectorielle

II.1.5.1.Choix d'orientation de flux :

Il existe trois types de commande vectorielle à flux orienté selon l'orientation du flux :

- Commande vectorielle à flux rotorique orienté.
 $\Phi_{sd} = 0$ et $\bar{\Phi}_s = \Phi_{sq}$ (II.5)
- Commande vectorielle à flux statorique orienté.
 $\Phi_{rq} = 0$ et $\bar{\Phi}_r = \Phi_{rq}$ (II.6)
- Commande vectorielle à flux de magnétisation orienté.
 $\Phi_{mq} = 0$ et $\bar{\Phi}_m = \Phi_{md}$ (II.7)

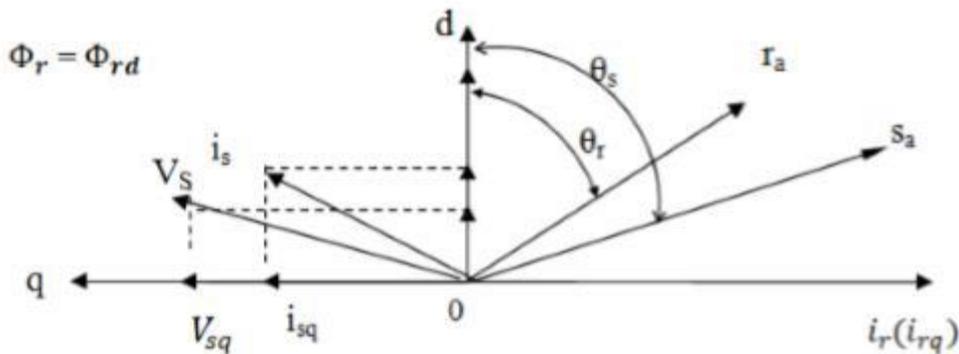


Figure II -4 : Orientation du flux (rotorique, statorique et d'entrefer)

La plus fréquemment utilisée est la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, puisque dans le cas de la MAS non saturée on obtient les équations du rotor complètement découplées.[12].

II.1.5.2.Types de la commande vectorielle :

Les méthodes de commande vectorielle, directe et indirecte, se différencient principalement par la méthode de détermination de l'angle de Park qui représente la phase du flux orientée dans le repère lié au stator.

II.1.5.2.1.Commande vectorielle directe de la machine asynchrone :

Cette méthode est réalisée par de nouvelle stratégie basée sur l'estimation ou la mesure directe du vecteur flux.[15].

. Principe de la commande vectorielle directe Contrairement à la méthode indirecte où l'angle de Park est mesuré à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à partir de la vitesse de rotation et la pulsation rotorique, cet angle est calculé directement à partir des grandeurs mesurées ou estimées. Il faut donc procéder à des séries de mesures aux bornes du système pour trouver le flux rotorique. La mesure du flux rotorique peut se faire par l'insertion d'un capteur du flux dans l'entrefer de la machine, ce qui n'est pas souhaitable, car le moteur perd sa robustesse en plus de l'augmentation de son cout. Afin d'éviter ces problèmes, on estime le flux rotorique à partir des courants statoriques mesurés directement par des capteurs de courant. La pulsation statorique ω_s et l'angle θ_s de transformation sont aussi estimés.

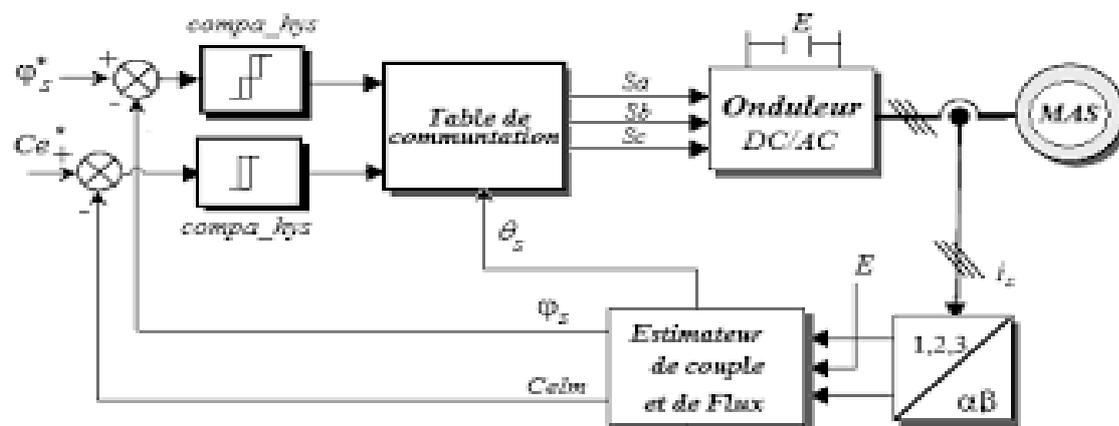


Figure II -5:Schéma de la commande directe du couple de la MAS

II.1.5.2.2.Commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone :

La commande vectorielle à flux rotorique indirecte. Le but de la commande est d'assurer le découplage du couple électromagnétique et du flux, Il existe essentiellement deux méthodes de commande à flux orienté, la première directe repose sur une commande en boucle fermée et la seconde indirecte caractérise par une régulation du flux en boucle ouverte. Cette stratégie de commande par orientation du flux permet d'aboutir à des performances particulièrement intéressantes : Réponse rapide de couple, une grande plage de contrôle de vitesse, grande efficacité sur une grande plage de charge en régime permanent. Dans le présent chapitre nous traitons la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté d'une machine à induction

alimenté en tension. [14], elle est fondée sur le principe de la détermination de la position du flux sans avoir recours à sa connaissance directe.

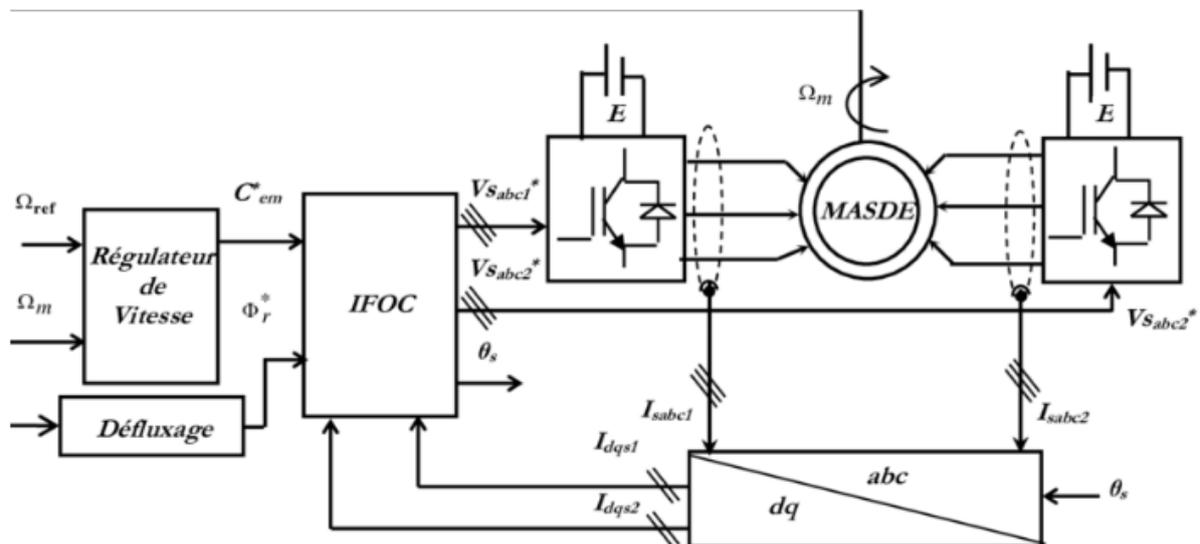


Figure II -6 : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte de la MAS

La méthode indirecte est plus courante car elle permet de se passer d'un calculateur ou capteur de flux. De plus, elle fonctionne correctement sur toute la plage de vitesse.

II.1.5.3. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle :

La commande vectorielle a les avantages suivants :

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait
- Elle est précise et rapide (pas de faire la commande scalaire).
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase

Elle a également certains inconvénients :

- Coûteuse (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP).
- Le processeur doit être capable de calculer l'algorithme environ toutes les millisecondes.
- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.

- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θ_s estimé.
- La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.
- De mauvais paramètres entraînent une erreur sur le couple.

II.1.6. Découplage entré-sortie :

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 monovariables 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 dernier type de découplage.[15].

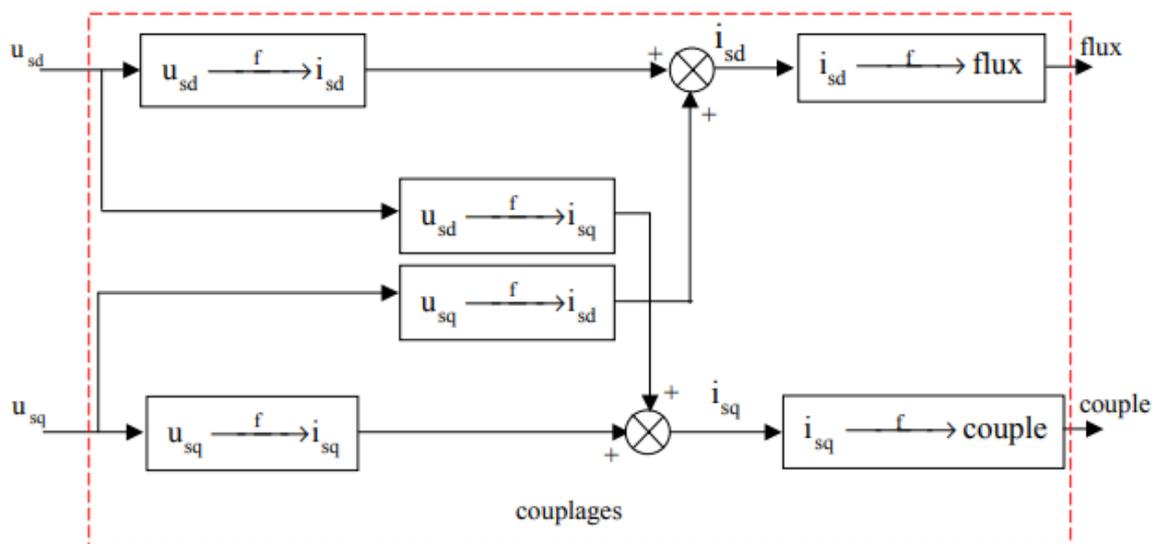


Figure II -7 : Description des couplages internes dans le modèle MAS tension après orientation.

II.1.7.Classification des techniques de défluxage :

Différentes stratégies de défluxage existent dans la littérature. Dans [66] et [67] les auteurs proposent un état de l'art des différentes techniques de défluxage. Nous proposons de classer ces stratégies de la manière suivante :

- Algorithme direct en boucle ouverte par calcul direct analytique
- Avec une approche par tableau, appelé LUT (Look Up Tables) et des considérations de couple et de flux : TFC (Torque and Flux Control).
- Avec un seul régulateur pour la boucle de courant : SCR (Single Current Regulator)
- Avec une commande vectorielle du courant et une régulation sur :
 - ❖ Sur la norme de tension
 - ❖ avec modification de l'angle du vecteur courant
 - ❖ avec modification de la valeur du courant Id.
 - ❖ Sur l'erreur de tension.
 - ❖ Sur les temps d'application des vecteurs tension de l'onduleur.

II.2.La logique floue :

II.2.1.Introduction :

Les méthodes conventionnelles de réglage ont prouvé leur efficacité pour des processus simples à modéliser ayant des paramètres fixes. Or, ce n'est pas toujours le cas. La plupart des systèmes industriels sont non linéaires et possèdent des paramètres variables dans le temps. Ils rendent les méthodes conventionnelles inefficaces, pour ce genre de réglage, l'imprécision accompagnant chaque modélisation et la présence des erreurs de mesure rendent le réglage plus délicat. Les études effectuées ont montré que dans une boucle de régulation, l'homme réagit comme un contrôleur robuste pour des systèmes non linéaire ayant des paramètres variant au cours du temps. En effet, l'être humain peut prendre des actions de contrôle dans les pires des cas, même dans la distorsion du système. Cette stratégie de contrôle " Humain " possède une logique pour la prise de décision en intégrant la connaissance du comportement du processus à commander. Afin d'assurer un contrôle automatique, au système industriel complexe, ayant une stratégie proche de la stratégie " Humaine ", une nouvelle commande est élaborée : une commande basée sur la « Théorie de la logique floue »

Les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh dans son article "fuzzy set " [17] et [18] . A cette époque, cette théorie n'a pas été prise au sérieux.

Dés 1975, on trouve les premières applications au niveau des systèmes de réglage [19][20]. A partir de 1985 environ, ce sont les Japonais qui commencèrent à utiliser la logique floue dans les produits industriels pour résoudre des problèmes de réglage et de commande.

Le contrôleur flou apparaît utile pour tous systèmes complexes et non linéaires dans lesquels la modélisation est difficile ou impossible, ainsi que pour tous domaines où un flou persiste. Son intérêt réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague [21].

II.2.2.Principe de la logique floue :

La logique floue est un type de modélisation qui s'intéresse à la prédiction d'une variable catégorielle Y « subjective » au sens où elle n'est pas objectivable : elle dépend de l'observateur (l'individu est « grand », « moyen » ou « petit »). Ce cadre sort de la statistique classique dans lequel la valeur de la variable Y est objectivable (« l'individu mesure 176 cm »). L'application de la logique floue revient à tenter d'appliquer un raisonnement proche de la pensée humaine : Les variables prédictives (comme la variable à prédire) sont catégorielles avec des modalités—subjectives (« grand », « petit ») et non pas de données objectivables (176 cm). Ces variables catégorielles sont appelées « variables linguistiques ». Dans le cadre statistique usuel, la variable continue initiale (ici la taille en cm) peut être discrétisée pour donner des intervalles distincts, par exemple : « petit < 160cm < moyen < 180cm »

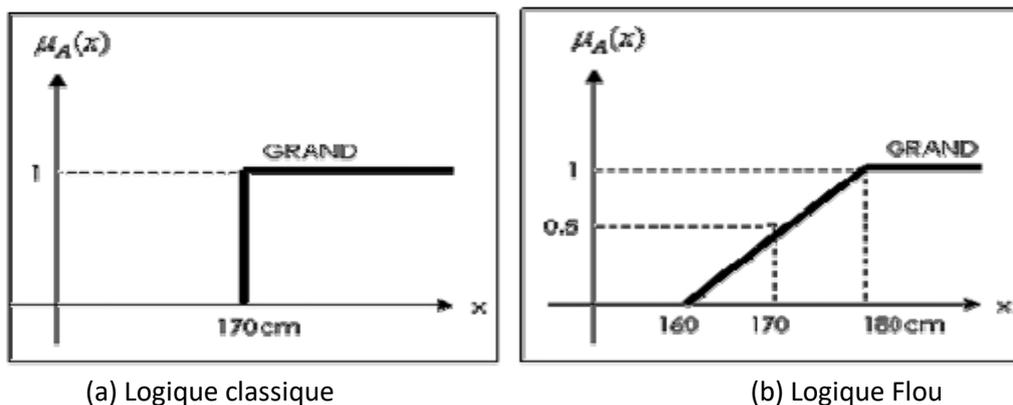


Figure II -8: Classification des personnes selon la taille.

II.2.3.Domains d'application :

Depuis quelques années, on voit émerger, notamment aux États-Unis, plusieurs applications utilisant des systèmes de contrôle basés sur la théorie des ensembles flous. Les principaux domaines de recherche et d'application de la logique floue sont les suivants :

- Automatisation de la production de fer et de l'acier, purification de l'eau, chaîne de montage et robots de fabrication.
- Commande des instruments (capteur, et instruments de mesure), et reconnaissance de voix et de caractères.
- Conception, jugement et décision (consultation, investissement et développement horaires de train).
- Commande des unités arithmétiques, des micro- ordinateurs, et réalisation des opérateurs.
- Traitement d'information telles que les données, recherche de l'information modélisation des systèmes,... etc.[22].

II.2.4.Bases générales :

Les éléments de base de la logique floue sont :

- les variables linguistiques
- les fonctions d'appartenance
- les déductions aux inférences

II.2.4.1.Variables linguistiques :

La description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en général des qualificatifs flous tels que :

* peu, beaucoup, énormément

* rarement, fréquemment, souvent

* froid, tiède, chaud

* petit, moyen, grand

* etc...

Exemple : la variable linguistique « température » peut appartenir aux ensembles flous « froid », « tiède » ou « chaud ».

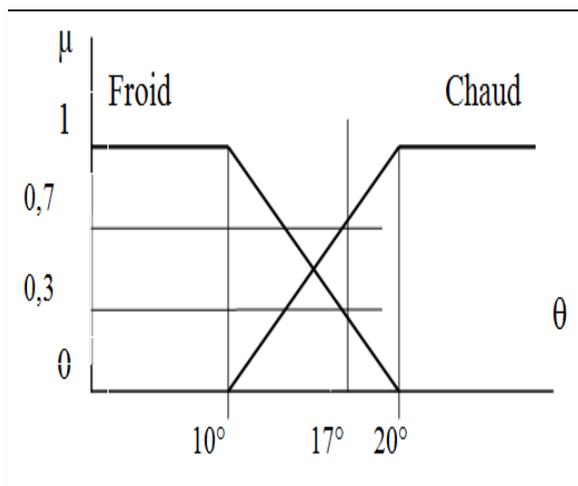
II.2.4.2.Fonctions d'appartenance :

Les fonctions d'appartenance peuvent être définies comme une technique permettant de résoudre des problèmes pratiques par l'expérience plutôt que par la connaissance.

Elles sont représentées par des formes graphiques.

Au lieu d'appartenir à l'ensemble « vrai » ou à l'ensemble « faux » de la logique binaire traditionnelle, la logique floue admet des degrés d'appartenance à un ensemble donné. Le degré d'appartenance à un ensemble flou est matérialisé par un nombre compris entre 0 et 1. Une valeur précise de la fonction d'appartenance liée à une valeur de la variable est notée μ et appelée « facteur d'appartenance ».

Exemple :



D'après ce graphique, on peut constater que pour une valeur $\theta = 17^\circ$, le facteur d'appartenance à l'ensemble « froid » vaut $\mu_{\text{froid}} = 0,3$ et le facteur d'appartenance à l'ensemble « chaud » vaut $\mu_{\text{chaud}} = 0,7$

Les fonctions d'appartenance peuvent théoriquement prendre n'importe quelle forme. Toutefois, elles sont souvent définies par des segments de droites, et dites « linéaires par morceaux ». (Très utilisées car elles sont simples et comportent des zones où la notion est vraie, des zones où elle est fautive, ce qui simplifie le recueil d'expertise).

II.2.4.3. Déductions aux inférences :

Plusieurs valeurs de variables linguistiques sont liées entre elles par des règles et permettent de tirer des conclusions.

Les règles peuvent alors être exprimées sous la forme générale :

Si condition 1 alors action 1 ou

Si condition 2 alors action 2 ou

Si condition n alors action n.

Les conditions peuvent dépendre de plusieurs variables liées entre elles par des opérateurs OU ou ET.

Si température froide et hygrométrie importante alors ouvrir la vanne d'admission d'air chaud.

Une simplification de la description des inférences s'obtient à l'aide d'une représentation par tableau, appelée matrice d'inférence.

		Ecart de température		
		+300	0	- -300
	+	○	+	+ +
Ecart d' humidité	0	-	○	+
	-	- -	-	○
	-200			

- + ouvrir légèrement la vantelle
- ++ ouvrir totalement la vantelle
- 0 conserver la position de vantelle
- fermer légèrement la vantelle
- fermer totalement la vantelle

II.2.5. Opérateurs et normes de la logique floue :

Dans la théorie des ensembles classiques on définit les relations intersection, union et complémentarité qui sont traduites par les opérateurs OU, ET, 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 [23].

Soient A et B, deux sous-ensembles flous d'une variable linguistique définis sur l'univers de discours UD par leurs fonctions d'appartenance respectives μ_A et μ_B .

II.2.5.1. Opérateur OU (l'union) :

La fonction d'appartenance $\mu_{A \cup B}$ pour l'ensemble flou $A \cup B$ est défini comme suit :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max \{ \mu_A(x), \mu_B(x) \} \quad \forall x \in UD \tag{II.8}$$

$$\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) \quad \forall x \in UD \tag{II.9}$$

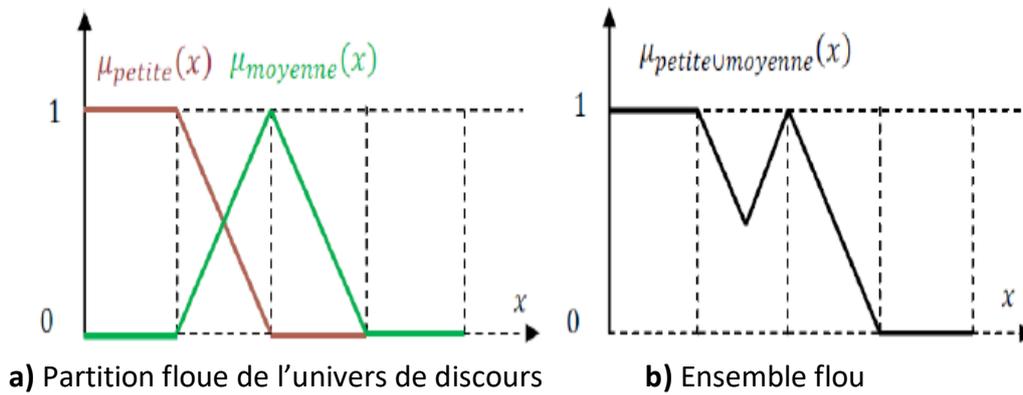


Figure II -9 : Union des sous-ensembles flous «petite » et « moyenne » pour la variablelinguistique L'opérateur "ou" se défini par une co-norme triangulaire (T*) qu'onappelle aussi s-norme (S).

II.2.5.2.Opérateur ET (l'intersection) :

Le sous-ensemble flou, correspondant à l'intersection des sous-ensembles A et B

est défini par les éléments x de l'univers de discours UD qui appartiennent à A et à B.[24]

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

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min \{ \mu_A(x), \mu_B(x) \} \quad \forall x \in UD \quad (II.10)$$

$$\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x) \quad \forall x \in UD \quad (II.11)$$

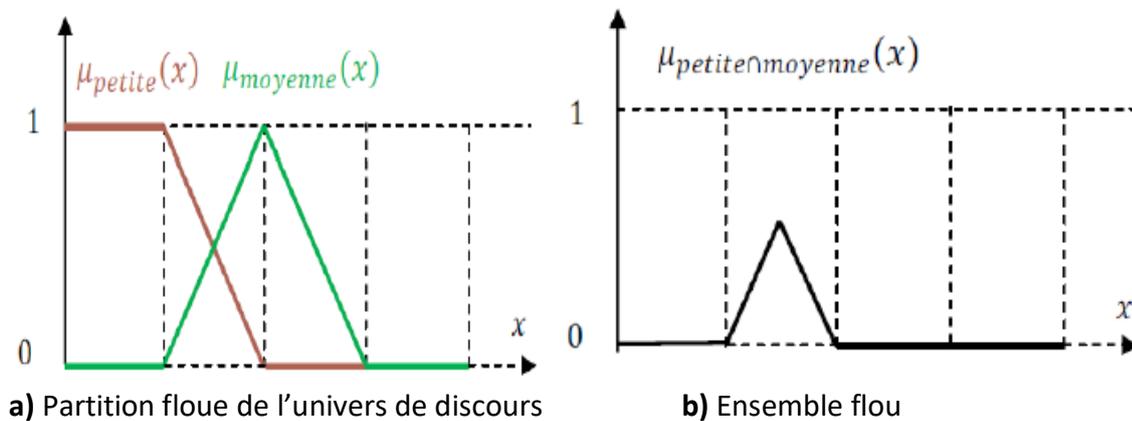


Figure II -10 : Intersection des sous-ensembles flous «petite » et « moyenne » pour la variable Linguistique

L'opérateur "et" se défini par une norme triangulaire (t-norme).

II.2.5.3.Opérateurs NON (complément) :

Comme l'illustre la figure II -11, le sous-ensemble flou complémentaire du sousensemble

A est un sous-ensemble de l'univers de discours UD défini par les éléments x de l'UD qui n'appartiennent pas au sous-ensemble flou A. On peut exprimer ça par :

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad \forall x \in UD \quad (II.12)$$

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

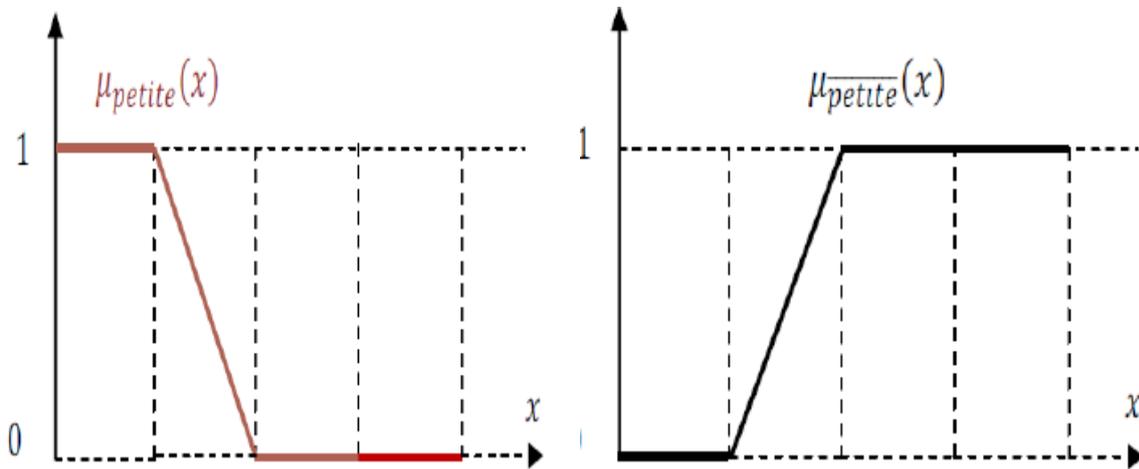


Figure II -11 : Complémentation du sous-ensemble flou «petite».

II.2.5.4. Produit cartésien :

Soit A_1, \dots, A_n des ensembles flous, dans les univers de discours u_1, \dots, u_n respectivement. Le produit cartésien de A_1, \dots, A_n est un ensemble flou dans l'univers de discours $u_1 \cdot u_2 \cdot \dots \cdot u_n$ dont sa fonction d'appartenance est exprimée par :

$$\mu_{A_1.A_2 \dots A_n}(u_1, u_2, \dots, u_n) = \min \{ \mu_{A_1}(u_1), \dots, \mu_{A_n}(u_n) \} \quad (II.13)$$

ou :

$$\mu_{A_1.A_2 \dots A_n}(u_1, u_2, \dots, u_n) = \mu_{A_1}(u_1) \cdot \dots \cdot \mu_{A_n}(u_n) \quad (II.14)$$

II.2.5.5. Relation floue :

Une relation floue est un ensemble flou dans les univers de discours u_1, \dots, u_n . Elle est exprimée comme suit :

$$R_{u_1 u_2 \dots u_n} = \{ ((u_1, \dots, u_n), \mu_{R(u_1, \dots, u_n)}) / u_1, \dots, u_n \in u_1, \dots, u_n \} \quad (II.15)$$

II.2.5.6. La composition sup-star :

Soit R et S deux relations floues dans les univers de discours $U \times V$ et $V \times W$ respectivement, la composition de R et S est une relation floue notée ROS telle que :

$$ROS = \left\{ \left[\left(u, w, \sup \left(\mu_R(u,v) * \mu_S(v,w) \right) \right) \right], u \in U, v \in V, w \in W \right\} \quad (II.16)$$

Avec :* est un opérateur appartient à la norme triangulaire T-norme.[24].

II.2.6.Les méthodes d'inférence :

Les méthodes d'inférence est le véritable cerveau du contrôleur "flou". Il effectue simplement une identité entre les fonctions d'appartenance des entrées et les coefficients de sorties. Par coefficients de sorties, on entend coefficients de modifications des divers sous-ensembles de sorties. Pour obtenir de telles identités, il faut se baser sur des règles prédéfinies. Une règle est une combinaison de variables d'entrées, combinaison qui utilise les opérateurs "flous", tel que le "ET" et le "OU" (min et max). Ainsi pour toutes les combinaisons possibles des entrées, on va définir une règle. Cette règle nous indique à quel sous-ensemble de sortie, le coefficient de modification va être attribué.

Il existe plusieurs méthodes pour calculer la valeur représentative d'un ensemble de sortie, dont les principales sont:

- Méthode d'inférence MIN / MAX
- Méthode d'inférence MAX / PROD
- Méthode d'inférence SOMME / PROD

II.2.6.1.Méthode d'inférence Max-Min :

Principe :

La différence par rapport à la méthode précédente réside dans la manière de réaliser la conclusion "ALORS".

On remarque que les fonctions d'appartenances partielles ici ont la même forme que la fonction d'appartenance dont elles sont issues multipliées par un facteur d'échelle vertical qui correspond au degré d'appartenance obtenu à travers l'opérateur "ET". On l'appelle également "implication de Larsen"[25].

II.2.6.2.Méthode d'inférence Max-produit :

Principe :

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.[26]

II.2.6.3.Méthode d'inférence Max-produit :

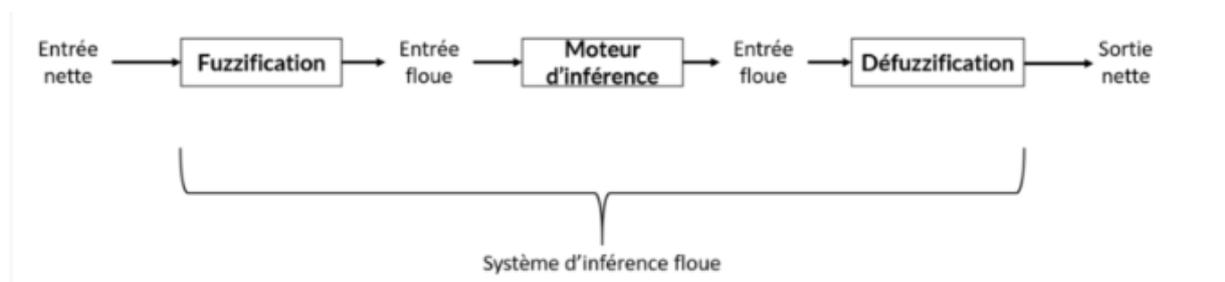
Cette méthode est la plus utilisée car son temps de calcul est court.

Principe :

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.[26]

II.2.7.Structure de base d'un contrôleur flou :

La commande en logique floue permet de s'affranchir de l'utilisation de modèles mathématiques parfois difficiles à obtenir. Sa capacité à traduire la connaissance d'un opérateur humain en règles d'expertise énoncées dans un langage simple en fait une technique très prometteuse. Néanmoins, lorsque le nombre de variables entrant en jeu devient trop important, la base de règles explose très vite, et des problèmes liés à sa réalisation pratique en découlent.



II.2.7.1.Bases de connaissances :

La présente invention concerne un procédé de génération d'une base de connaissances utilisée pour un contrôleur flou programmable comprenant les étapes consistant à déterminer les variables d'entrée et de sortie pertinentes à commander; créer des champs de potentiel artificiels pour chacune desdites variables; échantillonner chacun desdits champs de potentiel afin de générer des fonctions d'appartenance floues; compiler lesdites fonctions d'appartenance floues en ensembles flous; et mapper des ensembles flous d'entrée avec des ensembles flous de sortie à l'aide d'une base de règles. Les variables d'entrée et de sortie pertinentes comprennent : des valeurs minimales, des valeurs maximales, 0 et des valeurs d'équilibre; une pondération d'importance; une valeur de

non linéarité; une direction de commande; et des informations pour savoir si ladite variable est une variable d'entrée ou de sortie. L'invention concerne en outre un contrôleur flou programmable dont la base de connaissances floue est obtenue par ledit procédé.[28]

Remarque : La règle floue peut avoir deux formes telles que[16] :

R_1 : Si x_1 est A_{11} et ... et x_n est A_{1n} Alors y est B_1

ou sous la forme de Sugeno

R_1 : Si x_1 est A_{11} et ... et x_n est A_{1n} Alors $y = f_1(x)$

Avec : $f_1(x)$ est un polynôme.

II.2.7.2.Fuzzification :

L'étape de fuzzification a pour but de transformer une donnée numérique en variable linguistique. Pour cela, le concepteur du système flou doit créer des fonctions d'appartenance. Une fonction d'appartenance est une fonction qui permet de définir le degré d'appartenance d'une donnée numérique à une variable linguistique.

Un opérateur de conjonction (une norme triangulaire, généralement $T_{Zadeh} = \min$) doit être déterminé pour définir le sous ensemble flou conjoint associé à la partie condition de la règle.

Il y a au minimum deux choix de convertir l'entrée numérique en un ensemble flou A définie dans U . [29]

II.2.7.3.Moteur d'inférence

On a déjà défini des fonctions d'appartenance pour les variables qui nous intéressent, c'est déjà pas mal ! Maintenant, comme on l'a vu en introduction, il nous faut définir des règles ! Ces règles vont expliciter comment se comportera le rendement en fonction de nos variables de potentiel de sol et de pluviométrie. Au risque de me répéter encore, dans notre exemple, ces règles sont définies de manière experte ! Nous verrons qu'on peut aussi inférer des règles mais ce n'est pas notre objectif ici. Nous pouvons donc imaginer que nous avons mis en place des expérimentations et que l'on veut construire un système d'inférence floue pour formaliser nos expérimentations et nos résultats. Ce système sera ensuite utilisé pour faire par exemple de nouvelles prédictions lorsque l'on aura de nouvelles données. Imaginons donc que je définisse les règles suivantes [30].

- Règle 1 : Si le potentiel de sol est fort OU la pluviométrie est forte alors le rendement est fort
- Règle 2 : Si le potentiel de sol est moyen, alors le rendement est moyen
- Règle 3 : Si le potentiel de sol est faible ET la pluviométrie est faible, alors le rendement est faible

Montrons par l'exemple ce qui se passe avec la règle 1. La règle 1 s'active si et seulement si le potentiel de sol est fort OU la pluviométrie est forte. Imaginons que j'ai un potentiel de sol « fort », disons 8, et une pluviométrie « forte », disons 600mm (figure II -12).[30]

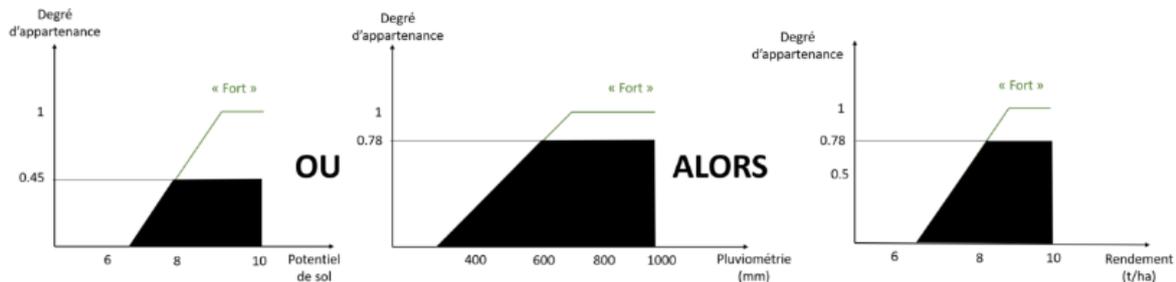


Figure II -12 : Activation de la règle n°1 de notre système d'inférence floue

II.2.7.4.La Défuzzification :

Les méthodes d'inférence fournissent une fonction d'appartenance résultante $\mu_{res}(z)$. Mais, l'organe de commande nécessite un signal de commande précis (réel) à son entrée ; donc il faut prévoir une transformation de cet ensemble flou en une grandeur précise.

Cette transformation est appelée : défuzzification. Il existe plusieurs stratégies de défuzzification[16]

Les plus utilisées sont :

- la méthode du centre de gravité.
- la méthode des hauteurs pondérées .
- la méthode de la moyenne des maximums.
- méthode du maximum.

II.2.7.4.1.la méthode du centre de gravité :

Cette méthode est la plus utilisée dans les contrôles flous, elle génère le centre de gravité \bar{y} de la fonction d'appartenance issue de l'inférence. L'abscisse du centre de gravité peut être déterminé à l'aide de la relation suivante[31] :

$$\bar{y} = \frac{\int y \cdot \mu_{res}(y) dy}{\int \mu_{res}(y) dy} \quad (II.17)$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface.

La détermination du centre de gravité nécessite une envergure de calcul assez importante, surtout pour l'exécution en temps réel. De ce fait, cette méthode est la plus coûteuse en temps de calcul.

II.2.7.4.2.la méthode des hauteurs pondérées :

Au fond, cette méthode n'est rien d'autre qu'un cas particulier de la méthode du centre de gravité. Dans ce cas, nous choisissons comme fonctions d'appartenance pour la variable de sortie, des barres (rectangles de largeurs étroites), et nous aboutissons à une simplification notable de la détermination de l'abscisse du centre de gravité. L'abscisse du centre de gravité se calcule alors à l'aide de la relation suivante[32].

$$\bar{y} = \frac{\sum_{i=1}^M \mu_i \bar{y}_i}{\sum_{i=1}^M \mu_i} \quad (\text{II.18})$$

où M est le nombre de règles, μ_i est le degré de confiance ou d'activation de la règle Ri et \bar{y} est l'abscisse du centre de gravité de l'ensemble flou de la variable de sortie associée à la règle Ri.

II.2.7.4.3.la méthode de la moyenne des maximums :

Cette stratégie génère une commande qui représente la valeur moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.[33]

II.2.7.4.4.méthode du maximum:

Cette stratégie génère une commande qui représente la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence. Cependant, cette méthode présente un certain inconvénient lorsqu'il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.[33]

II.2.8.Développement du contrôleur flou :

Le développement d'un contrôleur en logique floue pour intégration dans Simulink est très simple si on possède la boîte à outils FuzzyLogic de Matlab. Cette boîte à outils ajoute les composantes nécessaires dans Simulink. Ce guide sert seulement pour l'intégration de la logique floue dans Simulink; ce n'est pas un guide sur le design de contrôleurs PID. Pour commencer Simulink, il suffit de taper la commande simulink à la ligne de commandes de Matlab. Le contrôleur à logique floue est situé sous les options FuzzyLogicToolbox, comme montré la figure II -13.

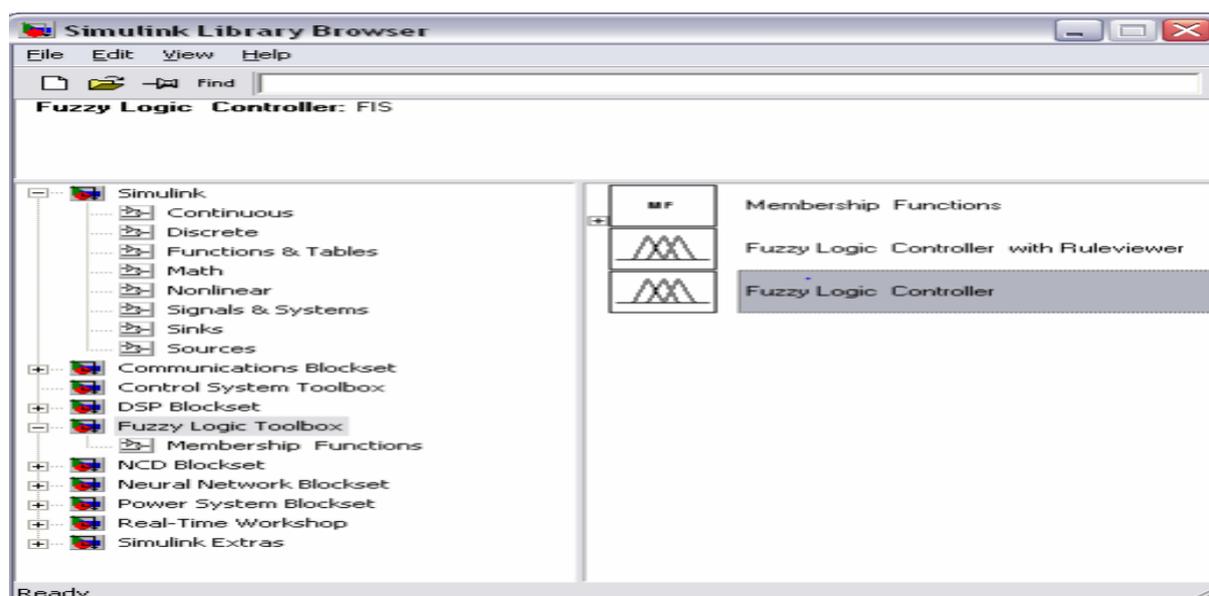


Figure II -13: Le contrôleur du logique floue dans Simulink

La composante FuzzyLogic Controller est celle utilisée. La composante FuzzyLogic Controller withRuleviewer est presque la même chose, sauf que l'éditeur qui permet de voir l'inférence et la défuzzification s'ouvre lors d'une simulation.[34]

II.3.1.Généralité sur les réseaux de neurones :

Tout d'abord, le réseau de neurones est un concept. Ce n'est pas physique. Le concept de réseaux de neurones artificiels (Artificial Neural Networks ANN) a été inspiré par les neurones biologiques. Dans un réseau de neurones biologiques, plusieurs neurones travaillent ensemble, reçoivent des signaux d'entrée, traitent des informations et déclenchent un signal de sortie.[35]

Un réseau de neurones est une succession de couches de neurones telles que le nombre de neurones sur chaque couche est égal au nombre d'entrées des neurones de la couche suivante.

- La première couche contient des neurones factices qui transmettent les entrées fournies au réseau, c'est la couche d'entrée.
- La dernière couche est appelée couche de sortie et fournit le résultat du réseau.
- Les autres couches sont appelées couches cachées.[36]

Les réseaux de neurones ne sont pas un modèle nouveau. En effet ils ont été introduits dès les années 50 – le perceptron est présenté en 1958[37]. Cependant ils sont tombés en désuétude dans les années 70 car trop coûteux en calculs. Ils redeviennent un sujet d'intérêt dans les années 90 et

connaissent actuellement leur heure de gloire grâce aux architectures profondes – deep learning – et à la puissance de calcul proposée par les GPU.

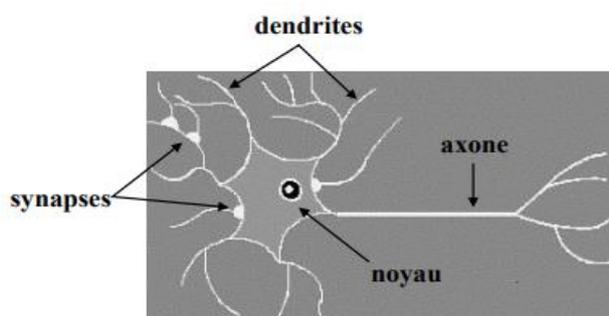
II.3.2.Neurone biologique et neurone artificiel :

De la même manière que nous parlons d'intelligence artificielle, nous utilisons également le terme de « neurone artificiel ». Il s'agit d'un programme informatique qui se construit selon le schéma de fonctionnement du neurone biologique.

Qu'est-ce qu'un neurone artificiel? Peut-on le comparer à un neurone du cerveau? Nous décrivons brièvement l'un et l'autre avant de nous pencher sur cette question.

II.3.2.1.Neurone biologique:

Le neurone, que nous dénommerons par la suite « neurone biologique » pour le distinguer du « neurone artificiel » des informaticiens, est une cellule spécialisée de l'organisme. Il est l'unité de base de notre cerveau qui en contiendrait 86 milliards. Assemblés en réseau, les neurones donnent naissance à la pensée humaine et à ce que nous nommons intelligence. Mais ils ne sont pas les seules cellules du cerveau. D'autres types cellulaires jouent un rôle fondamental et participent au processus neuronal. Sans eux, les neurones ne pourraient exister. [37]



Cerveau humain :
~10¹⁰ neurones
~10⁴ connexions/neurone

Figure II -14:Schéma d'un neurone biologique

Mais seuls les neurones, ou plus exactement leurs propriétés électriques, ont inspiré les inventeurs du «neurone artificiel». En effet, le neurone biologique a la particularité de produire, sous certaines conditions, un signal électrique et de le transmettre. C'est par ce signal électrique que se fait la diffusion du message nerveux.[38]

II.3.2.2.Neurone formel (artificiel) :

Un réseau de neurones artificiels ou Neural Network est un système informatique s'inspirant du fonctionnement du cerveau humain pour apprendre. Découvrez tout ce que vous devez savoir sur cette technologie d'intelligence artificielle de la famille du Deep Learning.

Un réseau de neurones artificiels, ou Artificial Neural Network en anglais, est un système informatique matériel et / ou logiciel dont le fonctionnement est calqué sur celui des neurones du cerveau humain.[39]

Le premier modèle de neurone artificiel a été conçu 1943 par McCulloch et Pitts.

C'est un modèle mathématique qui reprend les principes de fonctionnement du neurone biologique.

Un neurone artificiel effectue une somme des potentiels d'actions qui lui parviennent. Chacun de ces potentiels est une valeur numérique qui représente l'état du neurone qui l'a émis. Chacun des potentiels est associé à un poids synaptique servant de pondération. Suivant le résultat de cette somme pondérée, le neurone peut se comporter de deux manières[31].

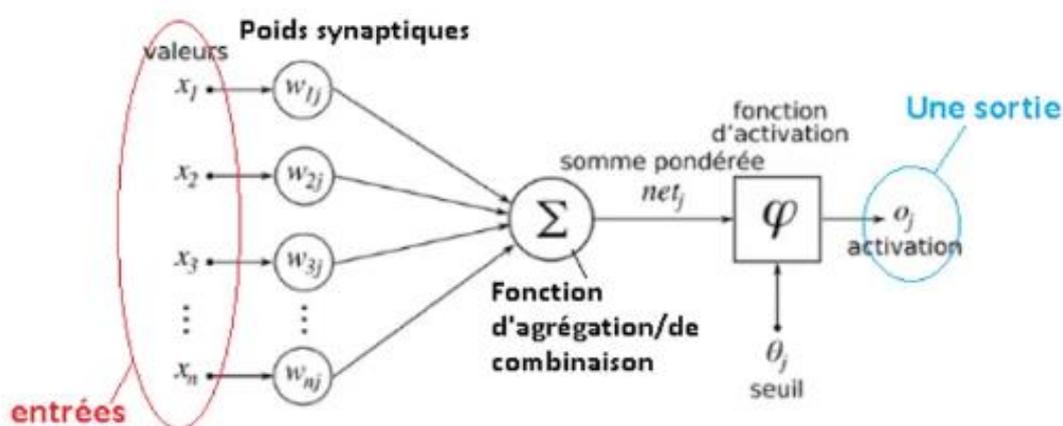


Figure II -15: Neurone artificiel

II.3.3.Architecture des réseaux de neurones :

Un neurone artificiel reçoit en entrée des données et, après avoir opéré une transformation sur ces données, il donne en sortie un résultat. Ce résultat peut être utilisé en entrée d'un autre neurone qui à son tour produira un autre résultat. Un réseau de neurones est constitué d'un ensemble de neurones répartis sur un ensemble de couches. L'architecture d'un réseau de neurones est déterminée par la nature des liens entre ses neurones et aussi la manière dont ils sont répartis. La figure suivante donne un exemple d'un réseau de neurones avec une couche d'entrée, deux couches cachées et une couche de sortie.[41]

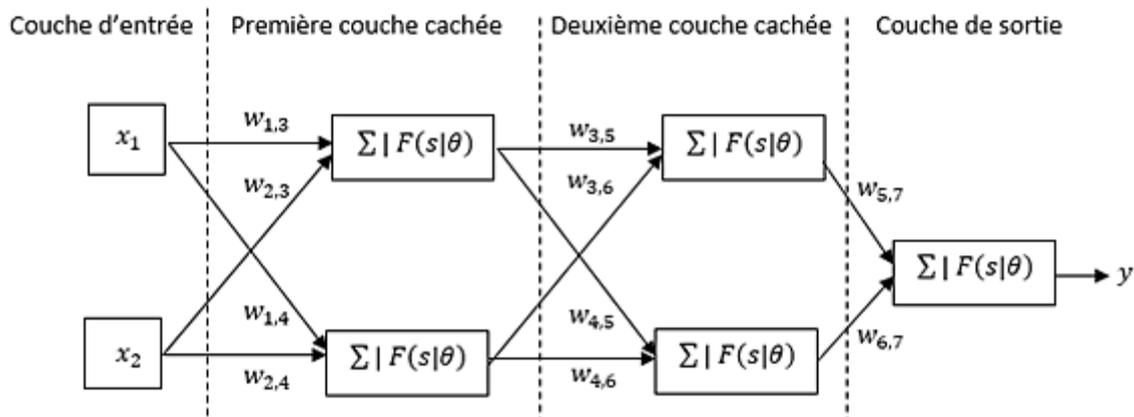


Figure II -16:Un réseau de neurones avec deux couches cachées

Le perceptron multicouche (PMC) est un réseau composé de couches successives. Une couche est un ensemble de neurones n'ayant pas de connexion entre eux. Une couche d'entrée lit les signaux entrant, un neurone par entrée x_j , une couche en sortie fournit la réponse du système. Selon les auteurs, la couche d'entrée qui n'introduit aucune modification n'est pas comptabilisée. Une ou plusieurs couches cachées participent au transfert. Dans un perceptron, un neurone d'une couche cachée est connecté en entrée à chacun des neurones de la couche précédente et en sortie à chaque neurone de la couche suivante.[42]

II.3.3.1. couche cachée :

Les couches de réseau neuronal cachées sont configurées de différentes manières. Dans certains cas, les entrées pondérées sont attribuées de manière aléatoire. Dans d'autres cas, ils sont ajustés et calibrés selon un processus appelé rétropropagation. Dans les deux cas, le neurone artificiel de la couche cachée fonctionne comme un neurone biologique dans le cerveau: il prend en charge ses signaux d'entrée probabilistes, les exploite et les convertit en une sortie correspondant à l'axone du neurone biologique.

De nombreuses analyses de modèles d'apprentissage automatique se concentrent sur la construction de couches cachées dans le réseau de neurones. Il existe différentes manières de configurer ces couches cachées pour générer différents résultats - par exemple, des réseaux de neurones convolutifs se concentrant sur le traitement d'images, des réseaux de neurones récurrents contenant un élément de mémoire et de simples réseaux de neurones à anticipation fonctionnant de manière simple avec des données d'apprentissage ensembles.[43]

II.3.3.2. Les réseaux de neurones non bouclés :

Un réseau de neurone non bouclé est représenté graphiquement par un ensemble de neurones connectés entre eux, l'information circulant des entrées vers la ou les sortie(s) sans retour en

arrière. Ceci est un perceptron multi-couches. Il est défini grâce à une architecture vérifiant les propriétés suivantes : La première couche est composée par n cellules d'entrées, qui correspondent aux n variables. Les couches $C_1 \dots C_{q-1}$ sont les couches dites cachées et C_q est la couche de sortie(s). Les entrées d'une cellule d'une couche i ($i \geq 1$) sont toutes les cellules de la couche précédente et aucune autre cellule.[44]

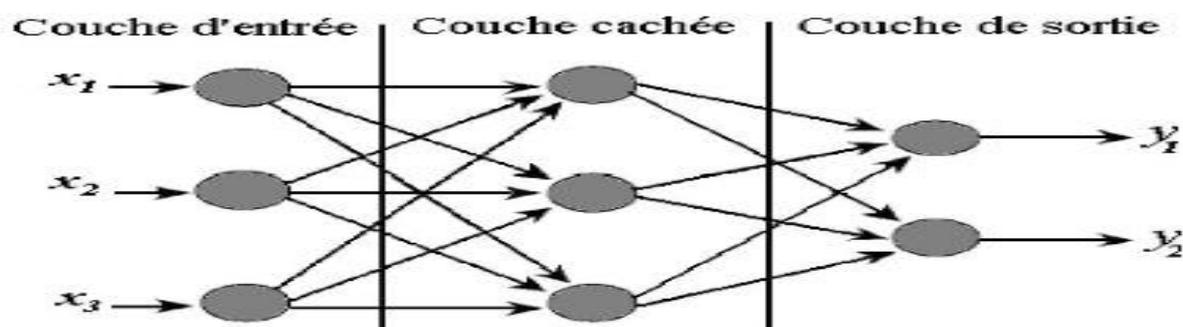


Figure II -17: Réseau non bouclé.

II.3.3.3. Réseaux de neurones bouclés :

L'architecture la plus générale, pour un réseau de neurones, est celle des « réseaux bouclés », dont le graphe des connexions est cyclique : lorsque l'on se déplace dans le réseau en suivant le sens des connexions, il est possible de trouver au moins un chemin qui revient à son point de départ (un tel chemin est désigné sous le terme de « cycle »). La sortie d'un neurone du réseau peut donc être fonction d'elle-même ; ceci n'est évidemment concevable que si la notion de temps est explicitement prise en considération. Ainsi, à chaque connexion d'un réseau de neurones bouclé (ou à chaque arête de son graphe) est attaché, outre un paramètre comme pour les réseaux non bouclés, un retard, multiple entier (éventuellement nul) de l'unité de temps choisie. Une grandeur, à un instant donné, ne pouvant pas être fonction de sa propre valeur au même instant, tout cycle du graphe du réseau doit contenir au moins une arête dont le retard n'est pas nul. Un réseau de neurones bouclé à temps discret réalise une (ou plusieurs) équation(s) aux différences non linéaires, par composition des fonctions réalisées par chacun des neurones et des retards associés à chacune des connexions.[45]

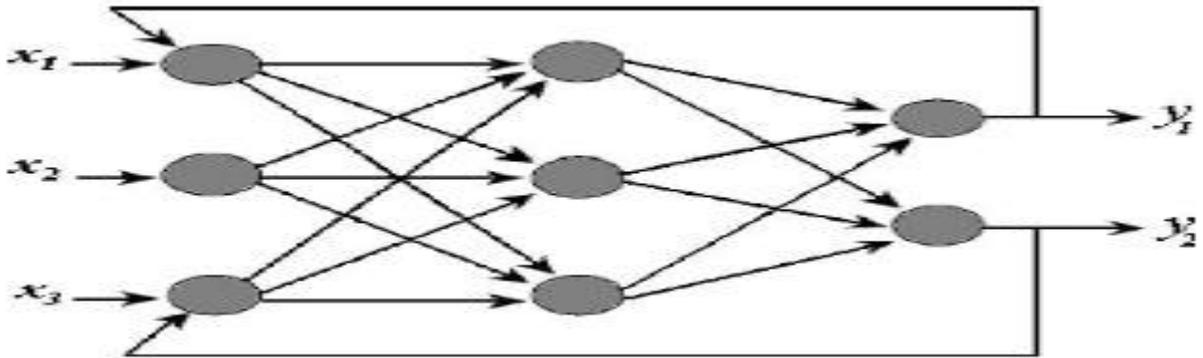


Figure II -18: Réseau bouclé.

II.3.4. L'apprentissage d'un réseau de neurones :

En effet, les réseaux de neurones peuvent trouver le lien qui unit des valeurs de sortie à celles en entrée, et ce, même lorsqu'on ne connaît pas cette fonction a priori. Afin de parvenir à ce résultat, il faut « entraîner » le modèle, à l'aide d'un jeu de données initial.

Celui-ci est alors divisé en deux parties : une pour l'apprentissage, l'autre pour tester le réseau. Dans un premier temps, on va donc soumettre des données d'entraînement au programme, qui comprennent des valeurs d'entrée, ainsi que les valeurs de sortie attendues. Au début, le réseau de neurones va tenter de calculer les résultats, mais avec peu d'informations, et va donc commettre des erreurs. On va ensuite ajuster ses paramètres, de sorte à réduire ces écarts à chaque itération[46].

II.3.4.1.Apprentissage supervisé :

Dans l'apprentissage supervisé, un superviseur qui connaît parfaitement la sortie désirée ou correcte, guide le réseau en lui apprenant à chaque étape le bon résultat. Donc l'apprentissage ici, consiste à comparer le résultat obtenu avec le résultat désiré, puis à ajuster les poids des connexions pour minimiser la différence entre les deux comme l'indique la Figure suivante.

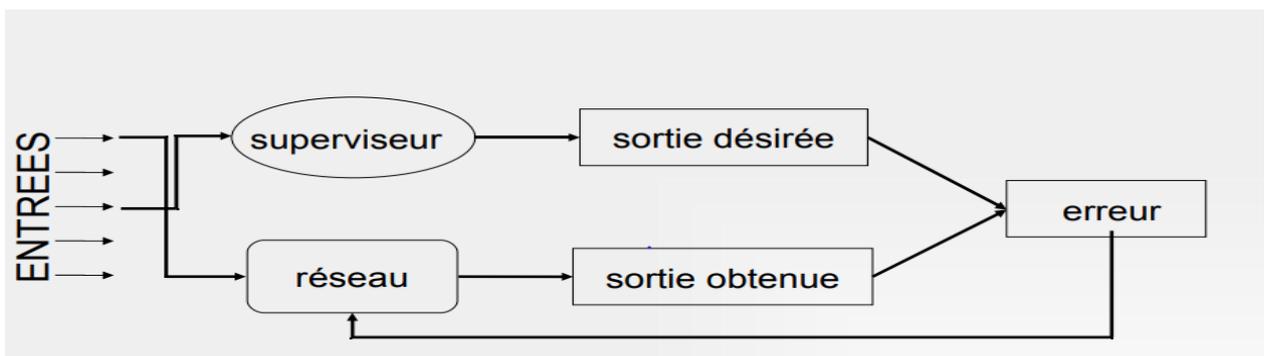


Figure II -19: Principe de l'apprentissage supervisé

Dans cette figure, le système à apprendre constitue un superviseur pour le réseau. Le Réseau connexionniste prend comme stimulus le même vecteur des variables explicatives que le système. Ce dernier, en réponse à l'entrée présentée, fournit une sortie désirée qui représente pour le réseau le comportement de référence. Parmi les algorithmes à apprentissage supervisé, on reconnaît dans la littérature l'algorithme à Rétro-propagation du gradient.[47]

Les algorithmes d'apprentissage supervisé consommant des données et des annotations (on dit aussi labels ou étiquettes)

Sur le plan de la modélisation mathématique, l'apprentissage supervisé consiste à apprendre une fonction qui à partir des données d'entrée et des résultats attendus (une matrice X par exemple et un vecteur Y) pourra établir la relation :

$$Y \approx f(X) \quad (II.19)$$

II.3.4.2.Apprentissage non supervisé :

Les algorithmes d'apprentissage non supervisé ne consommant que des données sans aucune annotation.

Dans le cadre de l'apprentissage non supervisé, l'objectif cette fois est de déduire la structure naturelle présente dans les données car nous ne disposons pas des résultats attendus (on se base uniquement sur la matrice X , nous n'avons pas de vecteur Y).[48]

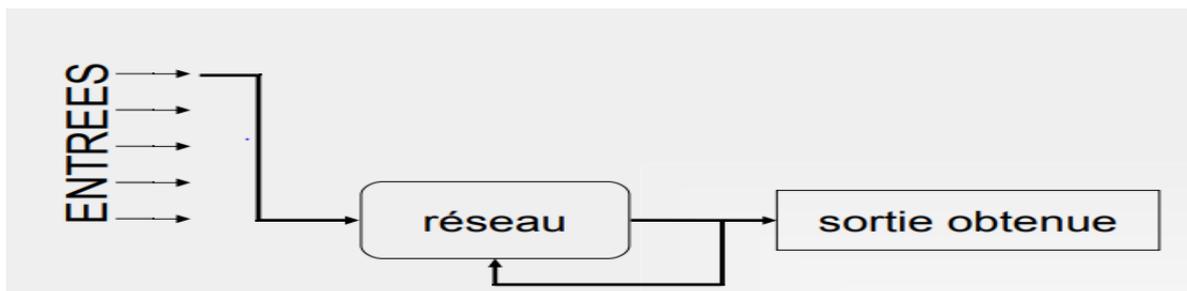


Figure II -20:Apprentissage non supervisé

II.3.4.3.Apprentissage auto-supervisé :

L'apprentissage auto-supervisé est une méthode d'apprentissage automatique en intelligence artificielle . Cette méthode d'apprentissage est devenue le standard dans le domaine du traitement

langage naturel[11] : ALBERT et ROBERTa reposent sur cette méthode, par l'intermédiaire d'algorithmes auto-encodeurs.

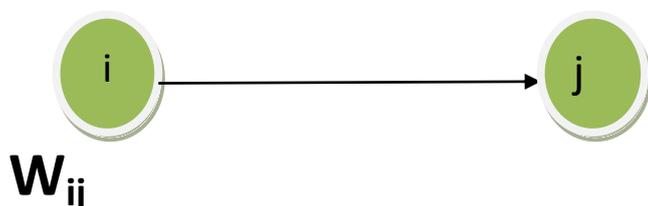
Yann Le Cun, lauréat du Prix Turing 2018 pour ses travaux sur l'apprentissage profond compare cette méthode à du « remplissage de trou et donne pour cela un exemple simple : elle permet d'analyser les images de début et de fin d'une séquence vidéo et d'entraîner un algorithme à prédire les images intermédiaires.[49]

L'apprentissage auto-supervisé (self supervised learning) est proposé pour utiliser des données non étiquetées avec les bons côtés de l'apprentissage supervisé. La production d'un ensemble de données avec de bonnes étiquettes est coûteuse, alors que des données non étiquetées sont générées en permanence. L'idée principale de l'apprentissage auto-supervisé est de générer des étiquettes à partir de données non étiquetées, selon la structure ou les caractéristiques des données elles-mêmes, puis de s'entraîner sur ces données non supervisées de manière supervisée.

L'apprentissage auto-supervisé est très utilisé dans l'apprentissage des représentations pour qu'un modèle apprenne les caractéristiques latentes des données. Cette technique est souvent utilisée en computer vision, dans du traitement vidéo et la robotique.[50]

II.3.5.Règles d'apprentissage des réseaux de neurones :

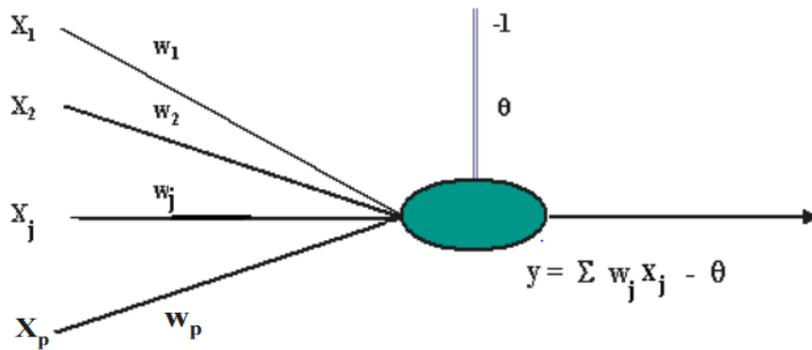
L'apprentissage consiste à modifier le poids des connexions entre les neurones



II.3.6. Différents modèles des réseaux de neurones :

II.3.6.1.Le modèle ADALINE (Widrow-Hoff, 1958) :

ADApativeLINEar model, il s'agit d'un simple modèle de régression linéaire[53] :



II.3.6. 2.Modèle de Hopfield (1982) :

mémoriser des formes, des motifs [52]

Constitution d'une mémoire :

- distribuée (contenue par l'ensemble du réseau)
- associative (permettant le rappel à partir d'une informatio partielle ou bruitée)
- fabriquée par apprentissage

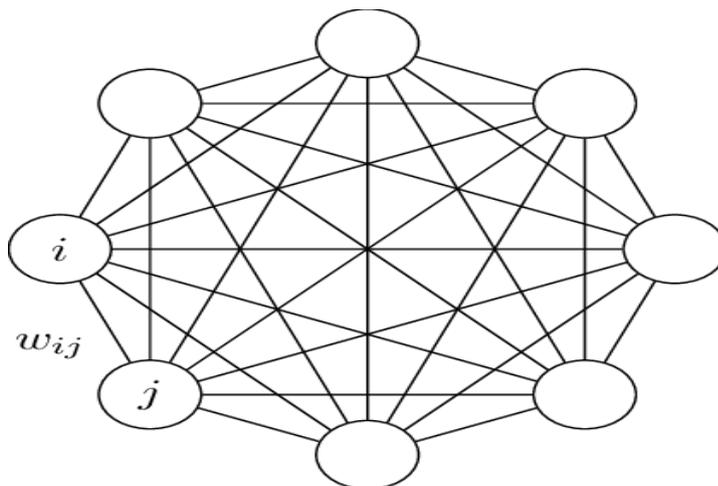


Figure II -21:Schéma de modèle de Hopfield

II.3.6.3.Le perceptron multicouches :

Le perceptron multicouche où encore multilayers perceptron en anglais est le premier réseau de neurones à avoir trouvé de nombreuses applications pratiques telles que la reconnaissance de fleurs, la détection de fraudes, etc.. Il peut être utilisé pour toutes tâches de classification

supervisées. De nos jours, il est l'un des modèles les plus populaires, et est implémenté par de nombreuses bibliothèques telles que TensorFlow, Weka, Scikit-Learn, etc.[53]

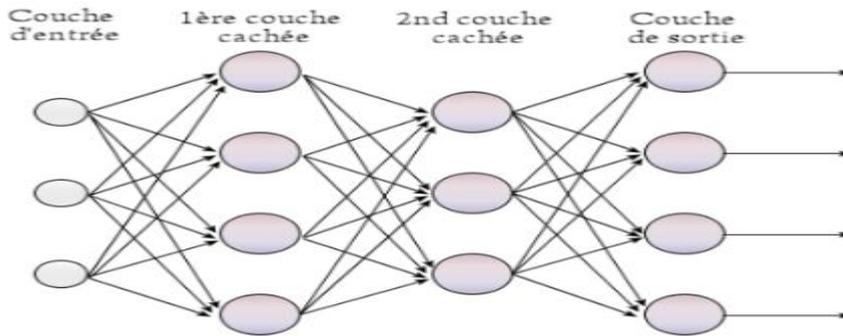


Figure II -22: Schéma du perceptron multi-couche

II.3.6.4.Modèle de Kohonen :

Les cartes autoadaptatives, cartes auto-organisatrices ou cartes topologiques forment une classe de réseau de neurones artificiels fondée sur des méthodes d'apprentissage non-supervisées.

Elles sont souvent désignées par le terme anglais self organizingmaps (SOM), ou encore cartes de Kohonen du nom du statisticien ayant développé le concept en 1984. La littérature utilise aussi les dénominations : « réseau de Kohonen », « réseau autoadaptatif » ou « réseau autoorganisé ».

Elles sont utilisées pour cartographier un espace réel, c'est-à-dire pour étudier la répartition de données dans un espace à grande dimension. En pratique, cette cartographie peut servir à réaliser des tâches de discrétisation, quantification vectorielle ou classification.[54]

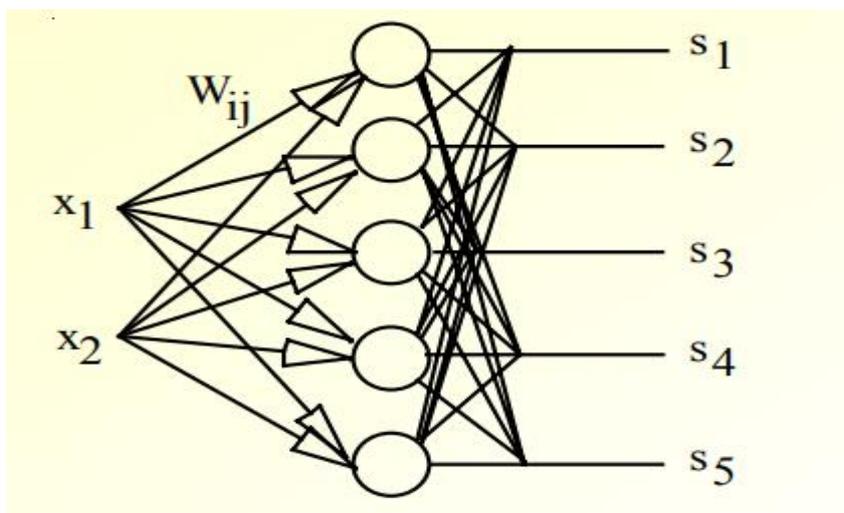


Figure II -23 : Schéma de carte de Kohonen

II.4. conclusion :

Nous avons essayé de présenter dans ce chapitre la stratégie de la commande vectorielle à flux rotorique orienté, on a détaillé beaucoup plus de la commande vectorielle, nous nous sommes intéressés aussi à l'utilisation de la logique floue et réseau de neurone en commande.

Dans le chapitre suivant, on s'intéressera au la commande directe du couple et les techniques d'intelligence artificielle appliquée a la DTC avec un régulateur PI, floue et neuronale .

Chapitre III

Application de la logique floue et réseau de neurone a la DTC

III.1.Introduction :

L'homme a réussi dans une grande partie de ces recherches à rendre leurs réactions similaires a celles de l'être humain, et c'est a ce moment-la que l'intelligence artificielle est introduite dans les commandes modernes. Bien que déjà présents dans d'autres sujets de recherche en électrotechnique et d'autres domaines, les réseaux de neurones et la logique floue , présentent les grands titres de cette intelligence artificielle et ne cessent guère de présenter de nouvelles applications dans le domaine de la commande des machines électriques [10].

Dans ce chapitre, nous voulons savoir, quel pourrait être l'apport de ces méthodes appliquées a la commande des machines électriques.

Ces techniques touchent plusieurs disciplines en même temps, il est évidemment impossible de cerner toutes les possibilités et les combinaisons ou peuvent intervenir ces techniques. On va dans cette partie d'étude examiner la régulation par DTC d'un MAS et son optimisation par ces techniques intelligentes. Il nous apparait nécessaire de commencer par présenter ces méthodes, brièvement, puis d'expliquer les manières les plus simples de les mettre dans quelques applications concernant la DTC.

III.2.Modèle vectorielle de la MAS :

Le modèle vectoriel de la machine asynchrone est décrit par les équations suivantes

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_s + j \omega_s \bar{\Phi}_s \\ 0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + j \omega_r \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (III.1)$$

Avec : $\bar{x} = x_d + jx_q$ (\bar{x} : représente le flux, les courants et les tensions)

Pour écrire le modèle de la MAS avec l'état $(\bar{i}_s, \bar{\Phi}_r)$ on réalise les changements suivants : (III.2)

$$\bar{\Phi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \quad \bar{\Phi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \Rightarrow \bar{i}_r = \frac{\bar{\Phi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r L_s} \bar{\Phi}_s$$

$$\bar{\Phi}_s = L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r - \frac{M^2}{L_r} \bar{i}_s = L_s \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \right) \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \quad (III.3)$$

$$\bar{\Phi}_s = \sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \quad (III.4)$$

(III.4) dans l'équation de la tension statorique et (III.5) dans l'équation de la tension rotorique donne

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{i}_r = \frac{1}{L_r} \bar{\Phi}_r - \frac{M}{L_r} \bar{i}_s \\ \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \left(\sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \right) + j \omega_s \left(\sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \right) \end{array} \right. \quad (III.6)$$

$$(III.5) \left\{ \begin{array}{l} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \left(\sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \right) + j \omega_s \left(\sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \right) \\ 0 = R_r \left(\frac{1}{L_r} \bar{\Phi}_r - \frac{M}{L_r} \bar{i}_s \right) + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + j \omega_r \bar{\Phi}_r \end{array} \right. \quad (III.6)$$

$$0 = \frac{-MR_r}{L_r} \bar{i}_s + \left(\frac{R_r}{L_r} + j \omega_r \right) \bar{\Phi}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r \quad (III.7)$$

$$0 = \frac{-MR_r}{L_r} \bar{i}_s + \left(\frac{R_r}{L_r} + j \omega_r + S \right) \bar{\Phi}_r ; \bar{\Phi}_r = \Phi_{dr} \text{ (l'orientation du flux rotorique)} \quad (III.8)$$

On décompose l'équation en partie réelle et imaginaire, on aura

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = \frac{-MR_r}{L_r} \text{ids} + \left(\frac{R_r}{L_r} + S \right) \bar{\Phi}_r \text{ (partie réelle)} \\ 0 = \frac{-MR_r}{L_r} \text{iqs} + \omega_r \Phi_r \Rightarrow \text{iqs} = \frac{\omega_r L_r}{R_r M} \Phi_r \text{ (partie imaginaire)} \end{array} \right. \quad (III.9)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{ids} = \frac{S + \frac{R_r}{L_r}}{\frac{MR_r}{L_r}} \Phi_r = \frac{S + \frac{1}{T_r}}{\frac{M}{T_r}} \Phi_r = \frac{T_r S + 1}{M} \Phi_r \\ \text{iqs} = \frac{T_r \omega_r}{M} \Phi_r \end{array} \right. \quad (III.10)$$

La relation de i_{ds} signifie que dans le modèle de la machine asynchrone dans le repère (d, q) à flux rotorique orienté, le module de ce flux est contrôlé linéairement par la composante directe du courant statorique i_{ds} moyennant une dynamique du premier ordre avec la constante de temps T_r [59].

$$\bar{V}_r = 0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + j \omega_r \bar{\Phi}_r \quad (III.11)$$

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - \omega_r \Phi_{qr} = 0 \quad (*)$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + \omega_r \Phi_{dr} \quad (**)$$

$$(*) \Rightarrow 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} \quad (III.12)$$

$$\Phi_{dr} = Cte \Rightarrow \frac{d}{dt} \Phi_{dr} = 0 \quad (III.13)$$

D'après ces propriétés on peut écrire:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{rq} = 0 \\ \Phi_{rd} = \Phi_r = cst \\ i_{rd} = 0 \end{array} \right. \quad (III.14)$$

On remplace ce système dans les équations des flux, on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_r = M i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

À partir de la dernière équation de ce système on aura l'équation suivante :

$$i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{sq} \quad (\text{III.16})$$

On remplace le système(II.14) dans la formule de couple électromagnétique on aura :

$$C_e = \frac{PM}{L_r} \Phi_r i_{sq} \quad (\text{III.17})$$

Ou encore, le couple devient:

$$C_e = K_2 i_{sd} i_{sq} \quad (\text{III.18})$$

Avec:

$$K_2 = \frac{PM^2}{L_r} \quad (\text{III.19})$$

La présente expression est analogue à celle du couple d'une machine à courant continu. La figure **III -1** illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplé classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone. Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor, telle que la relation suivante [58]:

$$\omega_s = \omega_r + \omega = P\Omega_r + \omega \quad (\text{III.20})$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (\text{III.21})$$

III.3. Structure de la CV-OFR de la MAS alimentée en tension :

Dans ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor. Les grandeurs de commande sont les tensions statoriques (V_{sd}) et la vitesse du champ tournant (ω_s). Considérons les deux tensions statoriques (V_{ds} , V_{qs}) comme variables de commande, les deux courants statoriques (i_{ds} , i_{qs}), le flux rotorique (Φ_r) et la vitesse mécanique (Ω) comme variables d'état, nous obtenons le modèle de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension par orientation du flux rotorique.

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma.Ts.\frac{di_{ds}}{dt} + i_{ds} = \frac{V_{ds}}{R_s} + \sigma.Ts.\omega_s.i_{qs} - \frac{T_s.(1-\sigma)d\phi_r}{M dt} \\ \sigma.Ts.\frac{di_{qs}}{dt} + i_{qs} = \frac{V_{qs}}{R_s} - \omega_s[\sigma.Ts.i_{qs} + \frac{T_s.(1-\sigma)}{M} \phi_r] \\ T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = M i_{ds} \\ \omega_r = \frac{M i_{qs}}{T_r \phi_r} \\ C_e = \frac{P.M}{L_r} \phi_r . i_{qs} \\ \frac{J d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f . \Omega_r \end{array} \right. \quad (III.22)$$

III.4. Commande direct du couple d'une MAS :

Le contrôle direct du couple, venu du terme anglais " Direct Torque Control (DTC)", des machines asynchrones proposé par Takachachi et Depenbrok est apparu dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielles des méthodes classiques[60]. Dans un repère lié au stator, les valeurs instantanées du flux statorique du couple électromagnétique sont estimées à partir des grandeurs statoriques. En utilisant des comparateurs à hystérésis, le flux et le couple sont contrôlés directement et indépendamment avec une sélection appropriée du vecteur de tension imposé par l'onduleur [61]. La DTC ou (direct torque contrôle) est une régulation du couple de la machine asynchrone, par l'application des différents vecteurs des tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les variables contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique, elles sont habituellement contrôlées par des régulateurs à hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimale à appliquer à chaque instant de commutation [62].

III.4.1. Principes généraux de la commande DTC :

Le contrôle direct du couple DTC est basé sur l'orientation du flux statorique, en utilisant les valeurs instantanées du vecteur tension. Un onduleur triphasé peut fournir huit vecteurs tensions de basse instantanée, parmi lesquels deux sont nuls. Ces vecteurs sont choisis à partir d'une table de commutation en fonction des erreurs du flux et du couple et de la position du vecteur flux statorique. Dans cette technique, on a plus besoin de la position du rotor pour choisir le vecteur de tension, cette particularité définit la DTC comme une méthode bien adaptée pour le contrôle sans capteur mécanique des machines à courant alternatif [61].

- A partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants des phases statoriques, le modèle donne à chaque instant :
- Le flux statorique réel dans le moteur.
- Le couple réel qu'il développe.
- La position du secteur.

ce qui conduit à un contenu riche en harmoniques qui fait augmenter les pertes et amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques[73].

III.4.3.Stratégie de la commande DTC

La stratégie de commande de couple et de flux qui a été proposée par "Takahashi" est basée sur l'algorithme suivant :

- le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e réduites ($T_e \leq 50 \mu s$).
- pour chaque instant, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase du MAS.
- on reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique.
- on estime le couple électromagnétique du MAS, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes.
- on détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique [63].

III.5.Modélisation de l'onduleur de tension :

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et à fréquences variables à partir d'un réseau standard (220/380 V, 50 Hz) après redressement, la tension filtrée U_0 est appliquée à l'onduleur. Il est le cœur de l'organe de commande de la MAS et peut être considéré comme un amplificateur de puissance [64].

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne suivante[65]:

- $S_{a,b,c}=1$: Interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) fermé.
- $\bar{S}_{a,b,c}=0$: Interrupteur du demi-bras bas (a, b ou c) ouvert.

La figure III -3 représente le schéma d'un onduleur triphasé alimentant la machine (MAS)

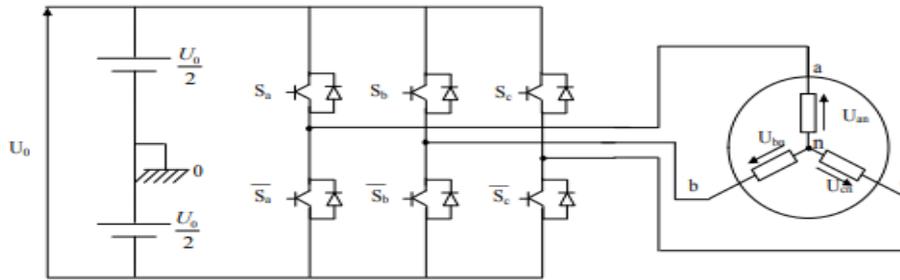


Figure III -3 :Schéma d'un onduleur triphasé

Pour simplifier l'étude de l'onduleur, on supposera que[65] :

- la commutation des interrupteurs est instantanée.
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Les tensions composées à la sortie du pont de l'onduleur triphasée (figure III -4) sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

U_{ao}, U_{bo}, U_{co} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continu). Soit "n" l'indice du point neutre du coté alternatif, on a :

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

U_{an}, U_{bn}, U_{cn} ont les tensions simples de la machine et U_{no} la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est considérée équilibrée et le neutre isolé alors :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (\text{III.25})$$

La substitution de (II.25) dans (II.24) aboutit à :

$$U_{no} = \frac{1}{3} (U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (\text{III.26})$$

En remplaçant (II.26) dans (II.24) , on obtient :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3}U_{ao} + \frac{1}{3}U_{bo} + \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bn} = \frac{1}{3}U_{ao} + \frac{2}{3}U_{bo} + \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{cn} = \frac{1}{3}U_{ao} + \frac{1}{3}U_{bo} + \frac{2}{3}U_{co} \end{cases} \quad (III.27)$$

On peut écrire le système d'équation(II.26) on utilisant les variables booliennes de l'état des interrupteur on a :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_0}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_0}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_0}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (III.28)$$

III.5.1. Contrôle de l'onduleur par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) :

La modulation de la largeur d'impulsions consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former pendant chaque alternance une tension de sortie constituée d'une succession de créneaux de largeurs convenables.

La méthode de contrôle par MLI fait comparer un signal modulateur de forme sinusoïdal avec un signal porteuse de forme triangulaire, les sorties du comparateur sont connectées aux interrupteurs ($S_{a,b,c}$) [66].

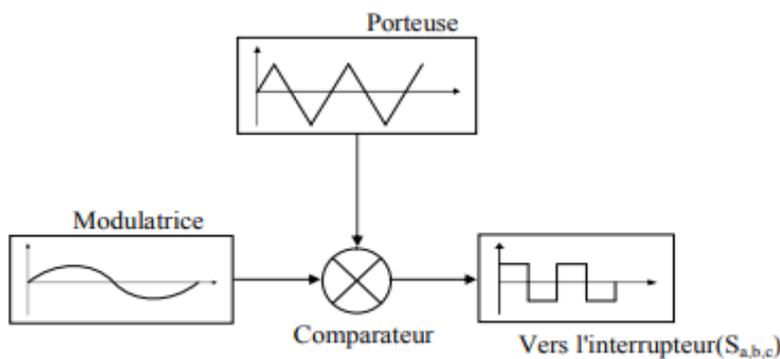


Figure III -4:Schéma synoptique de la MLI

L'onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion MLI est un convertisseur statique qui permet de fournir un signal de fréquence et amplitude variable. La forme de l'onde est obtenue en comparant un signal de 50Hz avec un signal à dent de scie. La forme d'onde obtenue à la sortie est illustrée par la figure suivante[65].

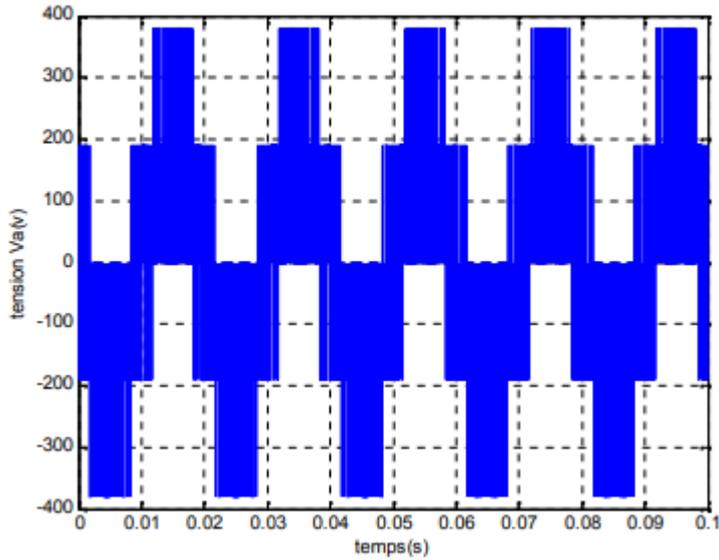


Figure III -5: Forme d'onde à la sortie de l'onduleur

III.5.2. Schéma bloc de simulation de la machine asynchrone alimentée par onduleur MLI :

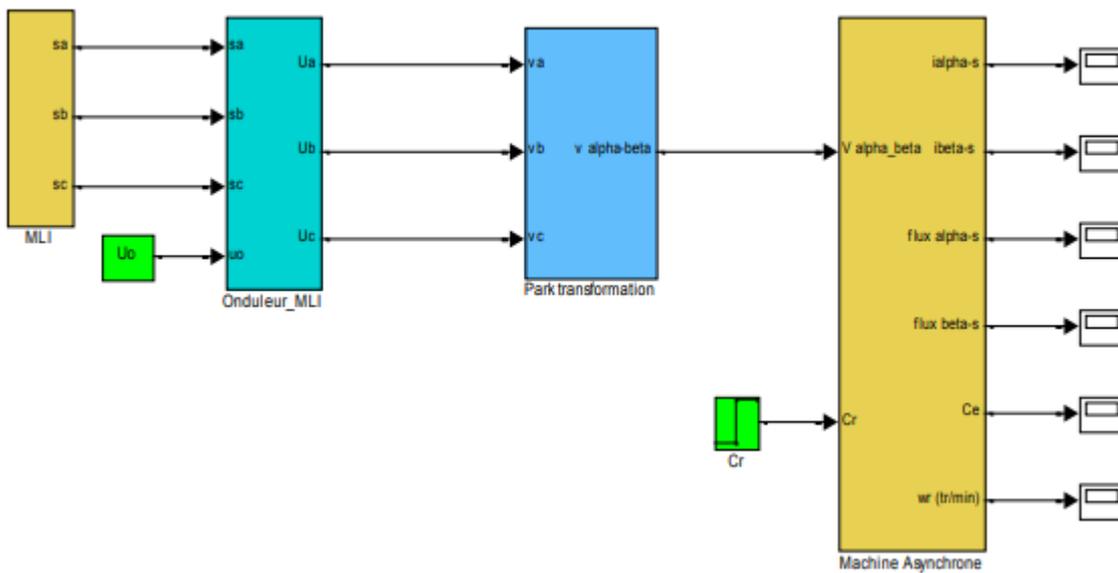


Figure III -6 : Schéma de simulation d'une MAS alimentée par un onduleur.

III.5.3. Alimentation de l'onduleur :

La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, d'amplitude de tension et de fréquence imposées et constantes. La figure III -7 illustre le schéma global du système complet à étudier [67].

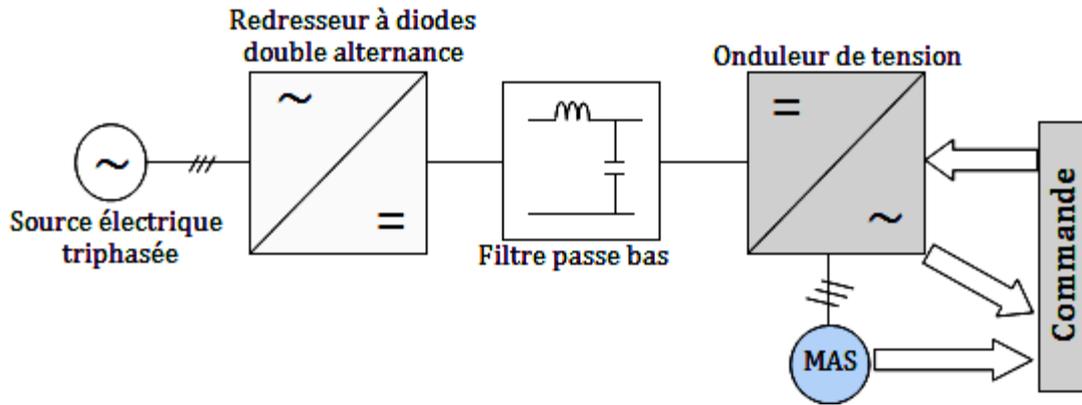


Figure III -7:Schéma global de la chaîne de commande du MAS

Cette source d'alimentation est supposée parfaite, elle produit trois tensions $V_a(t)$, $V_b(t)$ et $V_c(t)$, identiques, alternatives de fréquence fixe et décalées entre elles de 120° .

III.6.Résultats d'une DTC à trois secteurs :

la présentation d'une DTC a trois secteurs ,si on peut le dire, c'est la plus simple DTC, ou le plan est partagé en trois zones, comme il est montre par la figure III -11.

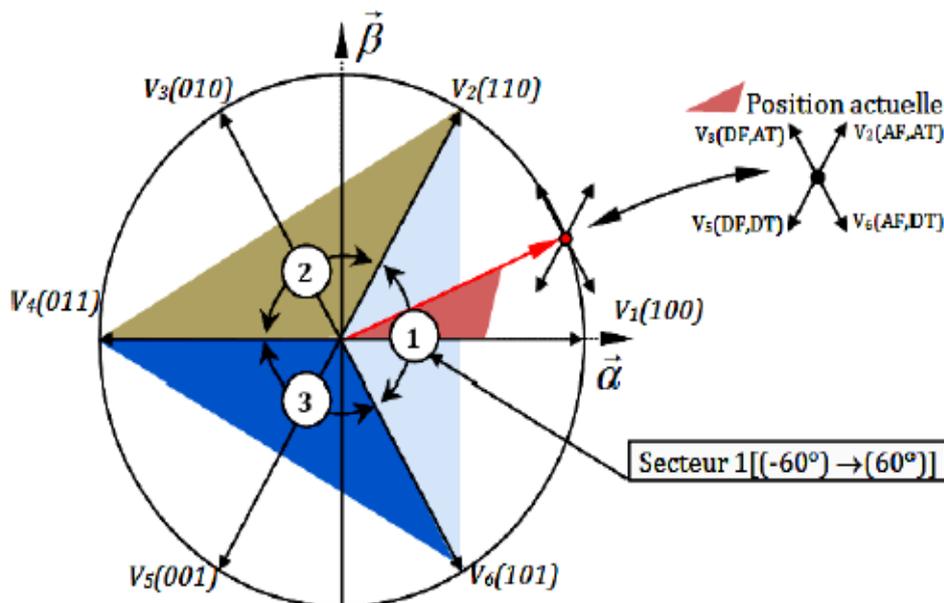


Figure III -8: Division de l'espace en trois secteurs

Selon le tableau III -1, la position du vecteur flux dans cet espace ne permet pas d'appliquer les vecteurs appropriés de tension pour le faire augmenter ou diminuer, lorsqu'on est au voisinage des limites de ces trois secteurs[10].

$\Delta\theta_s$	ΔT_e	S_1	S_2	S_3	←trois secteurs
↑ 1	1↑	V_2	V_4	V_6	Tension a appliquée
	0	V_7	V_0	V_7	
	-1↓	V_6	V_2	V_4	
↓ 0	1↑	V_3	V_5	V_1	
	0	V_0	V_7	V_0	
	-1↓	V_5	V_1	V_3	
↳ Normalisation par 3 niveaux					
↳ Normalisation par 2 niveaux					

Tableau III -1:Table primaire de localisation des états de l'onduleur

III.7.La Régulation :

Pour la simulation, les correcteurs seront simplement synthétisés en continu (forme symbolique de Laplace) contrairement à l'expérimentation où les correcteurs devront tous être discrets (utilisation du DSP).

Le contrôle des grandeurs **flux et couple** de la machine passe par l'asservissement de la dynamique des courants statoriques i_{sd} et i_{sq} à l'aide des tensions de commande V_{sd} et V_{sq} qui leur sont liées ainsi qu'à la pulsation ω_s .

III.7.1.Régulation PI :

Fonction de transfert La fonction de transfert du régulateur PI prend la forme générale suivante :

$$G_r(s) = K_p \cdot \frac{1+s.T_i}{s.T_i} \quad (III.29)$$

La figure III -12 présente le schéma de principe d'un régulateur PI (proportionnel-intégrateur).

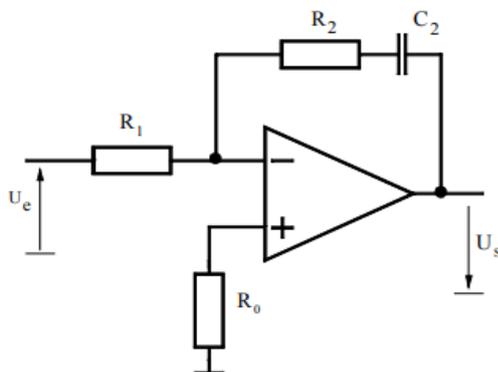


Figure III -9 :Schéma de principe du régulateur PI

III.7.1.1.La composante proportionnelle :

L'action proportionnelle applique une correction instantanée pour tout écart entre la mesure et la consigne, plus la perturbation est grande, plus la correction apportée est grande.

Cette composante seule ne permet pas une grande précision surtout dans les systèmes à faible inertie, comme dans le traitement de l'air, cette rapidité d'action engendre un phénomène appelé le pompage[69].

- Si k_p est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît

- Si k_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

III.7.1.2.La composante intégrale :

Cette composante apporte une notion de temps d'intégration à la correction, cette notion de temps s'exprime généralement en seconde.

Cette action est complémentaire à l'action proportionnelle, elle permet de stabiliser dans le temps l'action proportionnelle, plus l'erreur mesurée est constante plus la correction est constante.

L'algorithme de la régulation utilisera une mémoire des différents écarts déjà mesurer pour affiner le temps d'intégrale à appliquer à la correction[69].

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste l'action $u(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule[59].

III.7.2.Conception des régulateurs PI :

Soit $Y^*(t)$ le signale à pour suivre, et $y(t)$ le signale de sortie du système à contrôler[59]

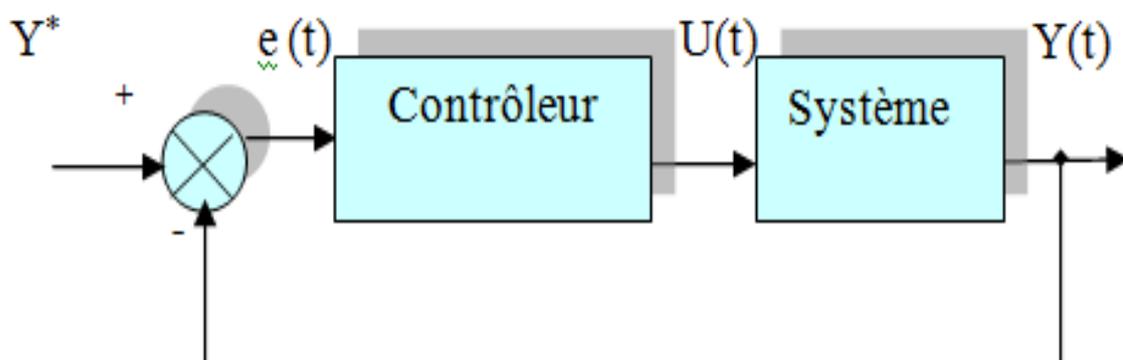


Figure III -10 :Représentation de la commande par PI

La loi de commande est :

$$u(t) = k_p \cdot e(t) + k_i \int e(t) \quad (\text{III.30})$$

Les régulateurs sont de type PI car comportent une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité de la régulation et une action intégrale qui sert principalement à annuler l'erreur statique en régime permanent.

III.8. La DTC avec des Régulateurs Flous :

III.8.1. Régulateur de type MAMDANI :

MAMDANI a présenté pour la première fois, la technique de réglage par la logique floue et il a conçu le premier contrôleur flou. Ce contrôleur est construit autour d'un organe de décision manipulant des règles subjectives et imprécises. Pour les experts qui connaissent bien le système, l'obtention de ces règles est assez facile [70].

MACVICAR et WHELAN ont fait une analyse sur les bases des règles de MAMDANI et ont proposé une matrice des règles qui possède deux entrées, l'erreur et sa variation, en se basant sur les deux principes suivants [71] :

- Si la sortie à régler est égale à la valeur désirée et la variation de l'erreur est nulle, la commande sera maintenue constante.
- Si la sortie à régler diverge de la valeur désirée, l'action sera dépendante du signe et de la valeur de l'erreur et de sa variation.

La structure du régulateur flou proposée par MAMDANI pour un système simple a une seule entrée et une seule sortie (figure III -14).

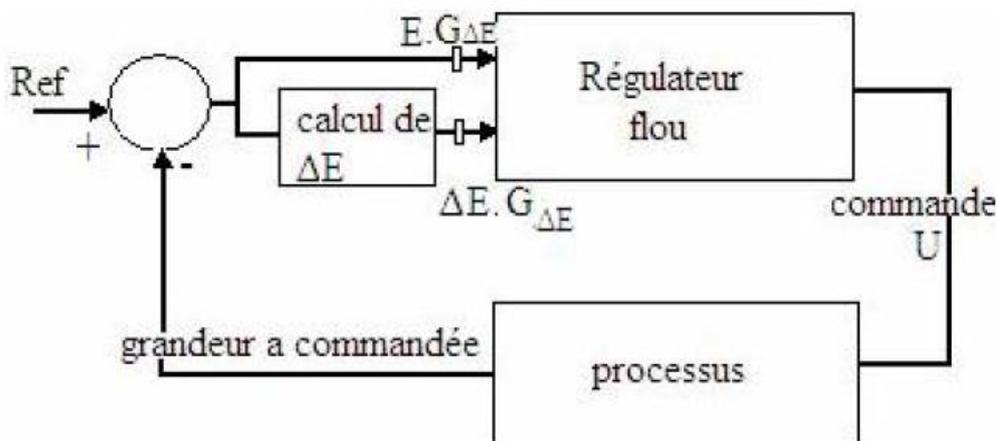


Figure III -11 :Synoptique d'un régulateur flou selon MAMDANI

On retrouve en entrée et en sortie du contrôleur flou des gains dits "facteurs d'échelle ou de normalisation" qui permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer la structure.

L'erreur E et la variation de l'erreur ΔE sont normalisées comme suit[71]:

$$\begin{cases} X_e = G_e \cdot E \\ X_{\Delta} = G_{\Delta e} \cdot \Delta E \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

III.8.2. Réglage et commande par logique floue:

Des expériences ont montré que, dans de nombreux cas, les résultats obtenus avec un régulateur flou (technique non conventionnelle) sont meilleurs que ceux obtenus avec des algorithmes de contrôle conventionnels. Ainsi, le contrôle par la logique floue peut être vu comme un pas vers un rapprochement entre le contrôle mathématique précis et la prise de décision humaine. La commande par logique floue est en pleine expansion. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état, le régulateur par logique flou (RLF) ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Par des inférences avec plusieurs règles, il est possible de tenir compte des expériences acquises par les opérateurs d'un processus technique[72].

La condition d'une règle peut aussi contenir des opérateurs OU et NON, et les règles sont déterminées selon la stratégie de réglage adoptée [72].

- Symboliquement il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

SI (x_1 NG ET x_2 EZ) ALORS $x_r =$ NG, OU

SI (x_1 NG ET x_2 PM) ALORS $x_r =$ PM,

Ainsi de suite :

- Par matrice d'inférence elle rassemble toutes les règles d'inférences sous forme de tableau.

Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau III -2 représentent les ensembles flous des variables d'entrées (x_1 et x_2). L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie (x_r) définie par la règle. Il y a autant de cases que de règles.

Si toutes les cases de la matrice sont remplies, on parle alors de règles d'inférence complètes.

		X ₁						
		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
X ₂	NG	NG	NG	NG	NM	NP	NP	EZ
	NM	NG	NM	NM	NM	NP	EZ	PP
	NP	NG	NM	NP	NP	EZ	PP	PM
	EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	EZ	PP	PP	PM	PG
	PM	NP	EZ	PP	PM	PM	PM	PG
	PG	EZ	PP	PP	PM	PG	PG	PG

Tableau III -2: Matriced’inférences complètes

III.8.3.Conception d’un régulateur par logique flou (RLF) :

Les étapes principales pour concevoir un RLF sont montrées à la figure III -15.D'abord, il faut étudier le système à régler (procédé) et en faire une description adéquate. Il ne s'agit pas d'une analyse afin d'établir un modèle mathématique, mais on doit plutôt déterminer les grandeurs mesurables et analyser les comportements dynamiques du procédé vis-à-vis de la variation de la grandeur de commande. La description peut faire appel aux variables linguistiques qui peuvent être incorporées aux connaissances de théorie de commande ou aux expériences des opérateurs.

On peut alors établir les règles nécessaires pour déterminer la stratégie de réglage. On passe par la suite à la conception du RLF qui comprend la fuzzification, l’inférence et la défuzzification. Il est généralement nécessaire de modifier les fonctions d'appartenance des variables d’entrées et de sortie en plusieurs passages, afin de trouver un comportement acceptable.

A noter que dans le cas de la commande par logique floue, il n'est pas nécessaire de connaître le modèle mathématique du procédé. Cependant si le modèle est disponible (exemple de notre cas), on peut l'utiliser pour tester et modifier la stratégie de réglage afin d’avoir une régulation optimale[16].

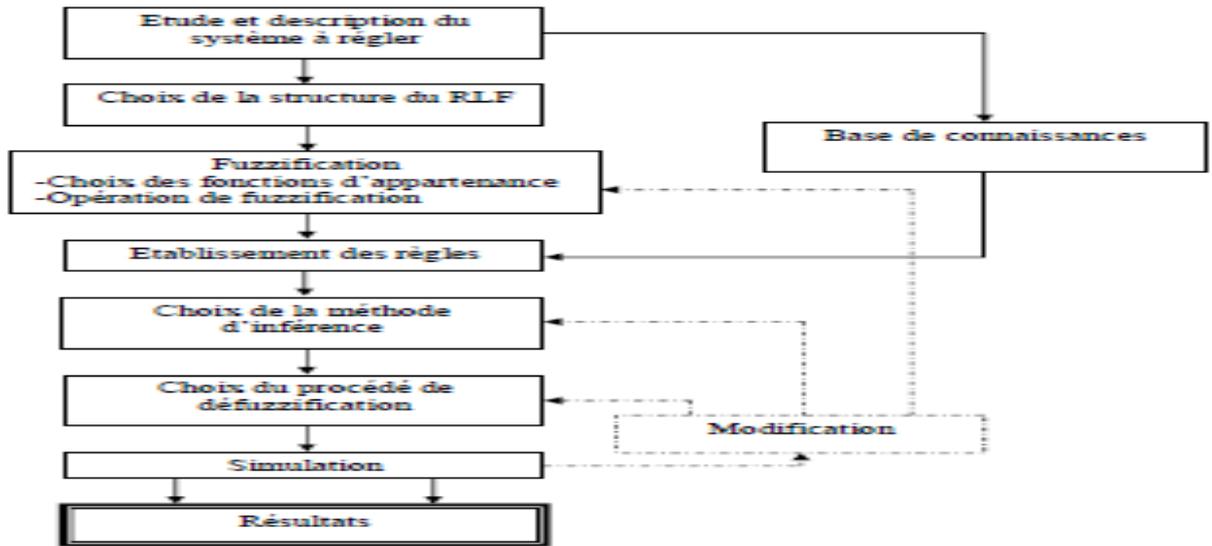


Figure III -12 :Etapes principales pour la conception d'un RLF

III.8.4.Schéma global du système avec régulateurs flous :

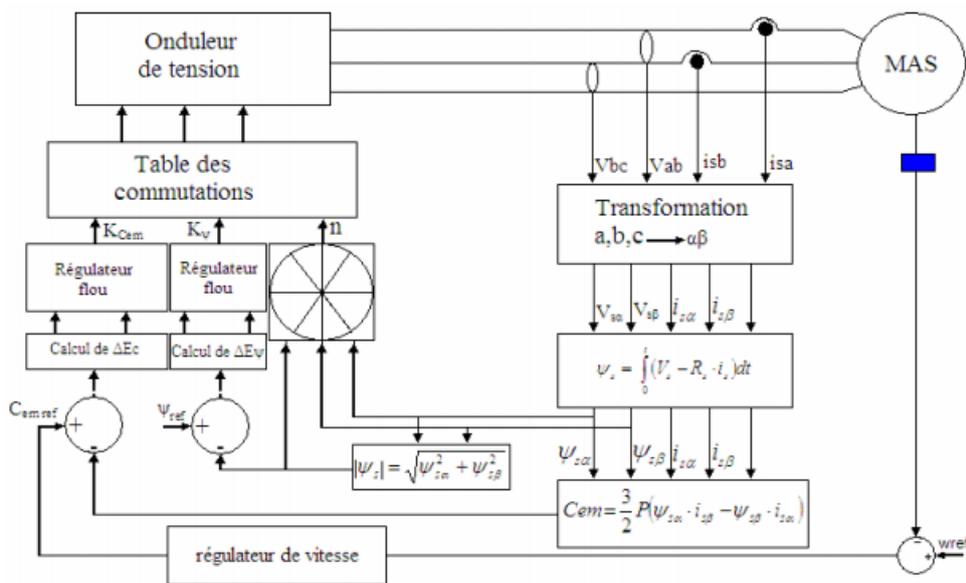


Figure III -13 :Structure de la DTC avec régulateurs flous

III.9.Application des RNA pour la commande DTC d'une MAS :

Pour surmonter en partie les inconvénients de la DTC conventionnelle, on propose dans ce paragraphe la commande directe de couple basé sur un réseau neuronal multicouches (DTNC : Direct Torque Neural Control).

On a choisi l'architecture perceptron multicouches avec l'algorithme d'apprentissage de rétropropagation de gradient. La structure se montre alors capable de résoudre la problématique liée à la commande de la machine asynchrone [77]. La figure III -17 montre le schéma de principe

de la commande DTNC. L'architecture comprend un réseau de neurones multicouches permettant de remplacer les deux comparateurs à hystérésis et la table de sélection

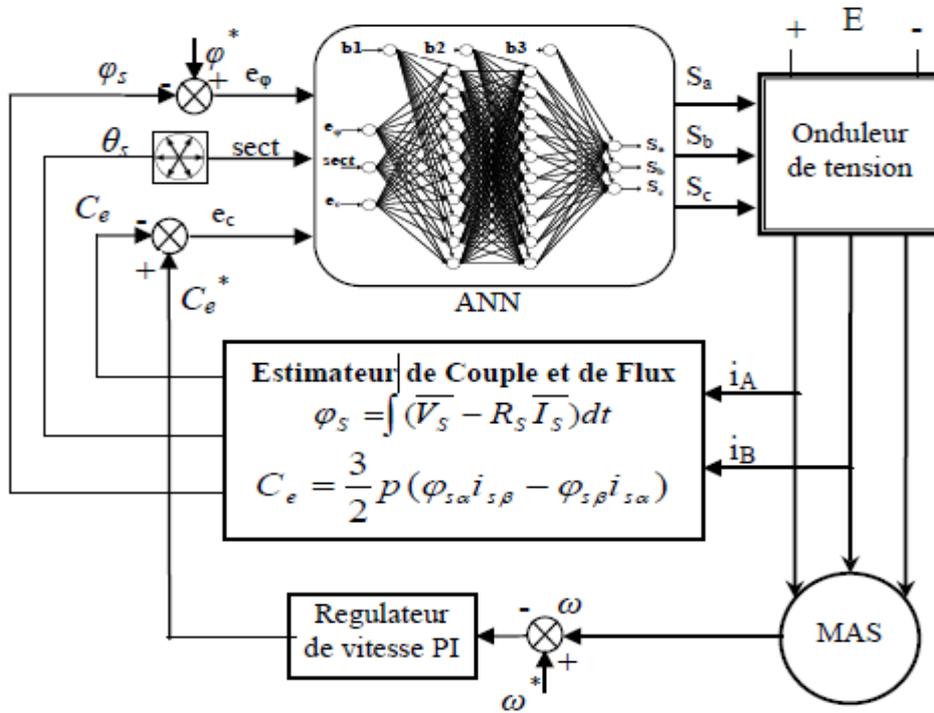


Figure III -14 :Schéma de principe de la commande DTNC de la MAS.

Ce réseau de neurones est composé d'une couche d'entrée, deux couches cachées et une couche de sortie. La couche d'entrée est composée de trois neurones, désignés respectivement par l'erreur de couple, l'erreur de flux et l'angle de flux. Les deux couches cachées sont constituées chacune de dix neurones. La couche de sortie se compose de trois neurones qui produisent la tension de référence à appliquer aux bornes de la machine asynchrone à travers l'onduleur de tension. Une fonction d'activation de type linéaire sur les couches d'entrée et de sortie et une autre fonction d'activation non linéaire de type tangentes hyperboliques est utilisée pour les couches cachées. La structure du réseau de neurones utilisée dans notre cas est donnée par la figure III -18.

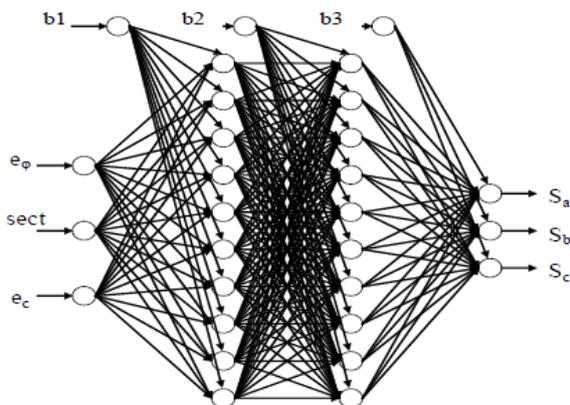


Figure III -15 :Structure du réseau neuronal utilisé pour la commande

Une fois la structure est définie, l'apprentissage du réseau neurone est une étape obligatoire durant laquelle les poids synaptiques de différentes liaisons entre les neurones du réseau seront initialisés d'une façon aléatoire et vont être corrigés à l'aide de l'algorithme de rétropropagation de gradient. On dispose ainsi de trois matrices de poids w_1 , w_2 et w_3 et de trois vecteurs de biais b_1 , b_2 et b_3 avec des valeurs initiaux.

L'ensemble d'apprentissage comprend une matrice X contenant 36 vecteurs représentant les différentes combinaisons possibles des données d'entrées E_ϕ , E_c et N formant la table de sélection et la matrice Y des sorties désirées formées de 36 vecteurs correspondants chacun à la sortie associée au vecteur d'entrée que le réseau doit délivrer.

L'ensemble d'apprentissage comprend une matrice X contenant 36 vecteurs représentant les différentes combinaisons possibles des données d'entrées E_ϕ , E_c et N formant la table de sélection et la matrice Y des sorties désirées formées de 36 vecteurs correspondants chacun à la sortie associée au vecteur d'entrée que le réseau doit délivrer. Les sorties de la première couche sont initialisées pour chaque exemple de la base d'apprentissage avec le vecteur d'entrée correspondant. Pour les autres couches jusqu'à la fin du réseau, la sortie de chaque neurone est calculée en fonction des valeurs de neurones de la couche précédente. La valeur correspondante à la sortie de la dernière couche, est utilisée pour ajuster les poids de manière à minimiser la somme des erreurs quadratiques entre les composantes de tension de sortie du réseau et ceux désirées représentant la base d'apprentissage en utilisant la rétropropagation. Après avoir appris tous les exemples de la base d'apprentissage, le réseau adapté doit être capable de réaliser la commande DTNC de la machine asynchrone[78].

III.10. Schéma bloc Simulink de la commande DTC d'une MAS :

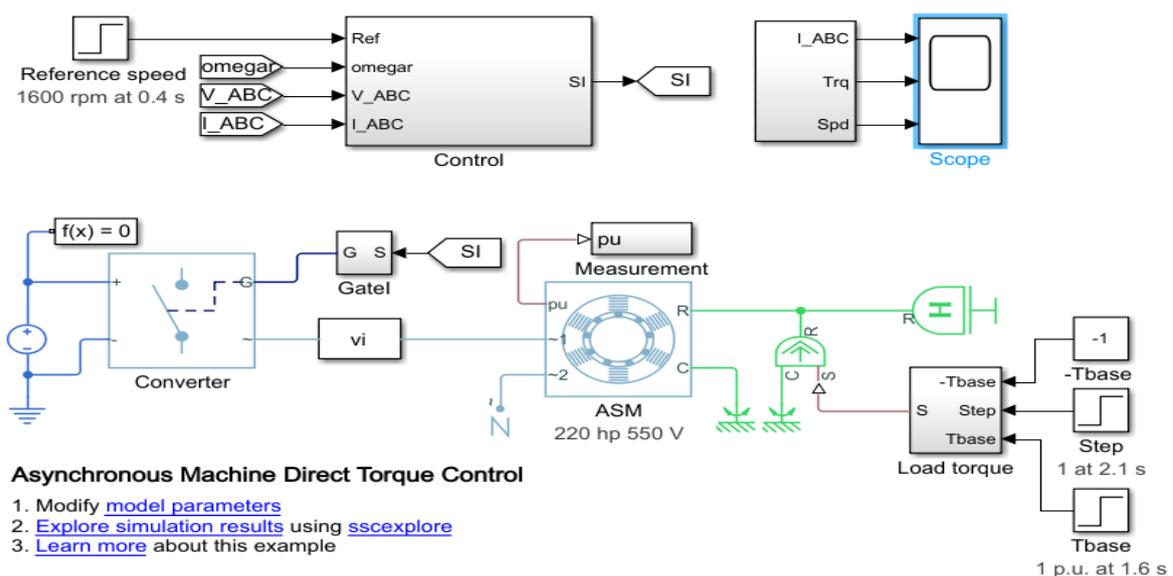


Figure III.16 :Schéma bloc principale de simulation d'une machine asynchrone commandé par DTC

III.11.Schéma bloc Simulink de la DTC commandé par la logique floue :

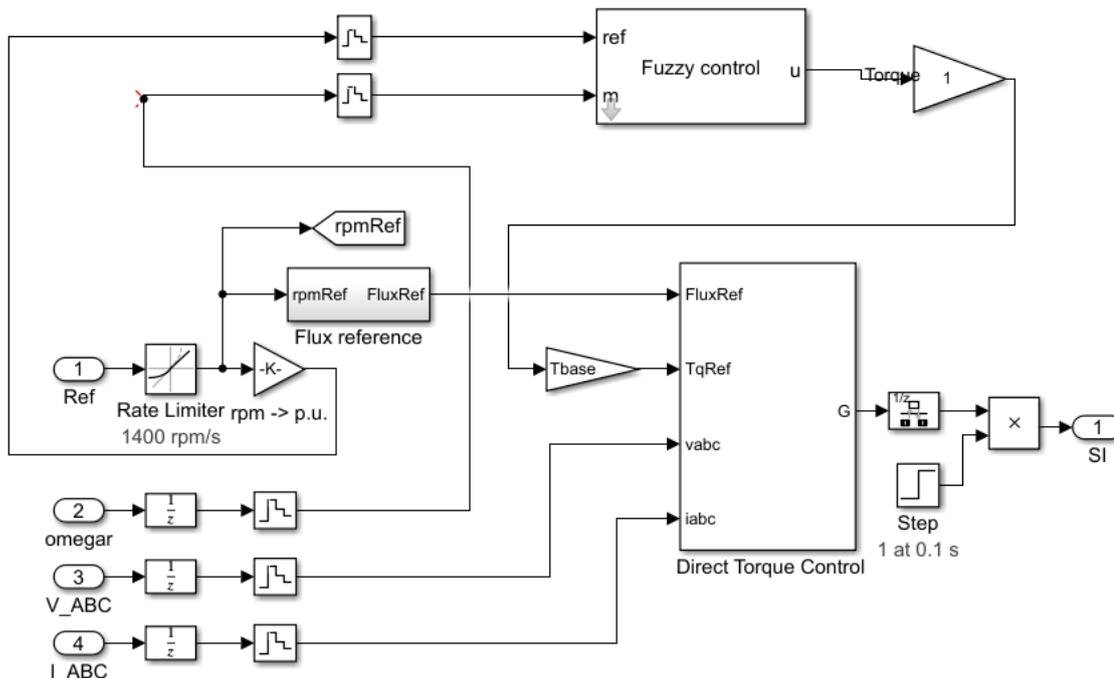


Figure III.17:Schéma bloc de commande par logique floue de la DTC

III.11.1. Schéma bloc d'un contrôleur floue

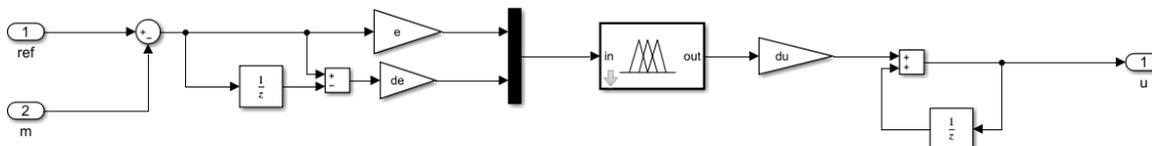


Figure III.18 :Schéma bloc d'un contrôleur floue

Dans le schéma ci-dessus, nous notons :
 e: L'erreur

On retrouve en entrée et en sortie du contrôleur flou des gains dits "facteurs d'échelle" qui permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer la structure. Les règles d'inférences permettent de déterminer le comportement du contrôleur flou. Il doit donc inclure des étapes intermédiaires qui lui permettent de passer des grandeurs réelles vers les grandeurs floues et vice versa ; ce sont les étapes de fuzzification et de défuzzification (figure III.18)

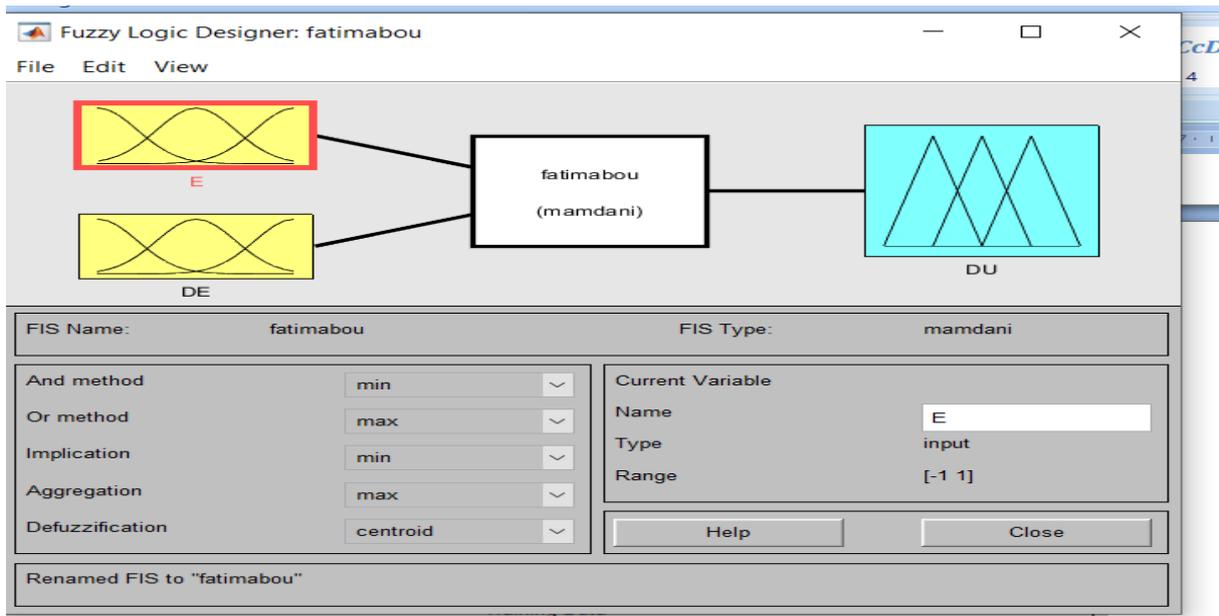


Figure III.19 :Méthode d'inférence de type mamdani

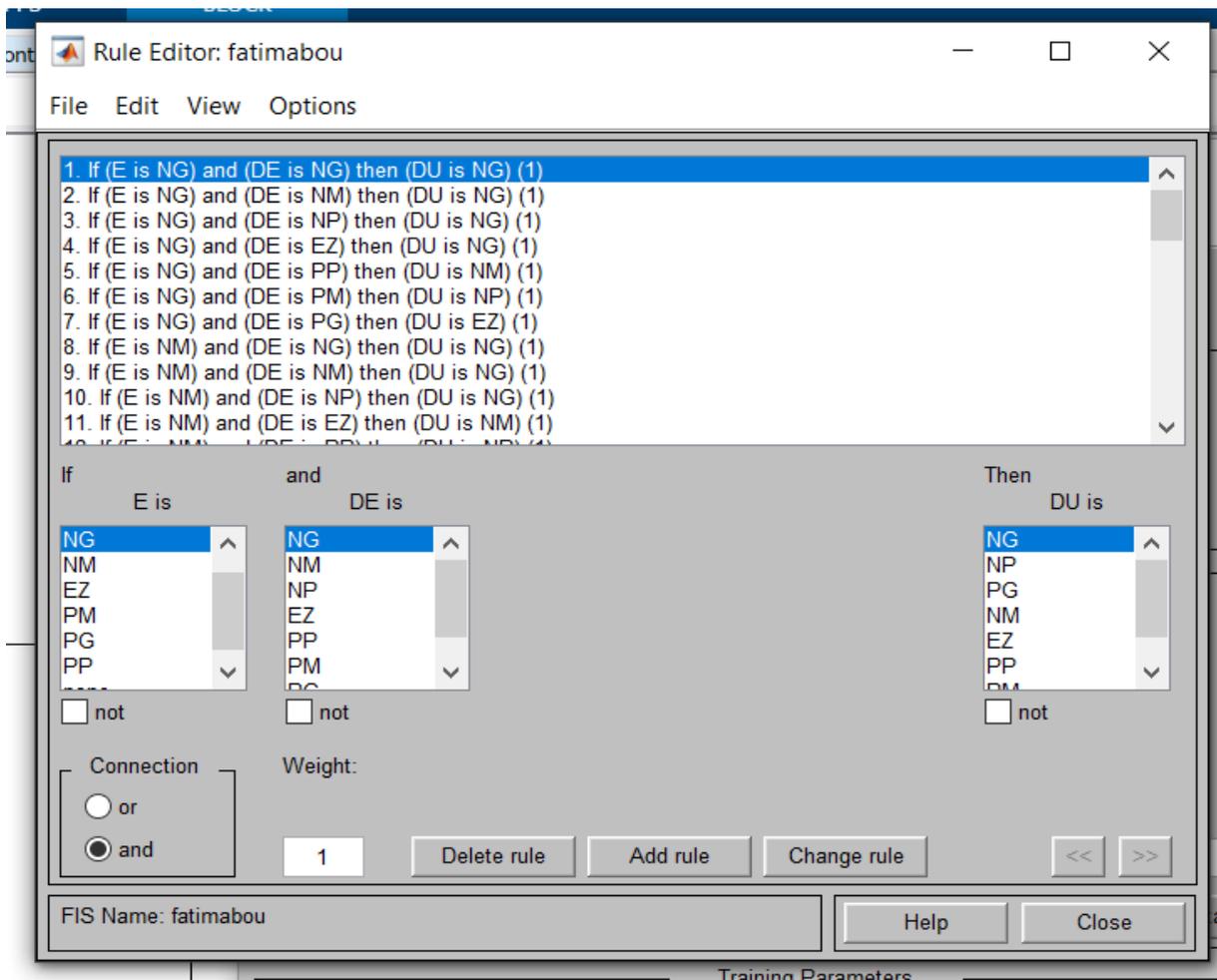


Figure III.20 :Fonctions d'appartenance utilisées par le contrôleur

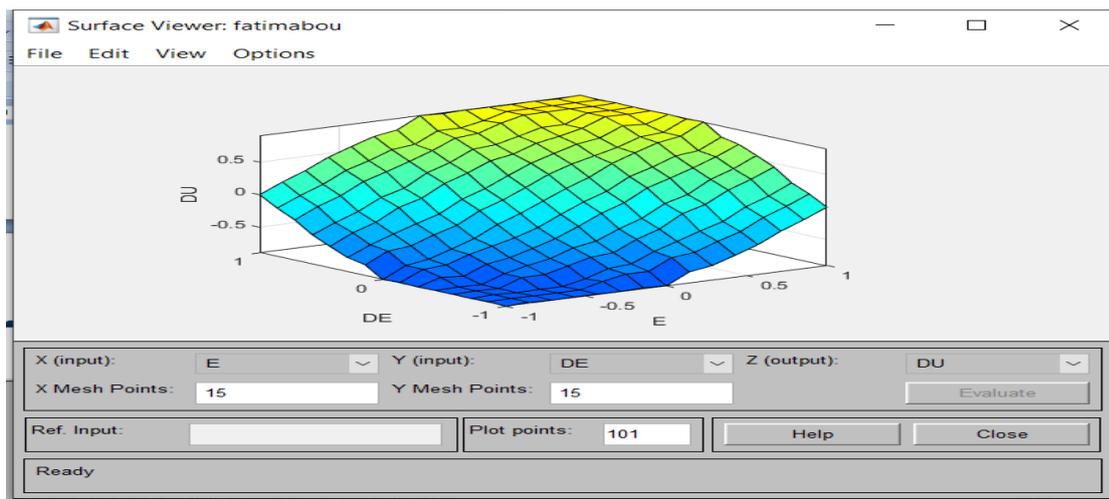


Figure III.21 :Etape de défuzzification du contrôleur flou

III.12.Schéma bloc Simulink de la DTC commandé par réseau de neurone :

La figure. III.22 représente le schémabloc de la commande neuronale directe du couple (DTNC) d'une machine asynchrone.

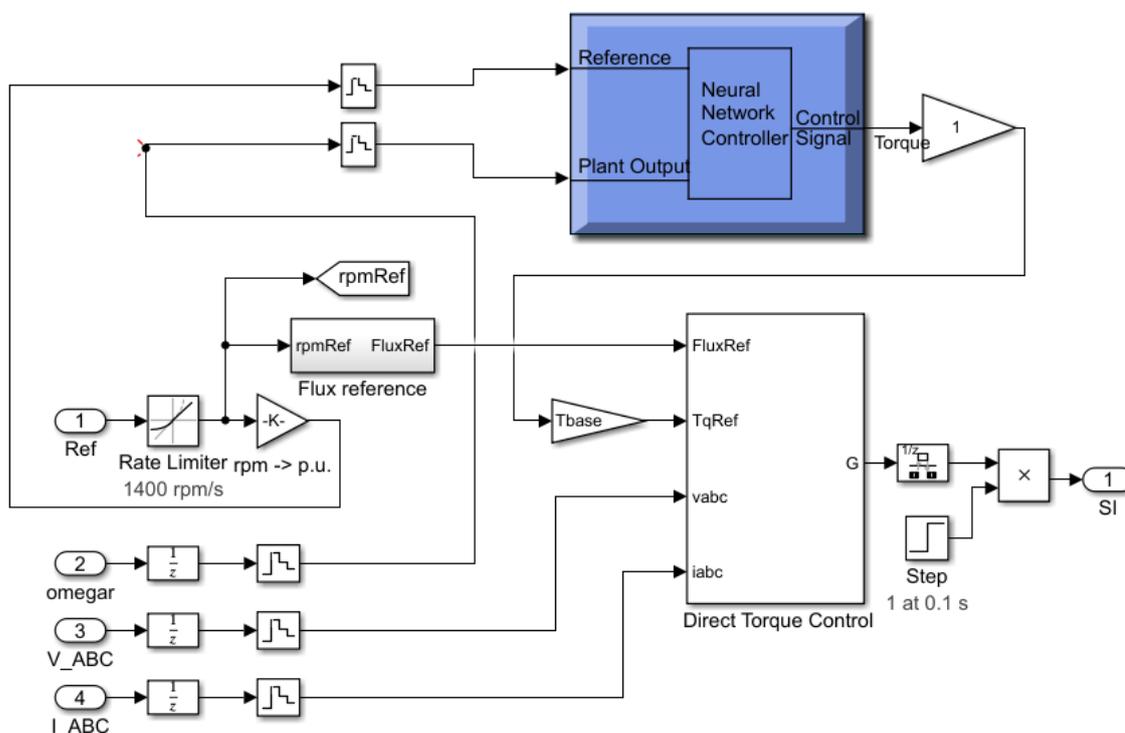


Figure III.22:Schéma bloc de commande par réseau de neurone de la DTC

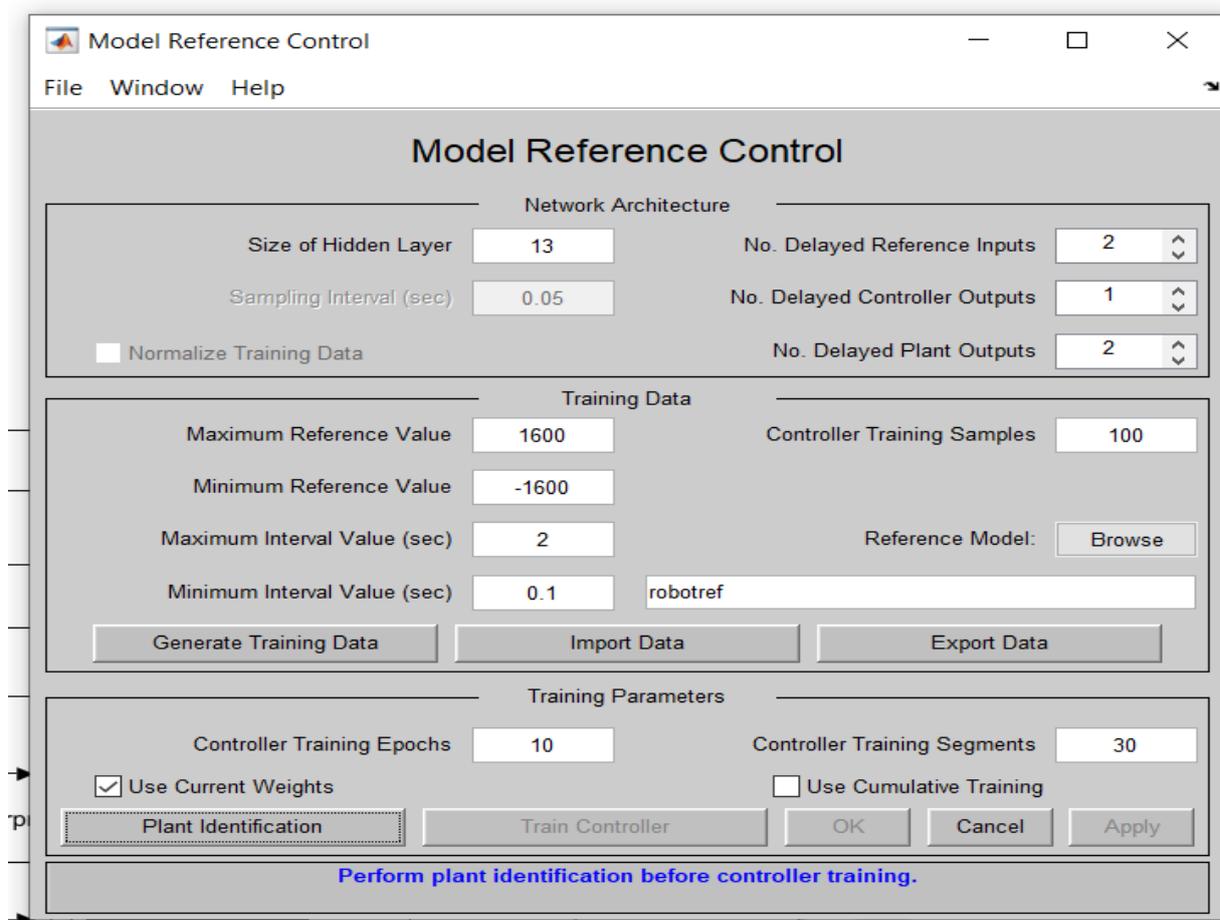


Figure III.23: Commande de vitesse par réseau de neurone

III.13. Résultat de simulation et interprétation:

On présente dans ce paragraphe les résultats de simulation relatifs à la commande DTC conventionnelle de la MAS alimentée par un onduleur de tension triphasé. Un programme de simulation, établi sous l'environnement Matlab.

Le bloc réalisant la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté qui est contrôlé par un régulateur PI après par l'intelligence artificielle (logique floue « fuzzy » et réseau de neurone « neural ») La vitesse de rotation est mesurée par un capteur de vitesse.

- Les résultats de simulation de la machine contrôlée par un régulateur PI sont donnés en figure.III.19.

La figures **III.24.a** ci-dessous présente les résultats de simulation sur 2.5sec pour un couple de référence de trois échelons de consigne variant de 0 N.m($0 < t < 1.6s$) ; 870 N.m ($1.6 < t < 2.1s$) et -870 N.m ($2.1 < t < 2.5 s$). L'augmentation du couple indique qu'il y'a une augmentation du charge.

Dans la figure **III.24.b** on peut constater qu'après l'installation rapide (temps de réponse très petit de l'ordre de 0.4 sec (40 ms), le flux statorique est maintenu constant sa valeur évolue de façon symétrique ce qui confirme que l'amplitude de ce vecteur est maintenue constante par le contrôleur du flux.

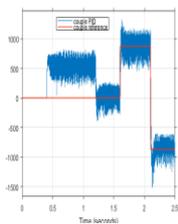
Les figures **III.24.b** et **c**: les valeurs de référence sont : un flux de référence de 1.2 Wb et une vitesse de 1600 tr/min (167 rad/sec).

Dans la figure **III.24.c** La vitesse répond sans dépassement au démarrage avec un temps de réponse court.

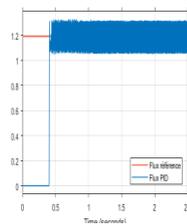
Dans les figures **III.24.a** et **c**; le couple suit sa référence et la vitesse aussi. Le temps de réponse de régulation du couple est de 1,6sec et la vitesse de rotation est de (0.9sec).

Nous constatons que la vitesse augmente de 0 rad/s au 167 rad/s à $t=0.4$ sec jusqu'à $t=0.9$ sec puis elle suit son référence en régime permanent avec des petits ondulations.

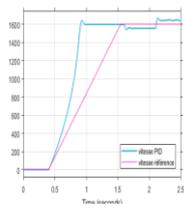
La figure **III.24.d** montre l'allure du courant statorique dans la phase « a » qui présente une allure sinusoïdale bruitée et hachées. Le courant statorique dans la machine répond bien aux variations imposées par la charge, et que le courant conserve une forme très proche de la sinusoïde.



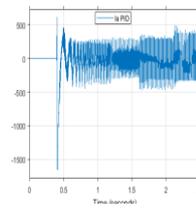
a-Couple électromagnétique PID



b-Flux statorique



c-Vitesse rotorique



d-CourantstatoriqueIa

Figure III.24 :simulation de la MAS par régulateur PI

• **Résultats expérimentaux de la DTFC :**

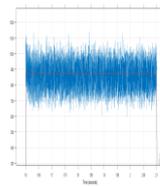
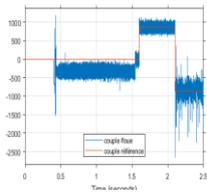
Les figuresIII -25présente les résultats expérimentaux obtenus lors de l'implémentation de la stratégie de Commande Directe Floue de Couple.

la figure III.25-aet a' on observe une bonne dynamique du couple dont la valeurmoyenne suit de façon acceptable les valeurs de consigne avec quelques dépassements desbandes d'hystérésis définie auparavant.

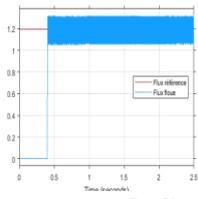
la figure III.25-bprésente le module du flux statorique qui présente un régime transitoire rapide

la figure III.25-c la vitesse suit bien sa référencedans les deux régimes (permanant et transitoire).

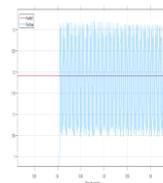
la figure (III.25.d et d') nous donne l'allure du courant statorique i_a on peut remarquer que le courant de démarrage est acceptable,on remarque qu'il est moins bruité et plus proche a une forme sinusoïdale après 1sec pour la régulation PI-floue par rapport régulation PI



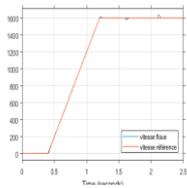
a-Couple électromagnétique **a'**-Effet loupe du couple électromagnétique



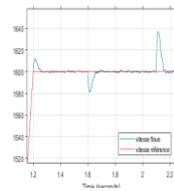
b-flux statorique



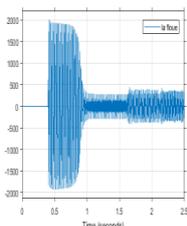
b'-Effet loupe flux statorique



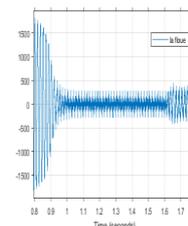
c-Vitesse rotorique



c'-Effet loup de la vitesse rotorique



d-Courant statorique



d'-Effet loupe du courant statorique

Figure III.25 :simulation de la MAS par régulateur DTFC

Les résultats expérimentaux de la commande DTFC montrent de meilleures performances que celles obtenues par la régulation PI. Il est intéressant de remarquer que la commande floue se distingue par une importante réduction des ondulations de couple et du flux par rapport à la

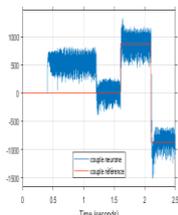
régulation PI. On enregistre aussi une bonne réponse dynamique du couple et meilleur résultat pour la vitesse.

- **Résultats expérimentaux de la DTNC :**

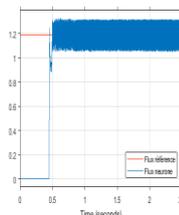
Les figures **III -26** présente les résultats expérimentaux obtenus lors de l'implémentation de la stratégie de Commande Directe Neural de Couple.

Les figures **III -26-a** et **b** présentent le couple électromagnétique et le flux statorique. La commande par la DTNC donne presque les mêmes résultats avec un régulateur PI.

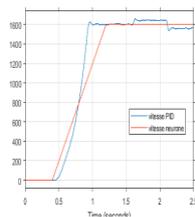
Nous constatons que la vitesse augmente de 0 rad/s au 167 rad/s à $t=0.4$ sec jusqu'à $t=1.2$ sec puis elle suit son référence en régime permanent (figure III -26-c), après elle suit sa référence a $t=1.54$ sec



a-Couple neurone



b-Flux neurone



c-Vitesse neurone

Figure III.26 : simulation de la MAS par régulateur DTNC

À partir de ces résultats, on peut constater que les performances du système, commandé par un contrôleur neuronal, sont insatisfaisantes, malgré de l'adaptation du réseau de neurones obtenu d'une façon similaire avec le contrôleur de la DTC classique. Cette cause est due au fait qu'il n'y a pas une règle générale pour choisir les paramètres du réseau de neurones qui sont limités par ses contraintes (le choix de la méthode convenable pour l'apprentissage, les taux optimum de l'apprentissage, la détermination exacte de nombres des couches cachées, le nombre de neurones dans chaque couche cachée, le choix du type de fonction d'activation dans chaque couche cachée). Généralement c'est difficile de déterminer ce choix seulement par les essais pour minimiser les erreurs entre le modèle physique et le modèle neuronal à chaque fois dans l'opération d'apprentissage.

III.13.1.Comparaison entre les vitesse PI ,DTFC et DTNC :

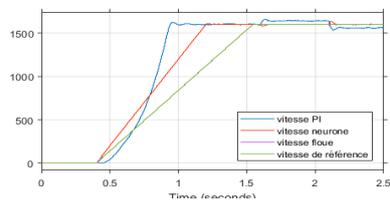


Figure III.27.a:Simulation du vitesse par PI,DTFC,DTNC

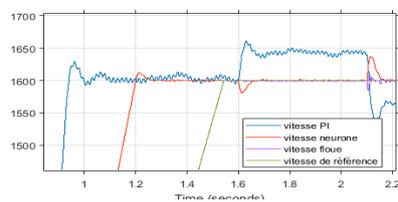


Figure III.27.a:Effet loupe simulation du vitesse par PI,DTFC,DTNC

La courbe en bleu représente le PI, la courbe en violet le contrôleur flou, la courbe en rouge le contrôleur neurone, et la courbe en vert représente la vitesse de référence. Les trois contrôleurs n'ont pas le même temps de stabilisation, mais le contrôleur PI a un plus petit dépassement

maximal. On remarque qu'il y'a une réduction importante des ondulations de la vitesse de la machine asynchrone avec la commande DTC flou.

III.14.Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons exposé l'ensemble des techniques intelligentes tel que logique floue et réseaux de neurones, pour améliorer certaines performances de la commande directe du couple de la machine asynchrone. Concernant la commande à base de la logique floue les simulations montrent de meilleures performances que celles obtenues aux commandes par régulateurs PI et commande par réseaux de neurones. La comparaison entre les résultats de simulation, nous a montré que le réglage par logique floue est bon et robuste par rapport au PI, on remarque aussi des régimes transitoires rapides avec diminution du dépassement au démarrage ainsi qu'une atténuation des ondulations de la vitesse.

Conclusion générale

D'après ce mémoire qui est basé sur l'étude par simulation et surtout la mise en œuvre pratique d'un contrôle de vitesse en boucle fermée de la machine à induction en utilisant la technique DTC nous avons conclu que cette technique se caractérise par une régulation du couple et du flux statorique, et qui offre un certain nombre d'avantages notamment :

- Bonne dynamique de la réponse du couple.
- Dépendance minimale aux paramètres de la machine.
- Simplicité d'implémentation de l'algorithme de commande.

Dans le premier chapitre, nous avons fait une étude complète concernant la machine asynchrone, nous avons expliqué la transformation de Park et de Clarke des tensions statoriques qui jouent un rôle très important dans la simplification des calculs

Dans le deuxième chapitre nous avons présenté dans la première partie les commande de la MAS (scalaire et vectorielle), et a la deuxième partie nous avons fait une étude de généralité de la technique d'intelligence artificielle telle que la logique floue et les réseaux de neurones.

Dans le troisième chapitre, nous avons exécuté notre simulation avec le logiciel de simulation Matlab-Simulink en vue de faire une analyse complet sur la régulation par la commande DTC de vitesse de rotation, courant ,flux et la couple Nous avons obtenue des résultats acceptables des grandeurs de la MAS.

Mais la DTC n'échappe à quelques inconvénients qui sont principalement les ondulations des courants et du couple et les difficultés de l'estimation du flux statorique en basse vitesse.

Pour développer et améliorer cette technique, on s'est intéressé à l'association de techniques intelligentes telle que la logique floue et les réseaux de neurones à cette commande.

Deux techniques de contrôle ont été appliquées, dans la première on a procédé au remplacement du régulateur de neurone et la deuxième un régulateur PI de vitesse par un régulateur flou, où l'on a constaté par simulation et expérimentalement une amélioration des performances cette dernière stratégie a montré de très bonnes performances au niveau des ondulations du flux et du couple avec un temps de réponse plus court par rapport à la DTC par rapport au régulateur PI, cette stratégie nous donne très bonne résultat pour la commande du vitesse.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] 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 éecembre 2003.
- [2] : «Technique de l'ingénieur « volume DIII machines électrique »
- [3] : Introduction à la commande vectorielle des machines asynchrones pat» brune@wanadoo.fr
- [4] : «Actionneurs électriques, Modèles, Commande, » G.Grellet et G.Clerc .éditions Eyrolles.1996
- [5] : Faidallah, A., «Contribution a la l'identification et la commande vectorielle des machines asynchrones » Thèse de Doctorat de l'INP de Lorraine, 1995.
- [6] : M.lajoie_ Mazenc, P. Viarouge «Alimentation des machines synchrones» Technique de l'ingénieur. Traité génie électrique, D3630 20.
- [7] : F. Blascheke «The Principal of field orientation as application to the new transvector closed loop control system for rotating field machine». Siemens Review. Vol 34, may1972,PP.210-220 23
- [8] : T. Kume, Iwakame, «High performance vector controlled AC motor drives: Application and new technologies», IEEE Trans. On industry applications Vol 1A 23, n°5, September /October 1987.
- [9] M. Lajoie-Mazenc, «L'alimentation et la commande des machine synchrone » journée EEA, Toulouse mars1991.
- [10] Westerhote EV,Pietrzac – Davide M. & de Fornel. B, «extended state estimation of non linear modelled indication machine », IEEE-pesc. Conference (Toledo ,spain , July 1992.27
- [11] :M. BACHIR , « DTC INTELLIGENTE APPLIQUÉE À LA COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE » Thèse de Doctorat de l'université de Batna ,septembre2014
- [12] : MEMOIRE : Commande Robuste d'un moteur asynchrone par : BENHAMDI Bouamrane BOUREDJI Azzeddine
- [13] : T. Riad « CONTRIBUTION A LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE » theme du mémoire de l'université de Costantine,juin2008
- [14] : T. ZAKARIA ,M.HOUSSEM EDDINE « ETUDE COMPARATIVE ENTRE LA COMMANDE SCALAIRE ET LA COMMANDE VECTORIELLE POUR UNE MACHINE À INDUCTION » THÈME de mémoire de l'université de Oum El Bouaghi,2011
- [15] : Chapitre III « commande de la machine asynchrone par la méthode de flux orienté »,site internet.
- [16] : T.BESSAAD «Commande par logique floue d'un système multi-machines connectées en série »these de doctorat de l'université de Oran,2018.

Bibliographie

- [17] : K. DAHMANE « A novel concept for multi-machines drive system with single Inverter supply », *IEEE Trans. On Power Electrics*, Vol. 8, No. 4, 2008, 43-49, 2008.
- [18] : T.BESSAAD, G.BACHIR, R.TALEB, « Fuzzy Controller Design of multi-machines System » *JEE* 2017
- [19] : A. ZADEH, « Fuzzy set », *Information Control*, vol. 8, pp. 338-854, 1965.
- [20]: T.C. MINH « Commande numérique de machines asynchrones par logique floue », *Thèse de Ph.D, Université Laval, Québec, Déc.1997.*
- [21] : M. PIERRE, M. BOUCHER, « Logique et commande floue », *Travail d'Intérêt Personnel Encadré TIPE*, Jan. 2006. [38] S. LABIOD, '' Contribution
- [22] : A.Guediri ,M. Atallah ,Mohamed Djemoui «Commande par logique floue appliquée à la machine asynchrone »*theme de mémoire de l'université de El Ouad ,2019*
- [23] : Y.Elbia, « Commande Floue Optimisee d'une Machine asynchrone a Double Alimentation à Flux Orienté ». *Mémoire de Magister de l'universite de Batna, 2009.*
- [24] : G. Abdelhafid « Commande par logique floue appliquée à la machine asynchrone »,2019 ; *El-Oued*
- [25] : B. BENHAMDI, A.BOUREDJI « Commande Robuste d'un moteur asynchrone »,*theme de mémoire université mostaganem 2019-2020*
- [26] : *Asservissement par logique floue : site google*
- [27] : *CCSD Réduction de la complexité des contrôleurs flous : applications à la commande multivariable site google*
- [28] :*site googl e Procédé de génération d'une base de connaissances floue pour un contrôleur flou programmable*
- [29] :*Site internet MEMOIRE ONLINE*
- [30] :*Site internet ASPEXIT précision agriculture*
- [31] : L. Zarour, R.Chenni, A.Borni, A .Bouزيد, « Improvement of Synchronous and Asynchronous Motor Drive Systems Supplied by photovoltaic Arrays with Frequency Control », *Journal of Electrical Engineering Volume59 N°42008pp169- 177*
- [32] : N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, " Optimization of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Method ", *IEEE. Vol.20, N°4, pp.963-973, 2005*
- [33] : L.ZAROOUR « ETUDE TECHNIQUE D'UN SYSTEME D'ENERGIE HYBRIDE PHOTOVOLTAIQUE-EOLIEN HORS RESEAU »*theme de doctorat ;07, 2010*
- [34] :*site google : Utilisation de la logique floue: contrôleur en Simulink GIND5439 Gabriel Cormier*
- [35] : *site internet <https://moncoachdata.com/blog/comprendre-les-reseaux-de-neurones/>*

Bibliographie

- [36] :. *Stage 2015–2016 Réseaux de neurones récurrents et mémoire : application à la musique ;université de lyon ENS DE LYON*
- [37] : F. Rosenblatt, « *The perceptron : a probabilistic model for information storage and organization in the brain* », *Psychological Review*, 65, 6, (1958).
- [38] :Philippe JAUFFRET *Laboratoire Des Systemes D'Information chimique UMR 5076 du CNRS –Montepelier* <pj@chimie.u-strasbg.fr>
- [39] : Site internet ,<https://www.lebigdata.fr/reseau-de-neurones-artificiels-definition>
- [40] : Site internet ,<https://www.clicours.com/les-reseaux-de-neurones-artificiels/>
- [41] : Site internet, <https://www.editions-eni.fr/open/mediabook.aspx?idR>
- [42] : Site internet ,<http://www.math.univ-toulouse.fr/>
- [43] : Site internet ,<https://fr.continuousdev.com/>
- [44]: Site internet, <https://tpe-neurones.webnode.fr/>
- [45]: Site internet ,<https://dl.ummt0.dz/bitstream/handle/ummt0/584/Hammouche>
- [46]: Site internet, <https://blog.clevy.io/nlp-et-ia>
- [47] : Mr Idir MELLAL ,*Mémoire de fin d'études ,Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou Faculté de Génie Electrique et de l'informatique Implémentation d'un réseau de neurones d'un micro capteur sur un FPGA*
- [48]:site internet ,<https://blog.octo.com/reseau-de-neurones-convolutif-semi-supervise-pour-de-la-prediction/>
- [49): YANN LE CUN ET Stéphane Nachez, <Entretien Avec Le Cun >Actua ,29 Janvier 2019,p. 11-12(ISSN 2682 -1265)
- [50] :site internet <https://mobiskill.fr/blog/conseils-emploi-tech>
- [51] : Mr.Lakhmissi CHERROUN ,*cour « Les Reseaux De Neurones Artificiels » Département De Mathématique Et Informatique ;Université De Djelfa ;2011 ,2012*
- [52]: site internet <https://samos.univ-paris1.fr/archives/ftp/preprints/samos174.pdf>
- [53]: Site internet, <https://kongakura.fr/article/Le-perceptron-multicouches>
- [54]:site internet, Wikipedia
- [55]:<https://www.etudier.com/dissertations/Commande-Scalaire-De-La-Mas/52889219.html>
- [56] :*cour Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone ; L. BAGHLI ;université Abou Bakr Belkaid de Tlemcen ;faculté des science et de la technologie ; 2020*
- [57]: Site internet ,<https://fr.readkong.com/page/chapitre-3-modelisation-et-commande-vectorielle-du-moteur-7737011>
- [58] : B.TARK « *Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST* » *Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2003.*

Bibliographie

- [59] : D.Chekima, « *Commande d'un Moteur Asynchrone par Logique Floue* », theme de master de l'université de El Oued, juin 2014
- [60] : H. Bennadji, C. Hamida et R. Haoumdi, « *Contrôle directe de couple de la Machine induction* », Thèse licence LMD , centre université d'Eloued 2009.
- [61] : A. Rahal et M.F Edjiri, « *Contrôle direct du couple de la machine asynchrone* », Mémoire d'ingénierie, université Msila 2004.
- [62] : T. Bakhti et S. Bendaas, « *commande par DTC d'un machine asynchrone sans capteur de vitesse en utilisant un observateur adaptatif* », Thèse d'ingénieur , université de Batna 2008.
- [63] : A. Belhani et F. Mehazzem, « *Commande par DTC De La Machine Asynchrone* », mémoire d'ingénieur en électrotechnique université d'Oum El-Bouaghi, juin 2007.
- [64] : Mme Tamrabet Hanene, « *Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone* », mémoire de magister, Batna, 2006.
- [65] : Med Ibrahim.Messai, Med Mokhtar Redouani « *Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone* » theme de mémoire d' Université d'EL-Oued; 2013/2014 ;
- [66] : F. HAOUES, S. DJOUAMA, « *Estimation de la résistance rotorique d'une machine à induction par le filtre de Kalman* », mémoire d'ingénieur en électrotechnique université de Biskra, juin 2005.
- [67] : memoire de master etude et analyse de la commande des onduleurs multi niveaux par MLI sinusoidale ;Breghin Haroum et Hlaimia Safouane ;2015-2016
- [68] : Jean Bonal, Guy Séguier, « *Entraînements Electriques aVitesse Variable* », Technique et Documentation, Vol. 2, Décembre 1998.
- [69] : Site internet, <https://www.abcclim.net/regulation-p-pi-pid.html>
- [70] : Site internet, <https://www.memoireonline.com/04/12/5669/Commande-vectorielle--flux-rotorique-oriente-de-la-machine-asynchrone-simulation-et-experimentat.html>
- [71] : kh.NABTI « *Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue* » theme de mémoire de magistaire de l'université de Costantine, 2006
- [72] : L.Baghli, « *contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de logique floue, réseaux de nuerons et les algorithmes génétiques* », Thèse Doctorat NANCY ,2003
- [73] : Casadei, D.; Profumo, F.; Serra, G.; Tani, A "FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control" , Power electronics, IEEE Transactions on volume 17, issue 5, Sep 2002 page(s): 779 – 787.
- [74] : Heath Hofmann, Seth R. Sanders, " Speed-Sensorless Vector Torque Control of Induction Machines Using a Two-Time-Scale Approach" , IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 34, No. 1, January/February 1998.

Bibliographie

[75] : D. Lu et N. C. Kar, « A review of flux-weakening control in permanent magnet synchronous machines », in *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2010*, p. 1-6.

[76] : S. Bolognani, S. Calligaro, R. Petrella, et F. Pogni, « Flux-weakening in IPM motor drives: Comparison of state-of-art algorithms and a novel proposal for controller design », in *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications, 2011*, p. 1-11.

[77] : S. Gdaim, N. Slama, A. Mtibaa, M.F. Mimouni, "Direct Torque Control based on Artificial Neural Networks of Induction Machine", *JTEA2010. Mars 2010, Hammamet Tunisia*.

[78] : Pour obtenir le grade de DOCTEUR, theme *Commande directe de couple d'un moteur asynchrone à base de techniques intelligentes, 2013, Présenté par Soufien GDAIM*

Bibliographie

Bibliographie

- [1] 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.
- [2] : «Technique de l'ingénieur « volume DIII machines électrique »
- [3] : Introduction à la commande vectorielle des machines asynchrones pat» brune@wanadoo.fr
- [4] : «Actionneurs électriques, Modèles, Commande, » G.Grellet et G.Clerc .éditions Eyrolles.1996
- [5] : Faidallah, A., «Contribution a la l'identification et la commande vectorielle des machines asynchrones » Thèse de Doctorat de l'INP de Lorraine, 1995.
- [6] : M.lajoie_ Mazenc, P. Viarouge «Alimentation des machines synchrones» Technique de l'ingénieur. Traité génie électrique, D3630 20.
- [7] : F. Blascheke «The Principal of field orientation as application to the new transvector closed loop control system for rotating field machine». Siemens Review. Vol 34, may1972,PP.210-220 23
- [8] : T. Kume, Iwakame, «High performance vector controlled AC motor drives: Application and new technologies», IEEE Trans. On industry applications Vol 1A 23, n°5, September /October 1987.
- [9] M. Lajoie-Mazenc, «L'alimentation et la commande des machine synchrone » journée EEA, Toulouse mars1991.
- [10] Westerhote EV,Pietrzac – Davide M. & de Fornel. B, «extended state estimation of non linear modelled indication machine », IEEE-pesc. Conference (Toledo ,spain , July 1992.27
- [11] :M. BACHIR , « DTC INTELLIGENTE APPLIQUÉE À LA COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE » Thèse de Doctorat de l'université de Batna ,septembre2014
- [12] : MEMOIRE : Commande Robuste d'un moteur asynchrone par : BENHAMDI Bouamrane BOUREDJI Azzeddine
- [13] : T. Riad « CONTRIBUTION A LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE » theme du mémoire de l'université de Costantine,juin2008
- [14] : T. ZAKARIA ,M.HOUSSEM EDDINE « ETUDE COMPARATIVE ENTRE LA COMMANDE SCALAIRE ET LA COMMANDE VECTORIELLE POUR UNE MACHINE À INDUCTION » THÈME de mémoire de l'université de Oum El Bouaghi,2011
- [15] : Chapitre III « commande de la machine asynchrone par la méthode de flux orienté »,site internet.
- [16] : T.BESSAAD «Commande par logique floue d'un système multi-machines connectées en série »these de doctorat de l'université de Oran,2018.

Bibliographie

- [17] : K. DAHMANE « A novel concept for multi-machines drive system with single Inverter supply », *IEEE Trans. On Power Electrics*, Vol. 8, No. 4, 2008, 43-49, 2008.
- [18] : T.BESSAAD, G.BACHIR, R.TALEB, « Fuzzy Controller Design of multi-machines System » *JEE* 2017
- [19] : A. ZADEH, « Fuzzy set », *Information Control*, vol. 8, pp. 338-854, 1965.
- [20]: T.C. MINH « Commande numérique de machines asynchrones par logique floue », *Thèse de Ph.D, Université Laval, Québec, Déc.1997.*
- [21] : M. PIERRE, M. BOUCHER, « Logique et commande floue », *Travail d'Intérêt Personnel Encadré TIPE*, Jan. 2006. [38] S. LABIOD, '' Contribution
- [22] : A.Guediri ,M. Atallah ,Mohamed Djemoui «Commande par logique floue appliquée à la machine asynchrone »*theme de mémoire de l'université de El Ouad ,2019*
- [23] : Y.Elbia, « Commande Floue Optimisee d'une Machine asynchrone a Double Alimentation à Flux Orienté ». *Mémoire de Magister de l'universite de Batna, 2009.*
- [24] : G. Abdelhafid « Commande par logique floue appliquée à la machine asynchrone »,2019 ; *El-Oued*
- [25] : B. BENHAMDI, A.BOUREDJI « Commande Robuste d'un moteur asynchrone »,*theme de mémoire université mostaganem 2019-2020*
- [26] : *Asservissement par logique floue : site google*
- [27] : *CCSD Réduction de la complexité des contrôleurs flous : applications à la commande multivariable site google*
- [28] :*site googl e Procédé de génération d'une base de connaissances floue pour un contrôleur flou programmable*
- [29] :*Site internet MEMOIRE ONLINE*
- [30] :*Site internet ASPEXIT précision agriculture*
- [31] : L. Zarour, R.Chenni, A.Borni, A .Bouزيد, « Improvement of Synchronous and Asynchronous Motor Drive Systems Supplied by photovoltaic Arrays with Frequency Control », *Journal of Electrical Engineering Volume59 N°42008pp169- 177*
- [32] : N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, " Optimization of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Method ", *IEEE. Vol.20, N°4, pp.963-973, 2005*
- [33] : L.ZAROOUR « ETUDE TECHNIQUE D'UN SYSTEME D'ENERGIE HYBRIDE PHOTOVOLTAIQUE-EOLIEN HORS RESEAU »*theme de doctorat ;07, 2010*
- [34] :*site google : Utilisation de la logique floue: contrôleur en Simulink GIND5439 Gabriel Cormier*
- [35] : *site internet <https://moncoachdata.com/blog/comprendre-les-reseaux-de-neurones/>*

Bibliographie

- [36] :. *Stage 2015–2016 Réseaux de neurones récurrents et mémoire : application à la musique ;université de lyon ENS DE LYON*
- [37] : F. Rosenblatt, « *The perceptron : a probabilistic model for information storage and organization in the brain* », *Psychological Review*, 65, 6, (1958).
- [38] :Philippe JAUFFRET *Laboratoire Des Systemes D'Information chimique UMR 5076 du CNRS –Montepelier* <pj@chimie.u-strasbg.fr>
- [39] : Site internet ,<https://www.lebigdata.fr/reseau-de-neurones-artificiels-definition>
- [40] : Site internet ,<https://www.clicours.com/les-reseaux-de-neurones-artificiels/>
- [41] : Site internet, <https://www.editions-eni.fr/open/mediabook.aspx?idR>
- [42] : Site internet ,<http://www.math.univ-toulouse.fr/>
- [43] : Site internet ,<https://fr.continuousdev.com/>
- [44]: Site internet, <https://tpe-neurones.webnode.fr/>
- [45]: Site internet ,<https://dl.ummt0.dz/bitstream/handle/ummt0/584/Hammouche>
- [46]: Site internet, <https://blog.clevy.io/nlp-et-ia>
- [47] : Mr Idir MELLAL ,*Mémoire de fin d'études ,Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou Faculté de Génie Electrique et de l'informatique Implémentation d'un réseau de neurones d'un micro capteur sur un FPGA*
- [48]:site internet ,<https://blog.octo.com/reseau-de-neurones-convolutif-semi-supervise-pour-de-la-prediction/>
- [49): YANN LE CUN ET Stéphane Nachez, <Entretien Avec Le Cun >Actua ,29 Janvier 2019,p. 11-12(ISSN 2682 -1265)
- [50] :site internet <https://mobiskill.fr/blog/conseils-emploi-tech>
- [51] : Mr.Lakhmissi CHERROUN ,*cour « Les Reseaux De Neurones Artificiels » Département De Mathématique Et Informatique ;Université De Djelfa ;2011 ,2012*
- [52]: site internet <https://samos.univ-paris1.fr/archives/ftp/preprints/samos174.pdf>
- [53]: Site internet, <https://kongakura.fr/article/Le-perceptron-multicouches>
- [54]:site internet, Wikipedia
- [55]:<https://www.etudier.com/dissertations/Commande-Scalaire-De-La-Mas/52889219.html>
- [56] :*cour Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone ; L. BAGHLI ;université Abou Bakr Belkaid de Tlemcen ;faculté des science et de la technologie ; 2020*
- [57]: Site internet ,<https://fr.readkong.com/page/chapitre-3-modelisation-et-commande-vectorielle-du-moteur-7737011>
- [58] : B.TARK « *Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST* » *Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2003.*

Bibliographie

- [59] : D.Chekima, « *Commande d'un Moteur Asynchrone par Logique Floue* », theme de master de l'université de El Oued, juin 2014
- [60] : H. Bennadji, C. Hamida et R. Haoumdi, « *Contrôle directe de couple de la Machine induction* », Thèse licence LMD , centre université d'Eloued 2009.
- [61] : A. Rahal et M.F Edjiri, « *Contrôle direct du couple de la machine asynchrone* », Mémoire d'ingénierie, université Msila 2004.
- [62] : T. Bakhti et S. Bendaas, « *commande par DTC d'un machine asynchrone sans capteur de vitesse en utilisant un observateur adaptatif* », Thèse d'ingénieur , université de Batna 2008.
- [63] : A. Belhani et F. Mehazzem, « *Commande par DTC De La Machine Asynchrone* », mémoire d'ingénieur en électrotechnique université d'Oum El-Bouaghi, juin 2007.
- [64] : Mme Tamrabet Hanene, « *Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone* », mémoire de magister, Batna, 2006.
- [65] : Med Ibrahim.Messai, Med Mokhtar Redouani « *Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone* » theme de mémoire d' Université d'EL-Oued; 2013/2014 ;
- [66] : F. HAOUES, S. DJOUAMA, « *Estimation de la résistance rotorique d'une machine à induction par le filtre de Kalman* », mémoire d'ingénieur en électrotechnique université de Biskra, juin 2005.
- [67] : memoire de master etude et analyse de la commande des onduleurs multi niveaux par MLI sinusoidale ;Breghin Haroum et Hlaimia Safouane ;2015-2016
- [68] : Jean Bonal, Guy Séguier, « *Entraînements Electriques aVitesse Variable* », Technique et Documentation, Vol. 2, Décembre 1998.
- [69] : Site internet, <https://www.abcclim.net/regulation-p-pi-pid.html>
- [70] : Site internet, <https://www.memoireonline.com/04/12/5669/Commande-vectorielle--flux-rotorique-orientee-de-la-machine-asynchrone-simulation-et-experimentat.html>
- [71] : kh.NABTI « *Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue* » theme de mémoire de magistère de l'université de Costantine, 2006
- [72] : L.Baghli, « *contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de logique floue, réseaux de neurones et les algorithmes génétiques* », Thèse Doctorat NANCY ,2003
- [73] : Casadei, D.; Profumo, F.; Serra, G.; Tani, A "FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control" , Power electronics, IEEE Transactions on volume 17, issue 5, Sep 2002 page(s): 779 – 787.
- [74] : Heath Hofmann, Seth R. Sanders, " Speed-Sensorless Vector Torque Control of Induction Machines Using a Two-Time-Scale Approach" , IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 34, No. 1, January/February 1998.

Bibliographie

[75] : D. Lu et N. C. Kar, « A review of flux-weakening control in permanent magnet synchronous machines », in *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2010*, p. 1-6.

[76] : S. Bolognani, S. Calligaro, R. Petrella, et F. Pogni, « Flux-weakening in IPM motor drives: Comparison of state-of-art algorithms and a novel proposal for controller design », in *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications, 2011*, p. 1-11.

[77] : S. Gdaim, N. Slama, A. Mtibaa, M.F. Mimouni, "Direct Torque Control based on Artificial Neural Networks of Induction Machine", *JTEA2010. Mars 2010, Hammamet Tunisia*.

[78] : Pour obtenir le grade de DOCTEUR, theme *Commande directe de couple d'un moteur asynchrone à base de techniques intelligentes, 2013*, Présenté par Soufien GDAIM