

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université A.MIRA-BEJAIA



Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique

Mémoire de Fin d'Etude

En vue l'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique
Option : Commandes électriques

Thème

Contribution à la commande directe du couple d'une machine asynchrone avec un régulateur PI adaptatif par logique floue.

Préparé par :

OUBRAHAM Amina
RAMTANI Farah

Dirigé par :

M^r TAZERART Farid

Année Universitaire : 2018/2019

Remerciements

Remerciements

Tout d'abord, nos remerciements vont premièrement à ALLAH le tout puissant de nous avoir donné, la santé la volonté le courage et la patience durant toutes ces années d'études.

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à Monsieur TAZERART Farid sans qui cette réalisation n'aurait pu être possible, pour nous avoir dirigé et suivis ce travail. On lui exprime également nos reconnaissances pour sa disponibilité, sa patience, sa confiance et ses conseils fructueux qu'il n'a cessé de nous prodiguer.

Aussi, ne nous saurons omettre d'exprimer nos vifs remerciements à Monsieur A.MELLABI et aux membres du laboratoire LT2I, qui n'ont épargné ni temps ni efforts pour nous aider et répondre à nos questions

Nous tenons aussi à remercier profondément les enseignants du département de génie électrique qui nous ont donné de leurs savoir et nous ont soutenu tout au long de notre parcours universitaire.

Merci aux membres de jury d'avoir accepté de nous distinguer et de nous honorer en jugeant notre travail.

Nos sincères remerciements à tous ceux qui ont contribué à l'aboutissement de ce modeste travail.

Dédicaces

Quoi que je fasse ou que je dise, je ne saurai point vous exprimer mon sentiment de gratitude comme il se doit votre affection me comble.

Votre bienveillance me guide et votre présence à mes cotés à toujours été ma source de force pour affronter les différents obstacles.

Mon cher papa ma chère maman je vous dédie ce travail ; que dieux vous garde pour nous je vous aime.

A mes grands parents à qui je souhaite santé et longue vie

A mes bien aimés Farés, Redouane, Aissa et mon unique Fouzia

A ma tante

A mes chers neveux, nièces, cousins et cousines ;

A mes amis(es) et tous ceux que j'aime

Je vous dédie ce travail.

Amina

Dédicaces

Je dédie ce travail :

A mes chers parents,

Ma mère ma raison d'être celle qui éclaire mon chemin et l'illumine d'amour et d'affection qui ma soutenu et encouragé durant ces années d'études.

Mon papa en signe d'amour et de gratitude pour tout le soutien et sacrifices qu'il a fait a mon égard.

Que dieux vous garde et vous apporte santé et bonheur.

A mes chers sœurs Meriem, Ryma, Samira, Yousra et Hanene je leurs souhaite un avenir éclairons pleins de bonheur.

A mes jolies nièces Raghed et Amina à mon neveu Mohamed Idriss.

A toute ma famille, oncles tentes mes cousins et cousines.

A tout mes ami(es) et tout ceux que j'aime.

Farah

Sommaire

Liste des figures	
Liste des tableaux	
Introduction générale.....	1
<i>Chapitre I : Modélisation et simulation de l'ensemble machine asynchrone-onduleur triphasé</i>	
I.1 Introduction.....	3
I.2 Modélisation de la machine asynchrone	3
I.2.1 Définition de la machine asynchrone	3
I.2.2 Principe de fonctionnement	4
I.2.3 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone	5
I.2.3.1 Avantages	5
I.2.3.2 Inconvénients.....	5
I.2.4 Hypothèses simplificatrices.....	5
I.2.5 Mise en équation de la machine asynchrone	6
I.2.5.1 Equations électrique.....	7
I.2.5.2 Equations magnétique.....	7
I.2.5.3 Equation mécanique.....	9
I.2.6 Transformation de Park.....	10
I.2.6.1 Equations électriques dans le repère de Park.....	11
I.2.6.2 Equations du flux magnétiques.....	12
I.2.7 Choix du référentiel.....	12
I.2.7.1 Référentiel lié au stator (α, β)	12
I.2.8 Mise sous forme d'équation d'état	13
I.3 Simulation de la MAS sous MATLAB/SIMULINK	14
I.3.1 Résultats de simulation.....	15
I.3.2 Interprétation des résultats	15
I.4 Description et modélisation de l'onduleur	16
I.4.1 Description de l'onduleur triphasée	16
I.4.2 Modélisation de l'onduleur	17
I.4.2.1 Hypothèses simplificatrices	17

Sommaire

I.4.3 Stratégies de commande de l'onduleur de tension	18
I.4.3.1 Commande pleine onde (180°)	18
I.4.3.2 Simulation de l'ensemble MAS-Onduleur (commande 180°)	19
I.4.3.3 Résultats de simulation	20
I.4.3.4 Commande MLI	21
I.4.4 Interprétations des résultats de simulation MAS-commande pleine onde, MAS-MLI	24
I.5 Conclusion	24

Chapitre II : Techniques de commande de la machine asynchrone

II.1 Introduction	25
II.2 Commande scalaire.....	25
II.2.1 Définition	25
II.2.2 Principe	25
II.3 Commande par orientation de flux (Field Oriented Control (FOC)).....	27
II.3.1 Principe	27
II.3.2 Orientation du flux rotorique	28
II.3.2.1 Contrôle Vectoriel direct	29
II.3.2.2 Contrôle vectoriel indirect.....	30
II.4 Commande Directe du Couple (Direct Torque Control (DTC))	30
II.4.1 Principe	30
II.4.2 Contrôle du flux statorique	31
II.4.3 Contrôle du couple électromagnétique	32
II.4.4 Choix du vecteur de tension V_s	32
II.4.5 Estimation du flux statorique et du couple	33
II.4.6 Comparateur à hystérésis	34
II.4.6.1 Comparateur du flux.....	34
II.4.6.2 Comparateur du couple électromagnétique.....	35
II.4.7 Tables de commutation	35
II.4.7.1 Table de commande du flux statorique	35
II.4.7.2 Table de commande du couple électromagnétique	36

Sommaire

II.4.8 Avantages et inconvénients de la commande DTC	37
II.4.8.1 Avantages	37
II.4.8.2 Inconvénients	37
II.4.9 Simulation de la DTC	38
II.4.9.1 Résultats de simulation de la DTC avec un régulateur de vitesse.....	38
II.4.9.2 interprétation des résultats de simulation	40
II.4.9.3 Robustesse de la DTC en fonction de la variation du sens de rotation et l'application d'une charge.....	41
II.4.9.4 Interprétation des résultats.....	42
II.5 Conclusion	42

Chapitre III : Commande de la machine asynchrone par logique floue

III.1 Introduction	43
III.2 Introduction à la logique floue	43
III.2.1 Définition.....	43
III.2.2 Principe	44
III.2.2.1 Ensembles flous	44
III.2.2.2 Variables linguistiques.....	44
III.2.2.3 Fonctions d'appartenance	45
III .3 Opérations sur les ensembles flous	47
III .4 Régulateur floue	48
III .4.1 Constitution d'un contrôleur flou	48
III.5 Avantages et inconvénients de la logique floue	51
III.5.1 Avantages	51
III.5.2 Inconvénients.....	51
III.6 Pourquoi la logique floue dans la commande de la MAS	52
III.6.1 Commande de vitesse de la machine asynchrone par la logique floue	52
III.6.2 Etude et description du comportement de la machine.....	52
III.7 Structure du régulateur flou RLF	54
III.7 .1 Régulateur de type MAMDANI.....	55
III.7.1.1 Fuzzification	56
III.7.1.2 Base de connaissances	58

Sommaire

III.7.1.3 Défuzzification.....	59
III.8 Conception du régulateur.....	59
III.9 Simulation de la DTC avec un régulateur flou.....	63
III.9.1 Résultats de simulation.....	64
III.9.2 Interprétation des résultats de simulation.....	65
III. 10 Conclusion.....	66

Chapitre IV : Commande directe du couple de la MAS avec un PI adaptatif par logique floue

IV.1 Introduction.....	67
IV.2 Commande adaptative.....	67
IV.3 Principe de la commande adaptative.....	67
IV.3.1 Commande adaptative directe.....	68
IV.3.2 Commande adaptative indirecte.....	68
IV.4 Objectifs de la commande adaptative.....	68
IV.5 Types de commande adaptative.....	69
IV.5.1 Commande optimale stochastique.....	69
IV.5.2 Commande adaptative avec model de référence (MRAC).....	69
IV.5.3 Commande adaptative auto-ajustable.....	70
IV.6 Commande DTC par un régulateur PI adaptatif par logique floue.....	71
IV.6.1 Régulateur PID conventionnel.....	71
IV.6.1.1 Action proportionnelle.....	72
IV.6.1.2 Action intégrale.....	72
IV.6.1.3 Action dérivée.....	73
IV.6.2 Description du contrôleur flou utilisé.....	73
IV.6.3 Adaptation des paramètres du PI par logique floue.....	73
IV.6.3.1 La table des règles.....	75
IV.7.1 Résultats de simulation de la DTC par un PI adaptatif par logique floue.....	76
IV.7.2 Interprétation des résultats de simulation.....	77
IV.8 Etude comparative entre la DTC avec un PI classique et un PI adaptatif par logique floue.....	78

Sommaire

IV.9 Conclusion	79
Conclusion générale	80
Annexes	
Bibliographie	

Liste des figures

Chapitre I : Modélisation et simulation de l'ensemble machine asynchrone-onduleur triphasé

Figure I.1 : Machine asynchrone avec présentation du rotor et stator	4
Figure I.2 : Représentation spatiale des enroulements de la MAS	6
Figure I.3 Position des axes (d,q) par rapport aux axes de la machine	10
Figure I.4 Schéma block de simulation de la MAS sous Matlab/Simuli.....	14
Figure I.5 Allures de la vitesse et les couples Cr et Ce.....	15
Figure I.6 Allures du courant statorique.....	15
Figure I.7 : Onduleur triphasé et sa charge	16
Figure I.8 Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur deux niveaux.....	18
Figure I.9 Schéma block de la commande à pleine onde (commande 180)	19
Figure I.10 Modèle de l'ensemble onduleur-machine	19
Figure I.11 Allures des couples (Cr, Ce) et de la vitesse de rotation	20
Figure I.12 Allures De la tension simple Va a la sortie de l'onduleur et le spectre des..... harmoniques de tension Va	20
Figure I.13 Allures du courant statorique alpha.	21
Figure I.14 Schéma block de la commande MLI.....	21
Figure I.15 Principe de la commande MLI	22
Figure I.16 Allures des couples (Cr, Ce) et de la vitesse de rotation	23
Figure I.17 Allures de la tension simple à la sortie de l'onduleur et le spectre d'harmonique de Va....	23
Figure I.18 Allure du courant à la phase alpha	23

Chapitre II : Techniques de commande de la machine asynchrone

Figure II.1 Schéma de principe de la commande V/f d'un moteur asynchrone	26
Figure II.2 Caractéristiques Couple/Vitesse en fonction de la fréquence d'alimentation	26
Figure II.3 Schéma représentatif de l'orientation de flux rotorique selon l'axe d	28
Figure II.4 Structure générale du contrôle direct à flux rotorique orienté.....	29
Figure II.5 Stratégie de la commande directe du couple	31
Figure II.6 Evolution de l'extrémité φ_s	32
Figure II.7 Vecteurs actifs des tensions statoriques et secteurs [15].....	33
Figure II.8 Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le flux statorique	34
Figure II.9 Correcteur du couple à trois niveaux	35
Figure II.10 Schéma de la structure générale de la commande directe du couple	37
Figure II.11 Schéma bloc de la DTC avec régulation de vitesse	38
Figure II.12 Allures des couples C_e, C_r et de la vitesse de rotation	39
Figure II.13 Allures des flux statoriques (DTC).....	39
Figure II.14 Allures des courants et du module du flux	40
Figure II.15 Allures des couples C_e, C_r et de la vitesse de rotation	41
Figure II.16 Allures des flux statoriques (DTC).....	16

Chapitre III : Commande de la machine asynchrone par logique floue

Figure III.1 Variable linguistique	44
Figure III.2 Fonction d'appartenance triangulaire	45
Figure III.3 Fonction d'appartenance trapézoïdale	45
Figure III.4 Fonction d'appartenance gaussienne	46
Figure III.5 Fonction d'appartenance sigmoïdale	46
Figure III.6 Configuration de base d'un régulateur par logique floue (RLF) [30].	48
Figure III.7 Configuration de la boucle de vitesse.....	52
Figure III.8 Etude de la réponse du système à un échelon de vitesse	53
Figure III.9 Schéma bloc d'un régulateur flou	55
Figure III.10 Diagramme d'un régulateur flou de type MAMDANI [19].....	56
Figure III.11 Fonctions d'appartenances des différentes variables linguistiques (RLF) de vitesse	57
Figure III.12 Fenêtre principale de l'éditeur de logique floue.....	59
Figure III.13 Fenêtre de l'éditeur de fonctions d'appartenance d'un signal.....	60
Figure III.14 Fenêtre de l'éditeur exemple de fonctions d'appartenance d'un signal.....	61
Figure III.15 Fenêtre de l'éditeur de règles d'inférence.....	62
Figure III.16 Fenêtre principale de l'éditeur de logique floue : exemple complété.....	62
Figure III.17 Régulateur flou.....	63
Figure III.18 Schéma block de simulation de la DTC par logique floue	63
Figure III.19 Allures des couple C_e et C_r et de la vitesse de rotation.....	64
Figure III.20 Allures des flux statoriques.....	64
Figure III.21 Allure des courants statoriques	65
Figure III.22 Surface caractéristique de régulateur flou.....	65

Chapitre IV : Commande directe du couple de la MAS avec un PI adaptatif par logique floue

Figure IV.1 Schéma de principe de la commande adaptative	68
Figure IV.2 Commande adaptative avec modèle de référence	70
Figure IV.3 Commande adaptative auto-ajustable.....	71
Figure IV.4 Schéma block d'un régulateur PI conventionnel	72
Figure IV.5 Structure d'un régulateur PID adaptif par logique flou	73
Figure IV.6 Les fonctions d'appartenances pour l'erreur et la variation de l'erreur	74
Figure IV.7 Les fonctions d'appartenances des paramètres K_P K_I	74
Figure IV.8 Schéma bloc de la DTC avec un régulateur PI adaptatif par logique floue.....	76
Figure IV.9 Allures de la vitesse de rotation et du couple	76
Figure IV.10 Allures des variations des paramètres de K_P K_I	77
Figure IV.11 Allures des vitesses avec régulateurs PI classique, et PI adaptatif par logique floue.....	78
Figure IV.12 Allures des couples (avec PI classique et PI adaptatif par logique floue).	78

Liste des tableaux

Chapitre II : Techniques de commande de la machine asynchrone

Tableau II.1 Vecteurs de tension appliquée pour chaque secteur pour le contrôle du flux35
Tableau II.2 Vecteurs de tension appliquée pour chaque secteur pour le contrôle du couple36
Tableau II.3 Table de commutation36

Chapitre III : Commande de la machine asynchrone par logique floue

Tableau III.1 Matrice d'inférence58

Chapitre IV : Commande directe du couple de la MAS avec un PI adaptatif par logique floue

Tableau IV.1 table des règles pour KI 75
Tableau IV.2 table des règles pour KP 75

Liste des abréviations

Liste des abréviations

MAS : Machine asynchrone.

GTO: Gate turn-off thyristor.

MLI: Modulation de largeur d'impulsion.

DTC : Contrôle direct du couple (Direct Torque Control).

FOC: Commande par orientation de flux (Field Oriented Control).

MCC : Moteur à courant continu.

VSI : voltage source inverter.

CSI : current source inverter.

PI : Proportionnel intégral.

RLF : Régulateur logique flou.

MRAC : commande adaptative avec modèle de référence (Model Reference Adaptive Control).

MIAC : Commande adaptative indirecte avec identification du modèle (Model Indirect Adaptive Control).

PID : Proportionnel intégral dérivée.

Introduction générale

La compétitivité installée dans le secteur industriel impose aux chercheurs des exigences encore plus pointues aux quelles ils doivent répondre. La machine asynchrone répond parfaitement à cette demande et donc bénéficiera d'une attention particulière dans les installations industrielles modernes pour plusieurs raisons, notamment : son faible coût, sa masse réduite et sa robustesse. Ceci n'exclut guère que cette machine présente des inconvénients majeurs à savoir, sa structure dynamique qui est fortement non linéaire, ses variables internes tel que le couple électromagnétique et le flux sont fortement couplés ce qui complique sa commande [1], ajouté à cela l'utilisation des courants alternatifs à fréquence variable contrairement au moteur à courant continu qui implique juste la variation de la tension d'alimentation pour faire varier la vitesse [2].

Cependant le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable à connu ces dernières années un essor considérable grâce à l'évolution technologique de l'électronique de puissance et de l'informatique industrielle, ce qui revient en faveur de la machine asynchrone.

Des commandes assez laborieuses ont été mises au point pour remédier aux problèmes liés à la commande de la machine et réaliser un contrôle découplé de cette dernière en utilisant des repères appropriés.

On citera la commande directe du couple (DTC) qui a été proposée pour la première fois par TAKAHACHI au milieu des années quatre-vingt elle est d'un intérêt capital puisque elle rapproche le comportement de la machine asynchrone à celui de la machine à courant continu (MCC) en réalisant le découplage entre flux et couple [1].

La commande DTC a fait ses preuves mais qui n'était pas sans inconvénients en outre, beaucoup de travaux de recherche visent à développer les performances de cette stratégie de commande en harmonie. De nouvelles techniques intelligentes ont été proposées et de plus en plus utilisées dans les applications d'entraînement à vitesse variable telle que la théorie de la logique floue développée par Lotfi Zadeh en 1965.

Dans le cadre de notre étude, le but est de proposer de nouvelles techniques et stratégies pour contribuer à la commande directe du couple en minimisant ses inconvénients et en conservant ses avantages, on utilisera un régulateur PI adaptatif par logique flou dans la boucle de régulation de vitesse.

Notre travail sera structuré en quatre chapitres comme suit :

Dans le premier chapitre nous allons exposer quelques généralités sur la MAS, par la suite sa modélisation en donnant sa représentation mathématique dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park pour réduire sa représentation à un référentiel biphasé nous passerons à la modélisation d'un onduleur à deux niveaux et nous allons discuter les différentes stratégies de commande (commande pleine onde, commande par modulation de largeur d'impulsion), suivie d'une simulation de l'ensemble MAS-onduleur et une interprétation des résultats.

Quant au deuxième chapitre il comprendra les différents types de commandes de la machine ; la commande scalaire, la commande vectorielle et on développera particulièrement la commande directe du couple dont on donnera le principe de réglage du flux et du couple basé sur des comparateur à hystérésis et de la table de commutation de l'onduleur.

Le troisième chapitre sera consacré à la définition d'une stratégie d'amélioration de la commande DTC en introduisant la logique floue, où nous présenterons quelques généralités sur cette dernière, et les étapes de conception d'un régulateur flou.

Le quatrième chapitre sera voué en premier lieu à la commande directe du couple de la machine par un régulateur Proportionnel Intégral adaptatif par logique floue, par la suite nous allons mener une étude comparative entre un régulateur PI classique et un PI adaptatif par logique floue, afin d'affirmer les performances de ce dernier.

Pour finir, nous allons clôturer cette étude par une conclusion générale et nous exposerons aussi nos perspectives pour les travaux qui seront successeurs au notre.

Chapitre I :

Modélisation et simulation de l'ensemble machine asynchrone- onduleur triphasé

I.1 Introduction

La machine asynchrone est d'un intérêt majeur par rapport aux autres types de machines, elle est favorisée de par sa simplicité structurelle, d'entretien et de sa robustesse, son usage est le plus répandu en industrie.

Afin d'élaborer une structure de commande il est important d'établir un modèle mathématique qui présente les caractéristiques du processus, chose que nous allons faire dans la première partie de ce chapitre en donnant un aperçu sur la modélisation de la machine asynchrone sous forme d'équation d'état en vue de sa commande.

La rapidité de développement des algorithmes de commande très performants des machines électriques à courant alternatif, implique des moyens de réglage des tensions et fréquences d'alimentation tous aussi performants à l'exemple de l'onduleur de tensions. Pour générer une tension d'alimentation sinusoïdale diverses stratégies de commande ont été proposées pour les onduleurs à deux niveaux. Deux commandes sont choisies pour faire l'objet de notre étude dans ce chapitre ce sont la commande pleine onde (180°) et la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI). Par la suite nous allons simuler l'ensemble MAS-onduleur.

I.2 Modélisation de la machine asynchrone

I.2.1 Définition de la machine asynchrone [1],[3] :

Egalement connue sous le nom de la machine à induction par les anglo-saxons, c'est une machine à courant alternatif qui comprend un stator et un rotor, constitués de tôles d'acier au silicium comportant des encoches dans lesquelles on place les enroulements. Le stator est fixe on y trouve les enroulements reliés à la source. Le rotor est monté sur un axe de rotation et est en court-circuit. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par l'entre fer.

Selon que les enroulements du rotor soient accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux mêmes en permanence, on définit deux types de rotor.

- ♣ Rotor bobiné (à bague) ; muni d'enroulements bobinés localisés dans les encoches situées à la périphérie du rotor.
- ♣ Rotor à cage d'écureuil ; ensemble de barres en cuivre ou en alliage réunies à chaque extrémité du rotor par des anneaux réalisant le court-circuit.

La machine asynchrone est considérée comme un transformateur à champ magnétique tournant dont le stator étant comparable à l'enroulement primaire et le rotor à l'enroulement secondaire en court-circuit.

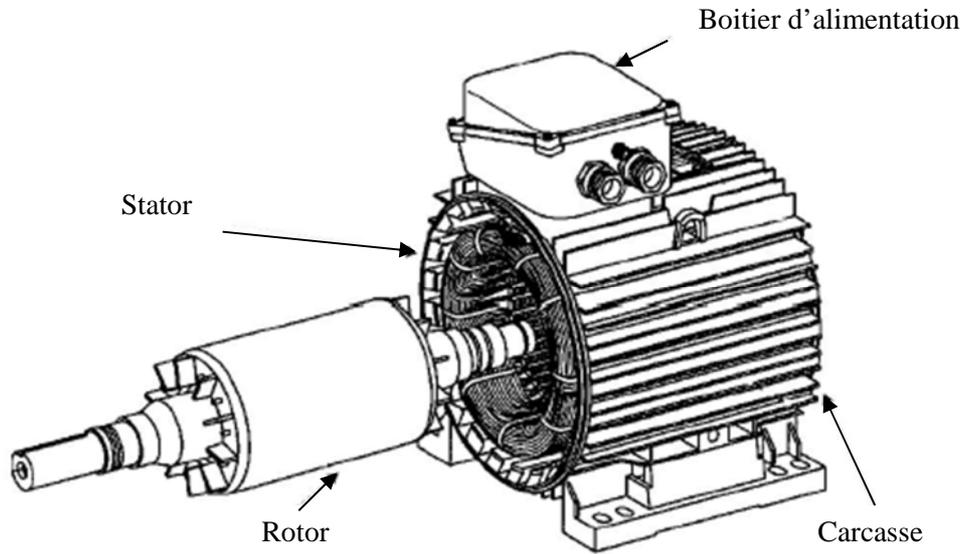


Figure I.1 : Machine asynchrone avec présentation du rotor et stator [4]

I.2.2 Principe de fonctionnement [3],[5]

Le fonctionnement de la machine asynchrone repose sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant ; créé par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique, avec des courants induits dans les enroulements rotoriques lorsque les conducteurs de ce dernier sont balayés par le champ tournant au niveau de l'entrefer.

Le rotor tourne à la fréquence de rotation (n) il tourne moins vite que le champ tournant qui lui tourne à la fréquence de rotation n_s , la fréquence de glissement est la différence entre ces deux fréquences.

$$n_g = n_s - n \quad (I.1)$$

On appelle le glissement de la MAS :

$$g = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (I.2)$$

I.2.3 Avantages et inconvénients de la machine asynchrone

I.2.3.1 Avantages [1]

Le moteur asynchrone est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie en raison de :

- ◆ Son faible coût de construction comparé à un MCC de même puissance ;
- ◆ Robustesse ;
- ◆ Facilité de mise en œuvre.

I.2.3.2 Inconvénients [6]

- ◆ Le rendement est relativement faible ;
- ◆ Difficulté d'évacuer les pertes joules au rotor dû à un refroidissement difficile ;
- ◆ Mauvais facteur de puissance.

La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle. La modélisation est une phase primordiale dans la simulation, le modèle adopté devrait interpréter l'ensemble des phénomènes que le concepteur cherche à mettre en évidence.

On admet alors quelques hypothèses simplificatrices conventionnelles [2].

I.2.4 Hypothèses simplificatrices [7]

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable ;
- Nous supposons que nous allons travailler au régime non saturé ;
- Nous négligeons les phénomènes d'hystérésis, courants de Foucault et l'effet de peau ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température ;
- Le bobinage est réparti de manière à donner une (f.m.m) sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux ;
- Le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié ;

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- ✧ L'additivité des flux ;
- ✧ La constance des inductances propres ;
- ✧ La loi de variation sinusoïdale des inductions mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I.2.5 Mise en équation de la machine asynchrone [8]

La machine asynchrone est représentée schématiquement par la figure (I.2). Elle est munie de six enroulements.

Le stator de la machine est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace et séparés d'un angle électrique de 120° . Les mêmes propos s'appliquent au rotor qu'il soit à cage ou bobiné.

Dans le repère triphasé, les trois vecteurs (s_a , s_b , s_c) sont orientés selon les axes des trois enroulements statoriques de la machine, il est de même pour le rotor (r_a , r_b , r_c)

Avec θ l'angle électrique entre la phase « a » statorique et la phase « a » rotorique.

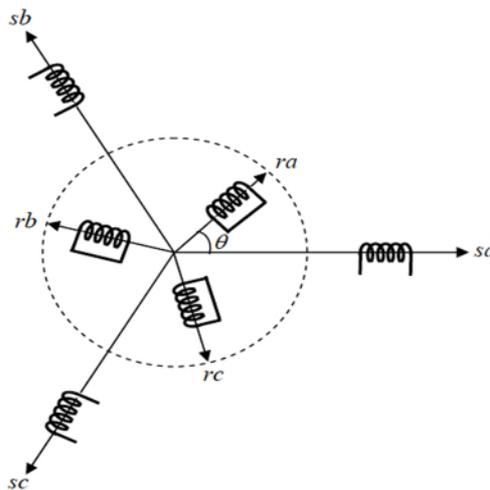


Figure I.2 : Représentation spatiale des enroulements de la MAS [8]

Trois types d'équations traduisent le comportement de ces enroulements dans le repère (a,b,c) :

- Equations électriques ;
- Equations magnétiques ;
- Equation mécanique.

I.2.5.1 Equations électrique

La loi de Faraday nous permet d'écrire les équations électriques des tensions statoriques et rotoriques sous la forme suivante [2],[5] :

Au stator :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

Au rotor :

$$\begin{cases} V_{ra} = 0 = R_r I_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = 0 = R_r I_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = 0 = R_r I_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

Avec :

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}, V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$: Sont les trois tensions respectivement statoriques, rotoriques.

$I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}, I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}$: Sont les trois courants respectivement statoriques, rotoriques.

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}, \varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$: Sont les flux des trois phases respectivement statoriques, rotoriques.

Les équations (I.3), (I.4) peuvent s'écrire sous la forme matricielle suivante :

Au stator :

$$[V_{abcs}] = R [I_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abcs}] \quad (\text{I.5})$$

Au rotor :

$$[V_{abcr}] = 0 = R [I_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abcr}] \quad (\text{I.6})$$

I.2.5.2 Equations magnétique

En s'appuyant sur les hypothèses citées précédemment, les courants circulant dans les différents enroulements créent des flux statoriques et rotoriques, le flux total est la somme des six termes (notion de flux par rapport à l'inductance propre). Les relations entre les flux et les courants sont linéaires et sont exprimées par la forme matricielle suivante [1],[2]:

Au stator :

$$\begin{cases} \varphi_{sa} = L_s I_{sa} + M_s I_{sb} + M_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \\ \varphi_{sb} = M_s I_{sa} + L_s I_{sb} + M_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \\ \varphi_{sc} = M_s I_{sa} + M_s I_{sb} + L_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \end{cases} \quad (I.7)$$

Au rotor :

$$\begin{cases} \varphi_{ra} = L_r I_{ra} + M_r I_{rb} + M_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \\ \varphi_{rb} = M_r I_{ra} + L_r I_{rb} + M_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \\ \varphi_{rc} = M_r I_{ra} + M_r I_{rb} + L_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \end{cases} \quad (I.8)$$

$$[\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (I.9)$$

$$[\varphi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \quad (I.10)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

$$\text{Avec : } [M_{sr}] = [M_{rs}]^T$$

L_s, L_r : Inductance propre d'une phase statorique et rotorique.

M_{sr}, M_{rs} : Inductance mutuelle entre phases statoriques et entre phases rotoriques.

M : Inductance mutuelle quand les axes des deux enroulements considérés coïncident.

En remplaçant les équations du flux (I.9), (I.10) dans les équations de tension (I.5) et (I.6) on obtient un système d'équations électrique nécessaire pour l'étude de fonctionnement de la machine dans tous les régimes : [1]

$$[V_{abcs}] = [R_s] \cdot [I_{abcs}] + d\{[L_{ss}][I_{abcs}] + [M_{sr}][I_{abcr}]\}/dt \quad (I.14)$$

$$[V_{abcr}] = [R_r] \cdot [I_{abcr}] + d\{[L_{rr}][I_{abcr}] + [M_{rs}][I_{abcs}]\}/dt \quad (I.15)$$

I.2.5.3 Equation mécanique

L'évolution de la vitesse en fonction des couples électromagnétiques et résistants est caractérisée par l'expression suivante [9] :

$$J\frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \quad (\text{I.16})$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

f : Coefficient de frottement visqueux.

Ω : Vitesse de rotation.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

La mise en équation des moteurs triphasés conduit à des équations différentielles à coefficients variables, du fait que les termes des matrices des inductances $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ varient en fonction de la position du rotor par rapport au stator (angle θ), et nécessitent donc d'être recalculé à chaque pas. Nous utilisons, par conséquent des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants.

Le modèle de Park apporte une solution satisfaisante, il permet d'obtenir une représentation biphasée équivalente de la machine. Cette transformation fait appel à deux changements de coordonnées : la transformation de Concordia pour la conservation de puissances, ou Clarke pour la conservation des amplitudes, puis le changement de repère par rotation [10],[11].

I.2.6 Transformation de Park

La transformation de Park nous permet de transformer les enroulements statoriques et rotoriques (a, b, c) de la machine triphasé en enroulements biphasés fictifs (d,q) [9].

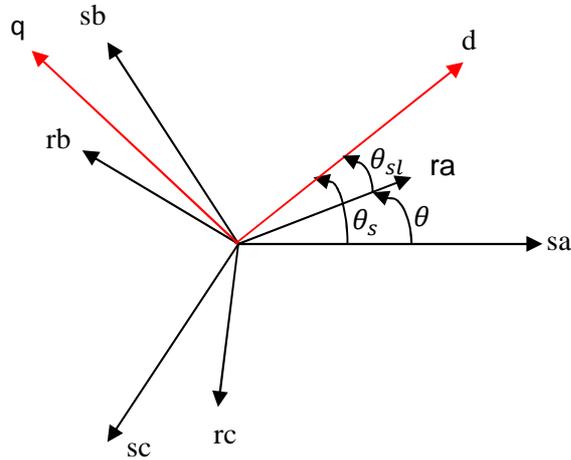


Figure I.3 Position des axes (d,q) par rapport aux axes de la machine [8]

θ : L'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

θ_s : L'angle de rotation de (d, q) par rapport au stator.

θ_{sl} : L'angle de rotation (d, q) par rapport au rotor.

Les angles sont liés par :

$$\theta_s = \theta + \theta_{sl} \quad (\text{I.17})$$

La matrice de transformation utilisée pour les courants, les tensions et les flux est définie par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Dans le cas d'une alimentation sinusoïdale équilibrée, les composantes homopolaires sont nulles.

Lorsque la valeur zéro est attribuée à l'angle θ (c'est-à-dire le système d'axe triphasé est immobile par rapport au système d'axe biphasé) donc la transformation de Park ainsi particulière porte le nom de Clarke [12], [13].

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \longrightarrow \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad \text{Avec} \quad C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \longrightarrow \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad \text{Avec} \quad C_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

I.2.6.1 Equations électriques dans le repère de Park

En appliquant la transformation de Park (I.15) aux équations électriques de la MAS, on obtient l'écriture des équations dans le repère (d,q) donné par [9] :

$$\text{Au stator :} \quad \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = [P] \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} = [P] \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}$$

$$\text{Au rotor :} \quad \begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = [P] \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} = [P] \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}$$

A partir des équations du stator et du rotor (I.3), (I.4), on obtient :

Au stator :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

Au rotor :

$$\begin{cases} V_{dr} = 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

I.2.6.2 Equations du flux magnétiques

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \varphi_{dr} = M I_{ds} + L_r I_{dr} \\ \varphi_{qr} = M I_{qs} + L_r I_{qr} \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

I.2.7 Choix du référentiel

Ce qui rend la transformation de Park attrayante est que l'orientation du repère (d, q) peut-être quelconque. Il existe trois choix, le repère (d, q) lié au stator, au rotor ou au champ tournant selon l'objectif de l'application [8],[9] :

- ✓ Le repère d'axes (d,q) fixe lié au stator (repère stationnaire). Les grandeurs électriques évoluent au régime permanent à la pulsation stationnaire ω_s . Cette méthode est généralement utilisée dans l'étude des observateurs (d, q = α, β) ;
- ✓ Le repère d'axe (d,q) lié au rotor. Les grandeurs électriques évoluent au régime permanent à la pulsation ω_r ;
- ✓ Le repère d'axe (d,q) lié au champ tournant. En régime permanent les grandeurs du modèle sont continues. Cette méthode est souvent utilisée dans l'étude de la commande.

I.2.7.1 Référentiel lié au stator (α, β)

Dans notre étude on a opté pour le référentiel lié au stator, car il est le plus adéquat pour travailler avec les grandeurs instantanées, ce repère est caractérisé par [2],[8] :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = 0 \quad \text{et} \quad \omega_{sl} = \frac{d\theta_{sl}}{dt} = -\omega \quad (\text{I.24})$$

Le système d'équation qui modélise la machine asynchrone dans le repère fixe devient alors :

Au stator :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

Avec :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = L_s I_{s\alpha} + M I_{r\alpha} \\ \varphi_{s\beta} = L_s I_{s\beta} + M I_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{I.26})$$

Au rotor :

$$\begin{cases} V_{r\alpha} = 0 = R_r I_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + \omega \varphi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r I_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} - \omega \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{I.27})$$

Avec :

$$\begin{cases} \varphi_{r\alpha} = L_r I_{r\alpha} + M I_{s\alpha} \\ \varphi_{r\beta} = L_r I_{r\beta} + M I_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{I.28})$$

I.2.8 Mise sous forme d'équation d'état

Il est nécessaire de représenter le modèle de la machine asynchrone sous forme d'équations d'état en vue de sa commande [2],[14].

$$\dot{X} = \frac{dX}{dt}, \quad \dot{X} = AX + BU \quad (\text{I.29})$$

Les variables de commande sont des tensions statoriques et les variables d'état sont les courants statoriques et les flux statoriques.

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{s\alpha} \\ \dot{I}_{s\beta} \\ \dot{\varphi}_{s\alpha} \\ \dot{\varphi}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r T_r} \right) & 0 & \frac{M_{sr}}{L_s L_r T_r} & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega \\ 0 & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r T_r} \right) & -\frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega & \frac{M_{sr}}{L_s L_r T_r} \\ \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M_{sr}}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.30})$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{et} \quad T_s = \frac{L_s}{R_s}$$

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

I.3 Simulation de la MAS sous MATLAB/SIMULINK

Après avoir réalisé le modèle dynamique de la machine asynchrone, une simulation de ce dernier est nécessaire afin d'étudier les performances de cette machine.

La simulation à été effectuée par le logiciel SIMULINK de MATLAB. On représentera le modèle de la machine asynchrone triphasée alimentée par le réseau 220V /380V, 50 Hz (figure I.4), par la suite la MAS alimentée par un onduleur.

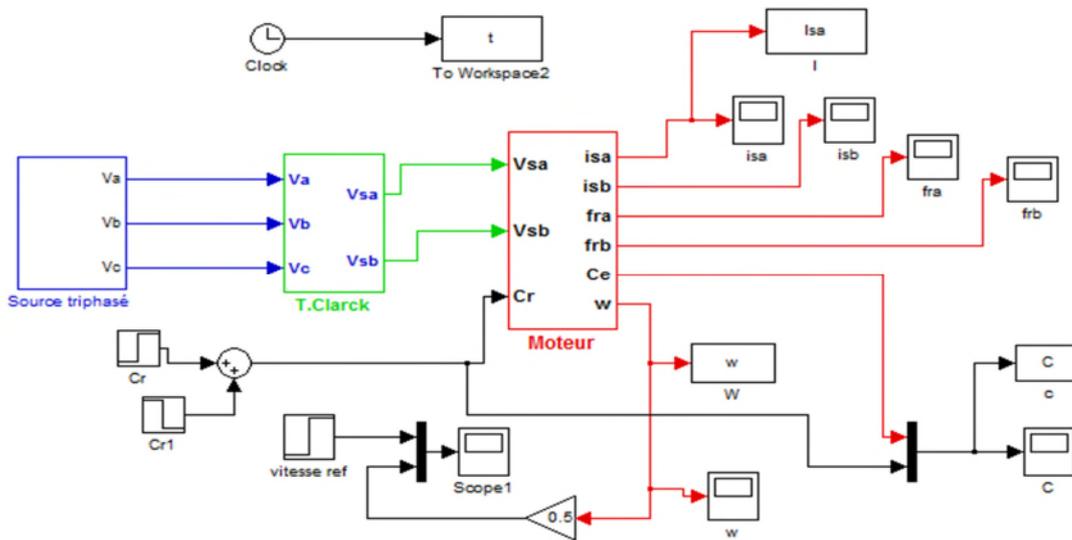


Figure I.4 Schéma block de simulation de la MAS sous Matlab/Simulink

I.3.1 Résultats de simulation

En simulant le schéma block de la figure I.4, on obtient les résultats suivants :

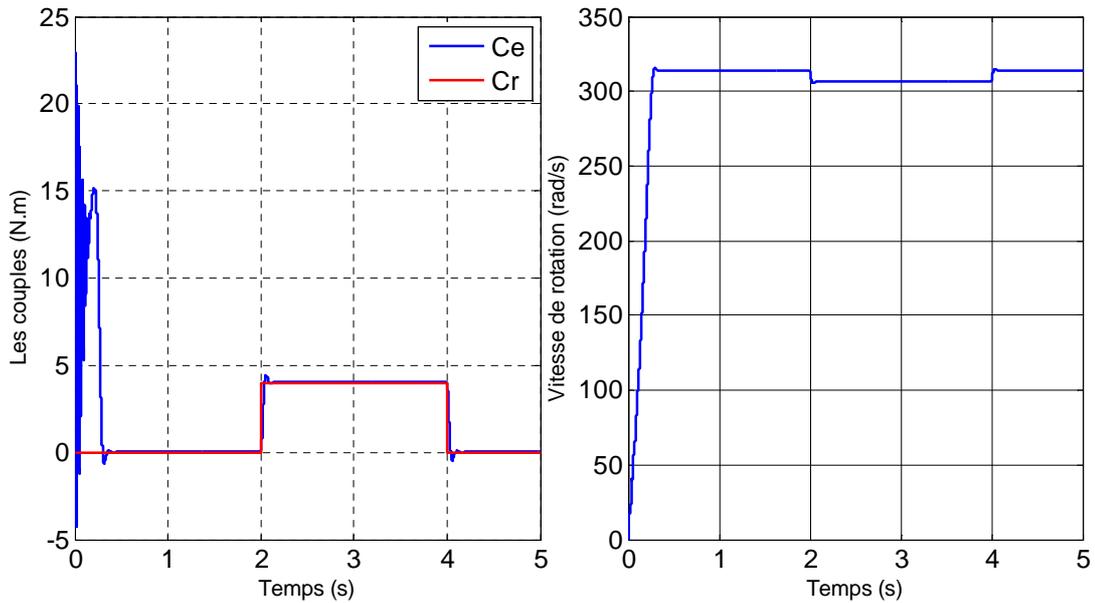


Figure I.5 Allures des couples C_r et C_e de la vitesse de rotation.

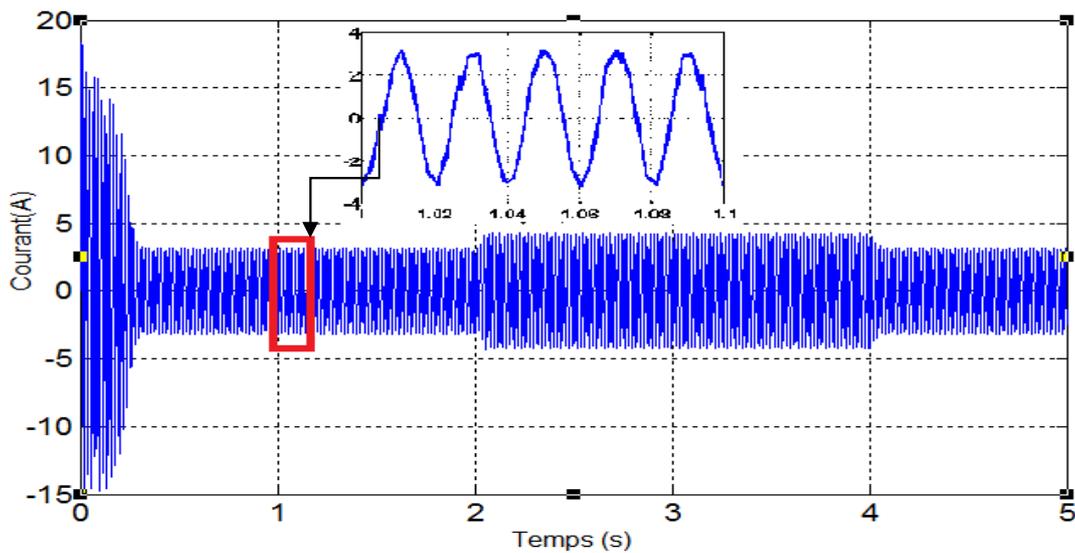


Figure I.6 Allures du courant statorique.

I.3.2 Interprétation des résultats

La montée en vitesse est quasi linéaire avec de faibles oscillations au régime transitoire, le moteur étant à vide. A l'instant de l'application d'un couple de charge de 4N.m à $t=2$ s, une diminution de la vitesse apparait du fait qu'il n'ya pas de régulation, à $t=4$ s on résilie le couple de charge et la vitesse regagne sa valeur de consigne et se stabilise.

Lors du démarrage, la MAS fait appel à un fort courant ; pouvant atteindre 5 à 7 sa valeur nominale, qui est nécessaire pour développer un couple de démarrage. À l'instant de l'application de la charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence, comme indiqué sur la (figure I.5).

Quant au courant statorique, il évolue selon la charge appliquée à l'arbre moteur, comme le montre la (figure I.6)

I.4 Description et modélisation de l'onduleur

Le réglage de la vitesse de la MAS se réalise par action simultanée sur la fréquence et la tension (ou le courant) statorique. Par conséquent, pour réaliser cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeurs instantanées. Cette source n'est autre qu'un onduleur alimenté par une tension continue constante [14].

I.4.1 Description de l'onduleur triphasé

L'onduleur est connecté à la machine, il est constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou des thyristors GTO pour les grandes puissances, le séquençage imposé aux interrupteurs statiques permet de réaliser un choix précis du vecteur de tension à appliquer aux enroulements statoriques de la machine. Il est constitué de trois bras de deux interrupteurs pour chacun. Pour assurer la continuité du courant chaque interrupteur est monté en antiparallèle avec une diode de récupération, une fois les interrupteurs ouverts. Les interrupteurs sont contrôlés de manière complémentaire pour éviter le court-circuit de la source [8],[15].

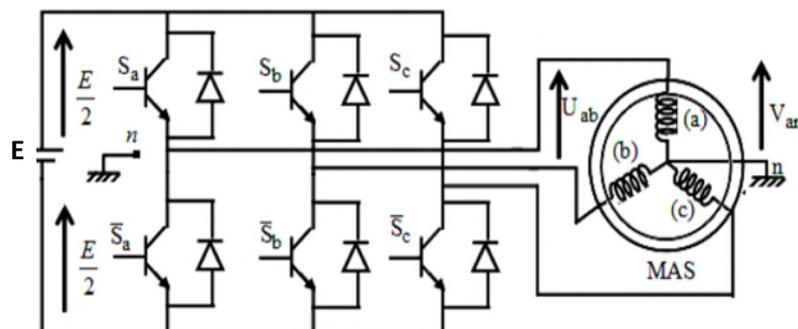


Figure I.7 : Onduleur triphasé et sa charge [2]

I.4.2 Modélisation de l'onduleur

I.4.2.1 Hypothèses simplificatrices

Pour simplifier la modélisation de l'onduleur on supposera [15] :

- ◆ Les interrupteurs sont idéaux.
- ◆ La charge est triphasée, équilibrée et couplée en étoile avec un neutre isolé.

L'objectif de la commande est de trouver la bonne combinaison de contrôle des interrupteurs de façon à reconstituer la forme des trois signaux sinusoïdaux.

Soit S_k les signaux de commande des bras K de l'onduleur ; avec $K \in \{1,2,3\}$.

$S_K = 1$: si l'interrupteur en haut d'un bras est fermé et celui d'en bas est ouvert.

$S_K = 0$: si l'interrupteur en haut d'un bras est ouvert et celui d'en bas est fermé.

Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée ($V_{sa} + V_{sb} + V_{sc} = 0$), alors les tensions phase neutre fictives de la charge s'écrivent comme suit [2],[15] :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{E}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ V_{bn} = \frac{E}{3}(2S_b - S_a - S_c) \\ V_{cn} = \frac{E}{3}(2S_c - S_a - S_b) \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

Avec :

S_a, S_b, S_c : Sont les tensions d'entrée de l'onduleur (valeurs continues).

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} : Sont les tensions simples de sortie de l'onduleur.

Par conséquent l'onduleur est modélisé par la matrice de transfert T donné par :

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.32})$$

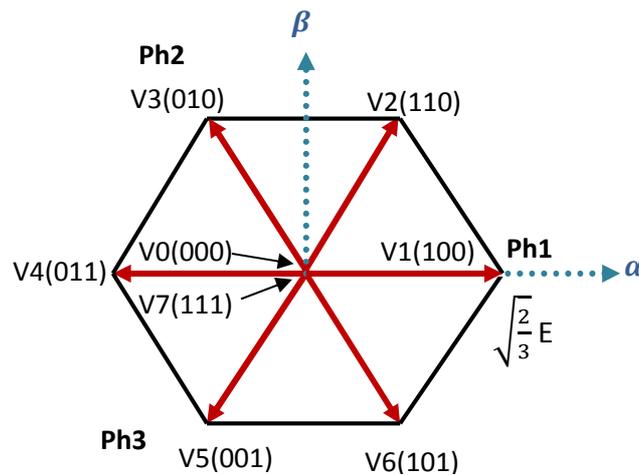


Figure I.8 Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur deux niveaux [2].

I.4.3 Stratégies de commande de l'onduleur de tension

I.4.3.1 Commande pleine onde (180°)

C'est la commande la plus simple de l'onduleur, où l'on se contente d'utiliser « purement » les deux niveaux de tension disponibles par bras pour fournir un système de tensions alternatives de formes « rectangulaires » en sortie de l'onduleur [16].

Pour le premier bras de l'onduleur, l'interrupteur S_a est fermé pendant une demi période (180°) et $\overline{S_a}$ est fermé pendant l'autre demi période. Pour les deux autres bras de l'onduleur, on applique la même procédure, mais avec un décalage de $2\pi/3$ et $4\pi/3$ par rapport au premier bras [17].

La tension alternative triphasée obtenue après l'application de la commande 180° est caractérisée par l'absence d'harmoniques de rangs multiples de trois.

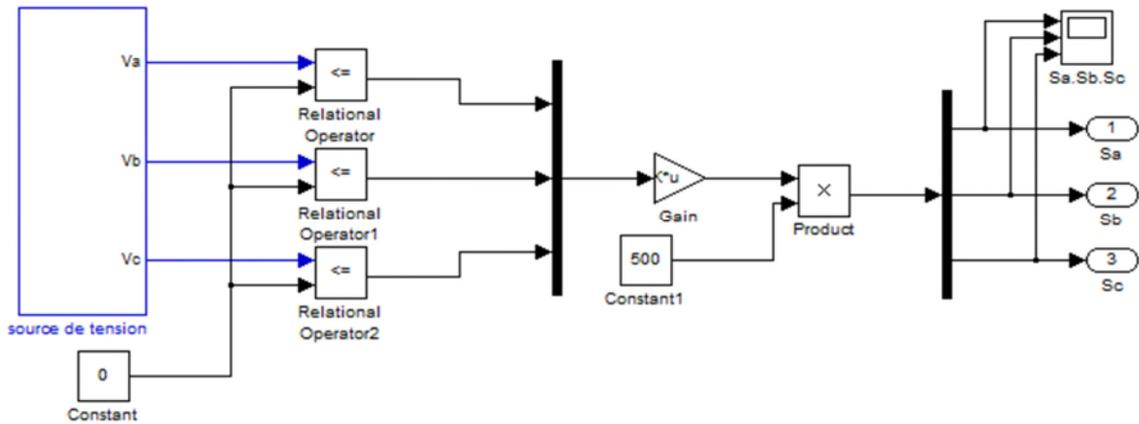


Figure I.9 Schéma block de la commande à pleine onde (commande 180°)

I.4.3.2 Simulation de l'ensemble MAS-Onduleur (commande 180°)

Le block ci-dessous représente le modèle de la machine asynchrone alimenté par un onduleur de tension commandé en pleine onde.

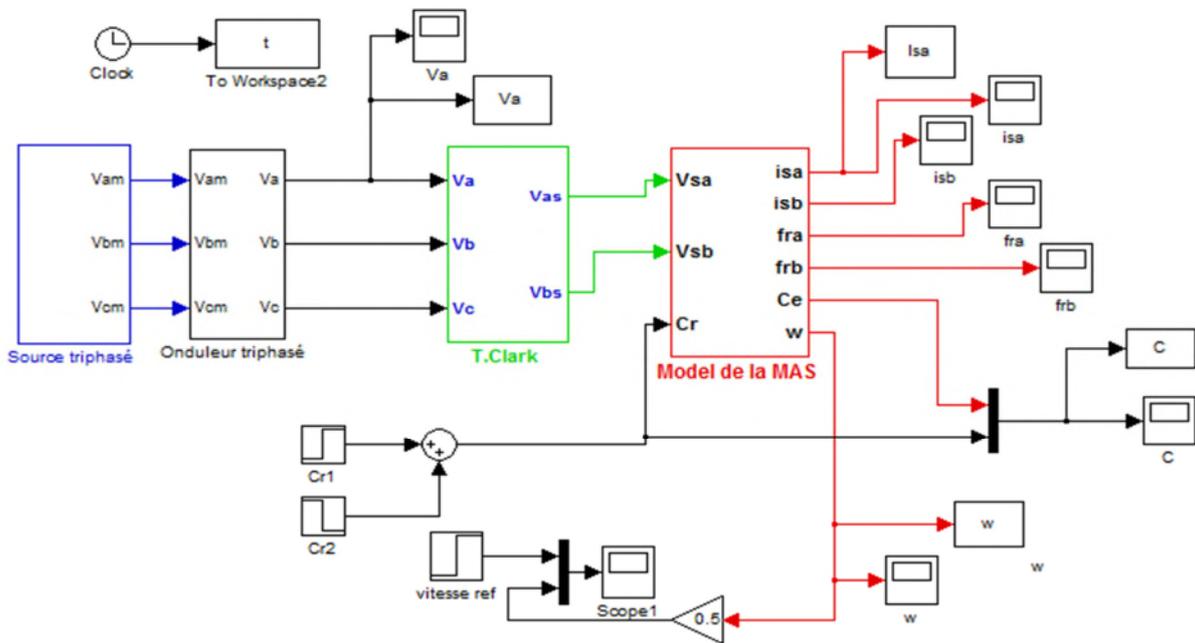


Figure I.10 Modèle de l'ensemble onduleur-machine.

I.4.3.3 Résultats de simulation

La simulation de l'ensemble MAS-Onduleur nous a donné les résultats regroupés dans les figures suivantes :

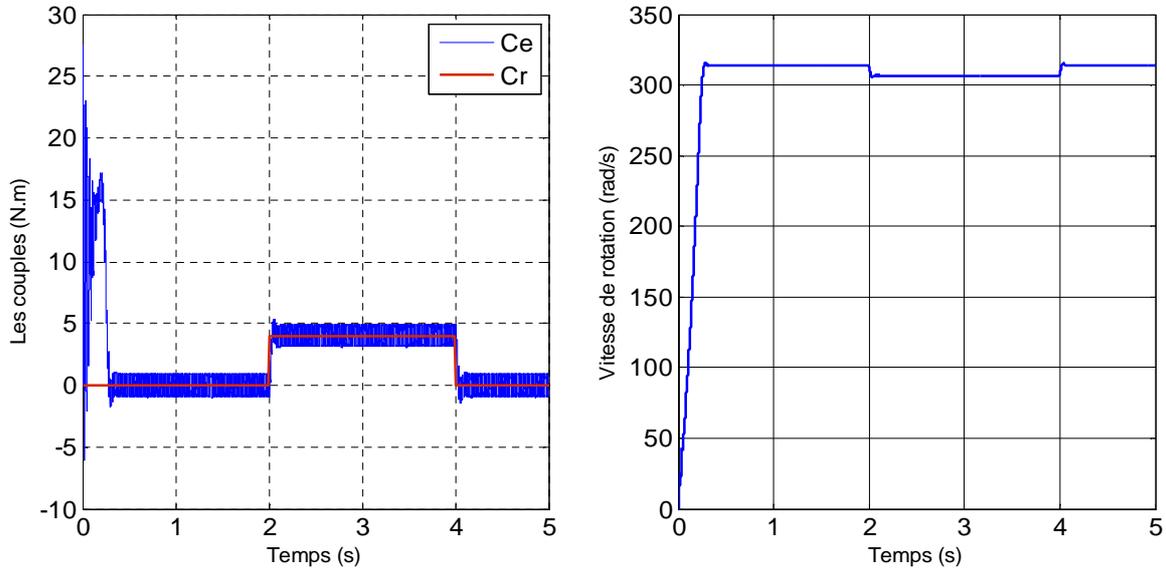


Figure I.11. Allures des couples (Cr, Ce) et de la vitesse de rotation.

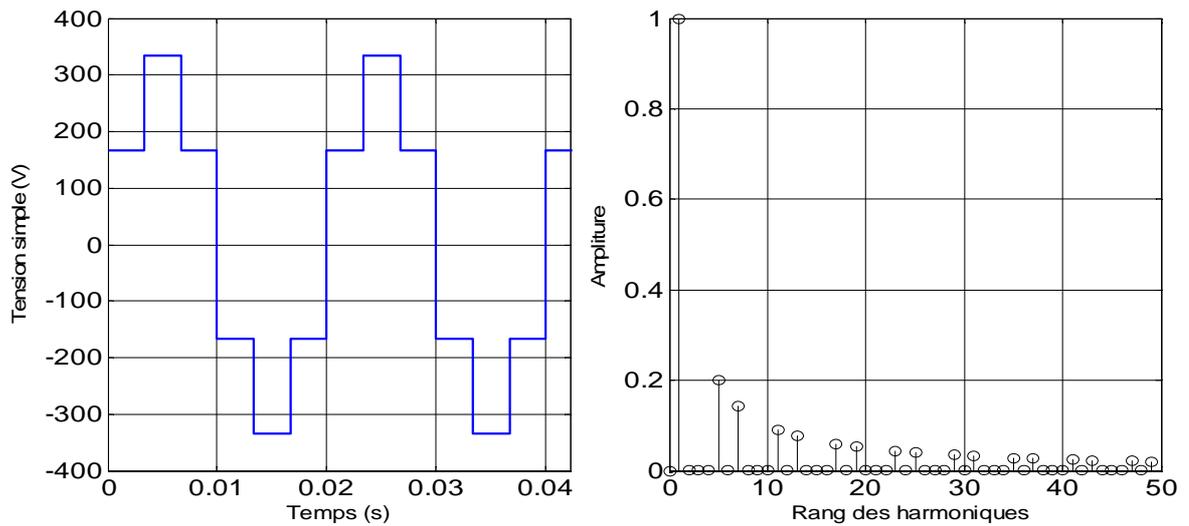


Figure I.12 Allures De la tension simple V_a a la sortie de l'onduleur et le spectre des harmoniques de tension V_a .

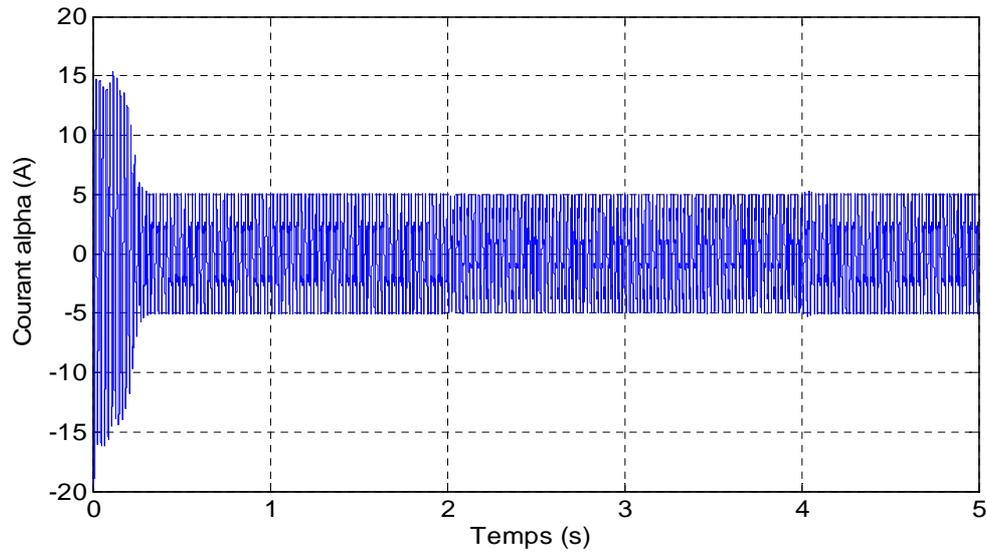


Figure I.13 Allures du courant statorique alpha.

I.4.3.2 Commande MLI

La technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), permet de commander la tension de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence à partir des signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur tout en limitant l'effet des harmoniques [2].

Dans la majorité des cas, l'angle idéal est sinusoïdal. La MLI permet de se rapprocher du signal désiré et de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie en général, elle repousse les harmoniques de la tension de sortie vers les fréquences les plus élevées, ce qui facilite le filtrage [18].

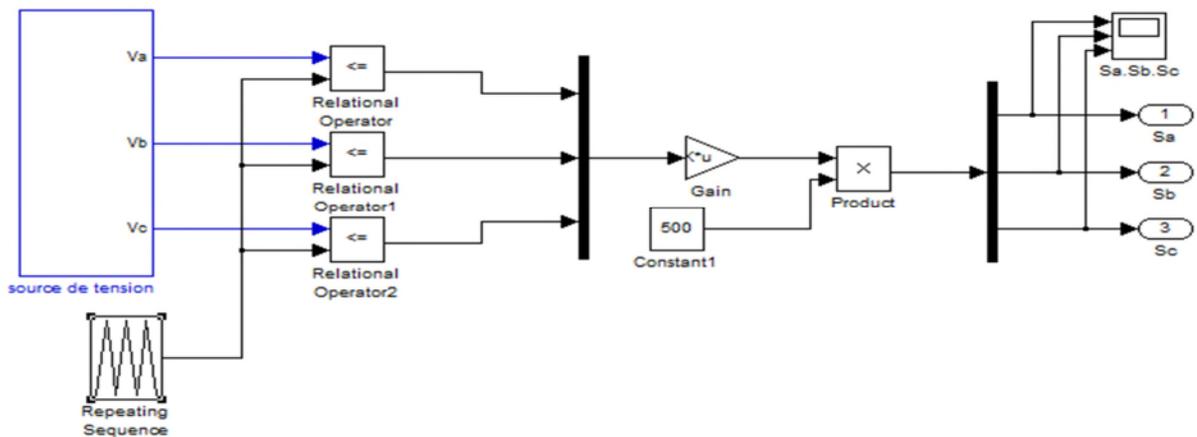


Figure I.14 Schéma block de la commande MLI

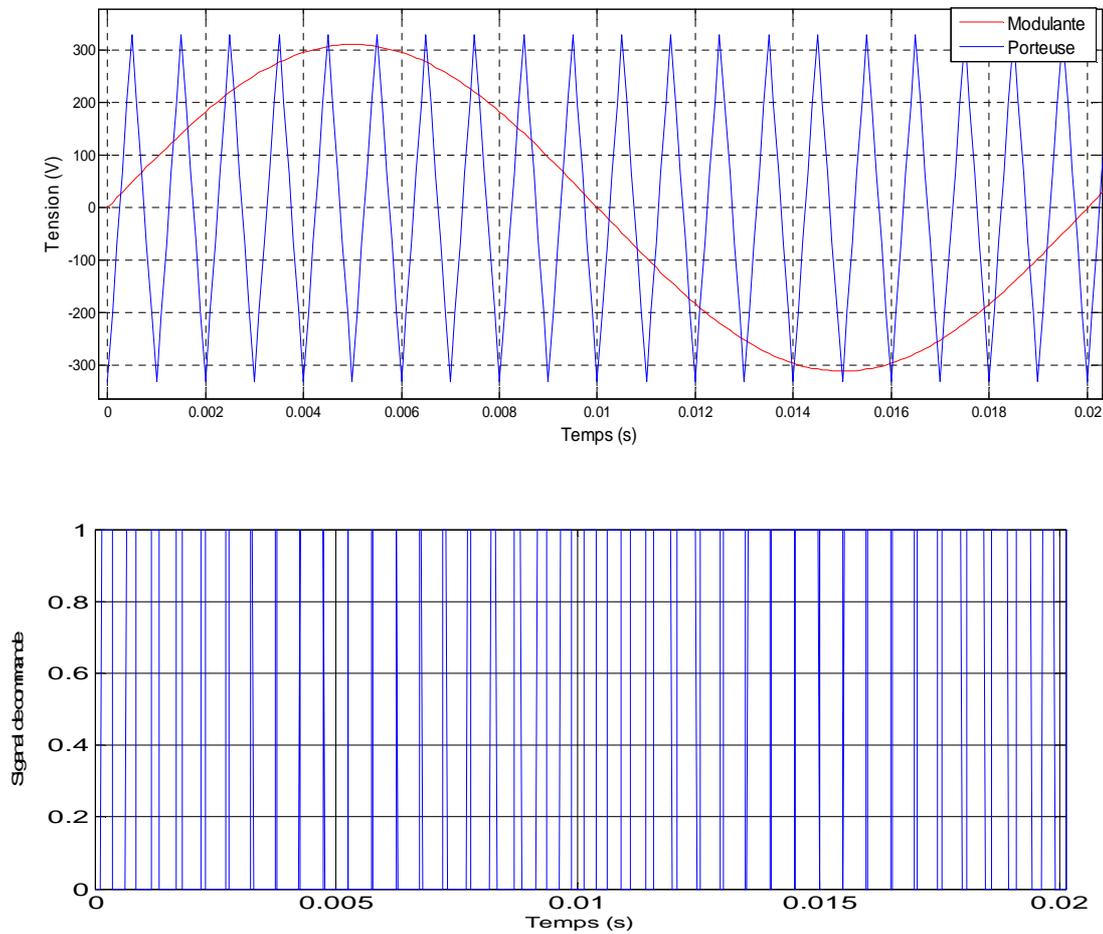


Figure I.15 Principe de la commande MLI

I.4.3.2.1 Résultats de simulation de l'ensemble MAS-Onduleur (commande MLI)

Après avoir simulé le block représenté dans la figure I.10, en remplaçant la commande de l'onduleur de tension par la commande de largeur d'impulsion (MLI), les résultats obtenus sont donnés ci-après :

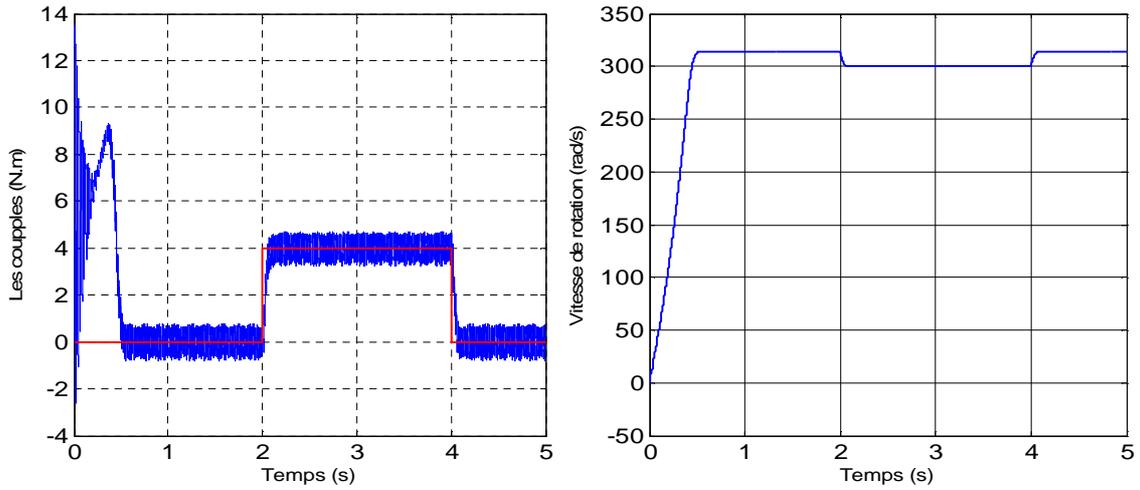


Figure I.16 Allures des couples (C_r , C_e) et de la vitesse de rotation.

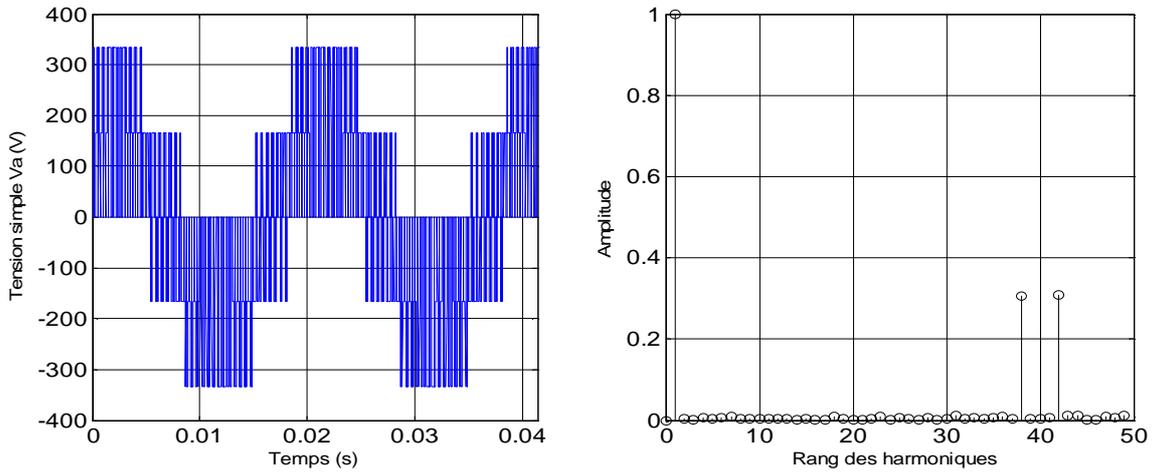


Figure I.17 Allures de la tension simple à la sortie de l'onduleur et le spectre harmonique de V_a

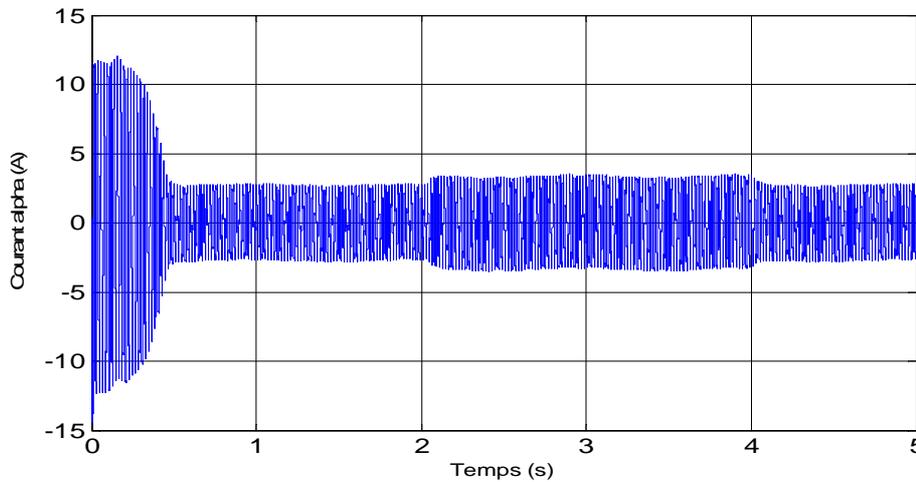


Figure I.18 Allure du courant à la phase alpha.

I.4.4 Interprétations des résultats de simulation MAS-commande pleine onde, MAS-MLI

Sur les figures (I.11 et I.15) qui représentent les vitesses et les couples, on remarque que la réponse de la vitesse, augmente d'une manière presque linéaire jusqu'à atteindre la valeur de synchronisme mais avec un temps de réponse différent. Les tensions ont des formes d'ondes d'allures rectangulaires correspondantes au découplage de la tension d'alimentation de l'onduleur. La MLI est la commande la plus appropriée de par ses avantages ; de repousser les harmoniques de la tension de sortie vers des fréquences élevées (figure I.17), ce qui facilite le filtrage, elle permet le réglage de l'amplitude du fondamental de la tension de sortie et alimenter les machines à courants alternatifs par des courants quasi sinusoïdaux.

I.5 Conclusion

Ce premier chapitre nous a permis de décrire le modèle de la machine asynchrone triphasée en donnant la représentation mathématique de ses différentes grandeurs dans un référentiel triphasé. Pour l'élaboration de la commande un compromis doit être trouvé entre la complexité et la précision de la modélisation on s'est dirigé donc vers la transformation de Park afin de réduire la représentation mathématique à un référentiel biphasé pour cela nous nous sommes appuyés sur quelques hypothèses simplificatrices.

Ensuite nous avons procédé à la modélisation de l'onduleur de tension triphasé fondée sur un modèle mathématique. Nous avons également simulé l'ensemble MAS –onduleur, discuté et interprété les résultats obtenus où on a observé l'évolution des grandeurs de la machine ce qui nous a permis la validité de notre modèle.

Pour obtenir des performances dynamiques élevées de la machine en boucle fermée, nous allons aborder et détailler la commande directe du couple (DTC) dans le chapitre suivant.

Chapitre II :

*Techniques de commande de la
machine asynchrone*

II.1 Introduction

Le moteur électrique à cage est de loin mécaniquement le plus robuste des moteurs alternatifs, cependant pour pouvoir contrôler sa vitesse un développement de stratégies de commande est préalablement exigé, dans ce cadre des efforts considérables ont été fournis au cours de ces dernières décennies, avec l'avancement technologique dans le domaine de l'électronique de puissance et les progrès de l'informatique industrielle.

Ce chapitre sera dédié aux différents types de commande de la machine à savoir : la commande scalaire, vectorielle, en décrivant leurs principes, puis on développera le contrôle direct du couple de la machine, noyau du thème de notre recherche.

Pour cette stratégie de commande nous expliquerons le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique et on finira par une simulation de la commande DTC.

II.2 Commande scalaire

II.2.1 Définition

Bien connue pour sa simplicité, la commande scalaire est la première commande intégrée dans l'industrie. Utilisée pour les systèmes en boucle ouverte, elle approvisionne un grand nombre d'applications où le besoin majeur est de contrôler le couple et de changer la vitesse du moteur et réaliser une commande efficace, cette commande est également rentable [8],[13].

II.2.2 Principe,

Pour faire varier la vitesse sans modifier le couple utile ; il est impératif de garder le flux de la machine constant [8].

On distingue deux types de la commande scalaire [9]:

- ✓ Contrôle du courant statorique et de la fréquence de glissement ;
- ✓ Contrôle tension /fréquence (V/f).

La première méthode est plus difficile à mettre en pratique, nous nous intéresserons uniquement à la deuxième approche, qui de par sa simplicité et la plus utilisée [2].

Le principe de cette stratégie de contrôle est d'agir sur l'amplitude de la tension d'alimentation V et la fréquence statorique, tel que le rapport V/f reste constant, ce qui signifie maintenir le flux et le couple maximum en régime permanent constant [9].

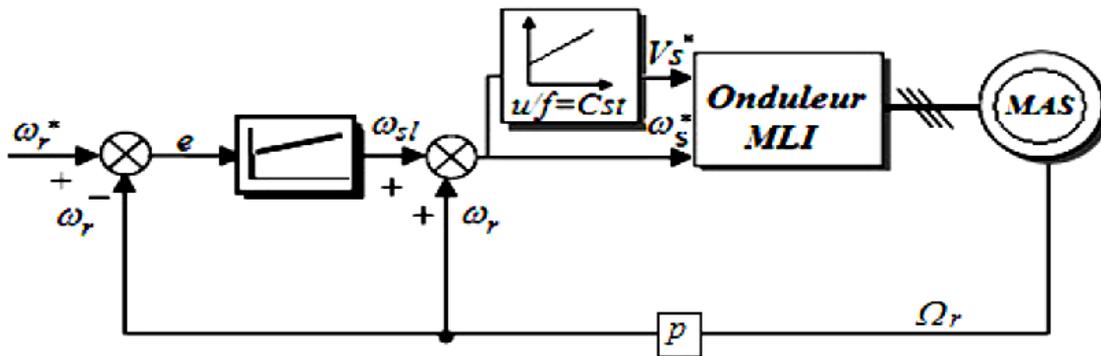


Figure II.1 Schéma de principe de la commande V/f d'un moteur asynchrone [2].

Cette méthode de commande est basée sur le modèle de la machine en régime permanent ; le couple maximum est donné par l'expression suivante :

$$C_{max} = \frac{3P}{2N_r'} \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \quad (II.1)$$

L'équation (II.1) montre que le couple est directement proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique. Ceci dit en maintenant le rapport $\frac{V_s}{\omega_s}$ constant, la courbe du couple électromagnétique se déplace comme le montre la figure II.2 [13].

Garder le rapport constant, revient à garder le flux constant quand la tension atteint sa valeur maximale, ce rapport commence à décroître ce qui provoque une diminution du couple que peut produire la machine. On est au régime de défluxage.

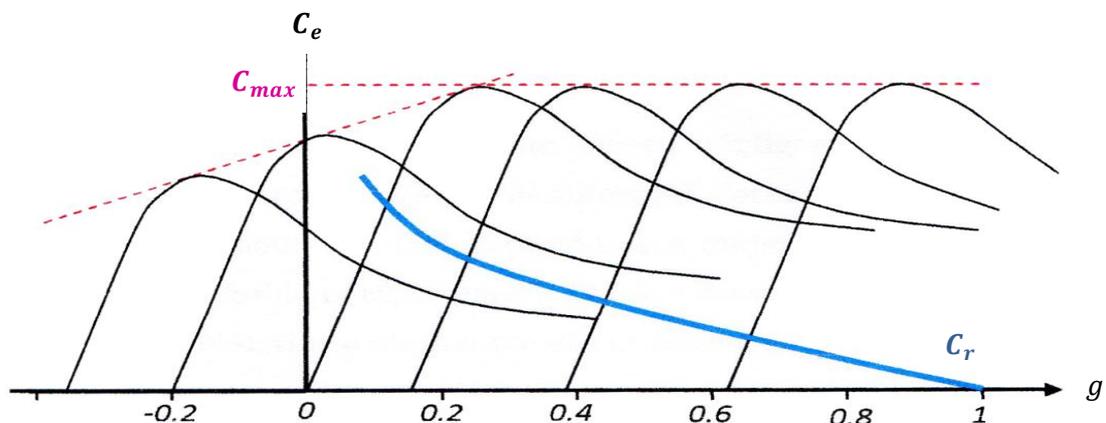


Figure II.2 Caractéristiques Couple/Vitesse en fonction de la fréquence d'alimentation [13]

Remarque

Pour des consignes de vitesse sensiblement constantes, cette stratégie de contrôle permet d'obtenir de bons résultats. En revanche pour un démarrage ou pour une inversion de sens de rotation de la machine, le flux oscille fortement avec des grandes amplitudes et son module est variable durant le régime transitoire. Ceci explique pourquoi les relations utilisées pour calculer cette commande ne sont valables qu'au régime permanent.

Ce type de commande n'est employé que pour les applications où la variation de vitesse n'est pas grande (pompage, ventilation), ainsi ce type de contrôle est inapproprié pour le positionnement de la machine. Pour cela il faut faire appel aux techniques plus adaptées tel que la commande vectorielle [8].

II.3 Commande par orientation de flux (Field Oriented Control (FOC))

La commande vectorielle aussi appelée commande par orientation de flux est la stratégie de commande la plus élaborée pour la MAS. Introduite par Blaschke dans les années soixante-dix (70), cette technique constitue une révolution historique grâce aux progrès de la micro-électronique, notamment des micro-processeurs et des DSP. La commande vectorielle a pour objectif de ramener le comportement de la MAS du point de vue variation de vitesse à celui de la machine à courant continu (MCC) à excitation séparée, en effectuant un découplage entre le flux et le couple électromagnétique [19].

II.3.1 Principe

Le principe de la commande vectorielle se base sur le modèle de la MAS, qui est construit à partir des transformations mathématiques des grandeurs qui contribuent à la génération du couple électromagnétique et du flux de la machine (courant, tension et vitesse) [2].

Cette commande a pour but d'éliminer le problème de couplage entre le stator et le rotor en dissociant le courant statorique en deux composantes en quadrature pour que l'une des composantes commande le flux et l'autre commande le couple, ce qui permet d'avoir des fonctionnements similaires à un MCC à excitation séparée où le courant inducteur contrôle le flux et le courant induit contrôle le couple.

Diverses variantes ont été présentées dans la littérature, qu'on classifie comme suit [18] :

- Suivant la source d'énergie:
 - Commande en tension (voltage source inverter (VSI)).
 - Commande en courant (current source inverter (CSI)).
- Suivant l'orientation du repère sur :
 - Flux rotorique.
 - Flux statorique.
 - Flux d'entrefer.
- Suivant la détermination de la position du flux :
 - Directe par mesure ou observation de vecteur flux (module, phase).
 - Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

II.3.2 Orientation du flux rotorique

Parmi les méthodes précédemment citées on a opté pour celle à orientation par flux rotorique en raison de sa simplicité elle implique que [19] :

$$\varphi_{rd} = \varphi_r ; \text{et } \varphi_{rq} = 0 \quad (\text{II.2})$$

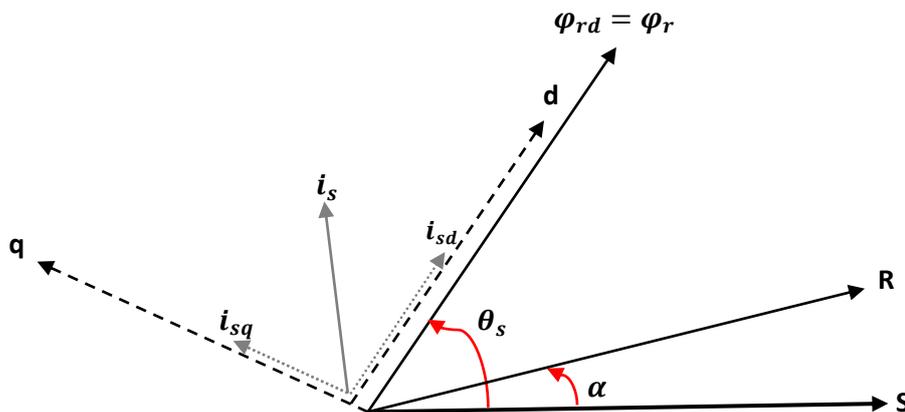


Figure II.3 Schéma représentatif de l'orientation de flux rotorique [19]

La détermination de la position et du module du flux rotorique φ_r constitue une difficulté majeure lors de la mise en œuvre de la commande vectorielle de la MAS, car ils ne sont pas directement mesurables ; et il est nécessaire de les connaître pour le contrôle du régime dynamique. Deux méthodes de commande vectorielle ont été proposées ; la méthode directe et la méthode indirecte [18].

II.3.2.1 Contrôle Vectoriel direct

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase, et celle-ci doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué. La première méthode consiste à mesurer directement le flux de la MAS à l'aide de capteur positionné dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase. Ces capteurs sont soumis à des conditions extrêmes (température, vibrations) [2].

Ajouté à ça, la mesure est entachée de bruits émis de la vitesse causée par les encoches, ce qui nécessite un filtrage. Cette mesure permet de concevoir une commande vectorielle complètement découplée (flux et couple).

En contre partie l'utilisation de capteurs de flux augmente le coût de fabrication, donc une deuxième méthode est envisageable c'est celle de l'estimation (boucle ouverte) ou l'observation (boucle fermée) du flux à partir de la mesure du courant, tension et vitesse.

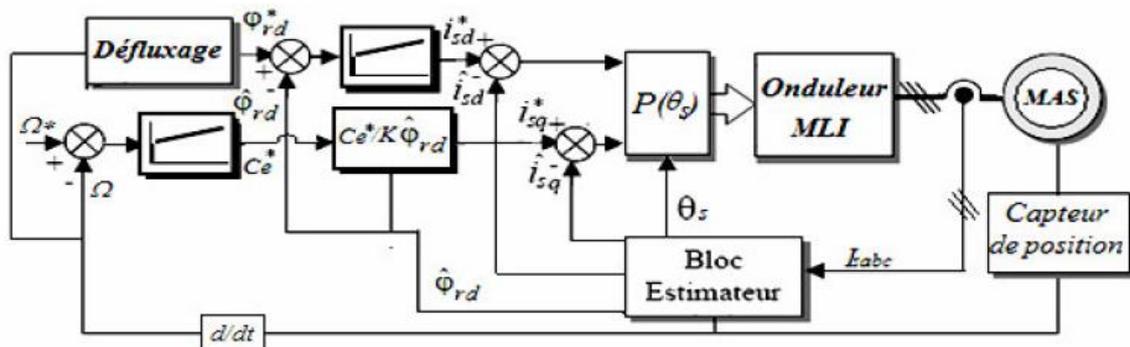


Figure II.4 Structure générale du contrôle direct à flux rotorique orienté [2].

II.3.2.2 Contrôle vectoriel indirect

Contrairement à la méthode vectorielle directe, la méthode indirecte consiste à ne pas mesurer ni estimer l'amplitude du flux rotorque, mais à utiliser directement l'amplitude de référence du flux. L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement les grandeurs de référence qui par définition ne sont pas bruitées. Le contrôle indirect se caractérise donc par le fait d'omettre le besoin de l'utilisation de capteurs ou d'estimateurs.

En dépit de la simplicité de sa mise en œuvre et sa robustesse, cette commande présente certains inconvénients; elle reste sensible vis-à-vis de la variation des paramètres de la machine. [2],[18].

II.4 Commande Directe du Couple (Direct Torque Control (DTC))

La DTC (Direct Torque Control) est une stratégie de contrôle introduite par I.TAKAHASHI en 1985, à partir de la méthode du flux orienté et du principe du moteur à courant continu.

En remplaçant le découplage à travers la transformation vectorielle par un contrôle non linéaire tel que les états de commutation de l'onduleur soient imposés à travers un pilotage séparé du flux statorique et du couple électromagnétique du moteur. La commande de l'onduleur est instantanée ce qui nécessite une période d'échantillonnage faible [20].

Comparée à la commande vectorielle, la DTC est moins sensible aux variations des paramètres rotoriques de la machine et permet d'avoir une dynamique précise et rapide du couple au régime établi et dynamique [14].

II.4.1 Principe

Son principe est basé sur une détermination directe des impulsions de commande appliquées aux interrupteurs de l'onduleur de tensions puis sélectionner un vecteur de tension généré par ce dernier, afin de maintenir le couple électromagnétique et le flux statorique à l'intérieur des deux bandes à hystérésis, dans ce cadre deux comparateurs à hystérésis sont utilisés qui permettent de comparer les valeurs estimées à celles de référence. L'application de cette technique assure un découplage entre le contrôle du couple et le flux, sans avoir recours à la modulation de largeur d'impulsions (MLI) [14].

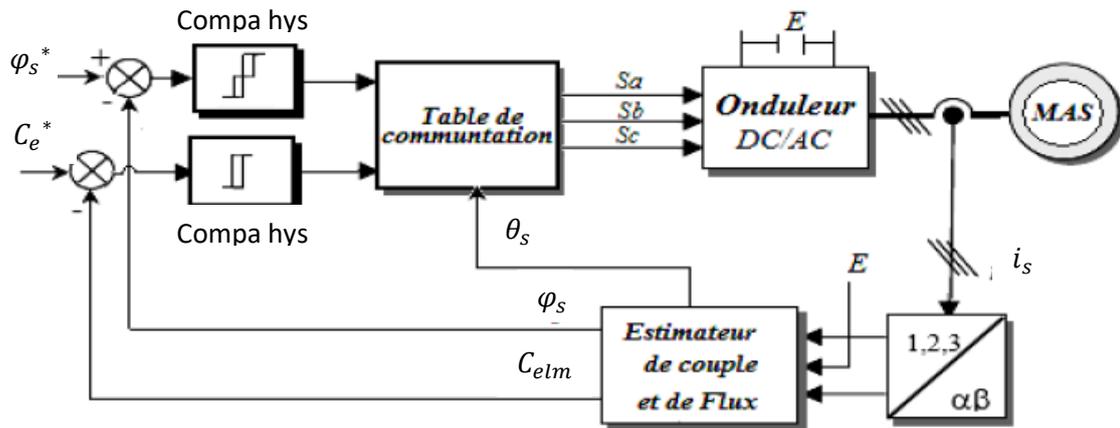


Figure II.5 Stratégie de la commande directe du couple [2]

II.4.2 Contrôle du flux statorique

Dans le repère fixe (α, β) lié au stator, le flux statorique est estimé à partir de l'équation suivante [14]:

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \quad (\text{II.3})$$

Soit encore

$$\varphi_s = \varphi_{s0} + \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{II.4})$$

Pour les grandes vitesses, la chute de tension due à la résistance statorique peut- être négligée la relation (II.4) se simplifie comme suit :

$$\varphi_s \approx \varphi_{s0} + \int_0^t V_s dt \quad (\text{II.5})$$

Ou :

φ_{s0} : Vecteur flux à $t=0$

Donc, l'extrémité du vecteur flux φ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur V_s .

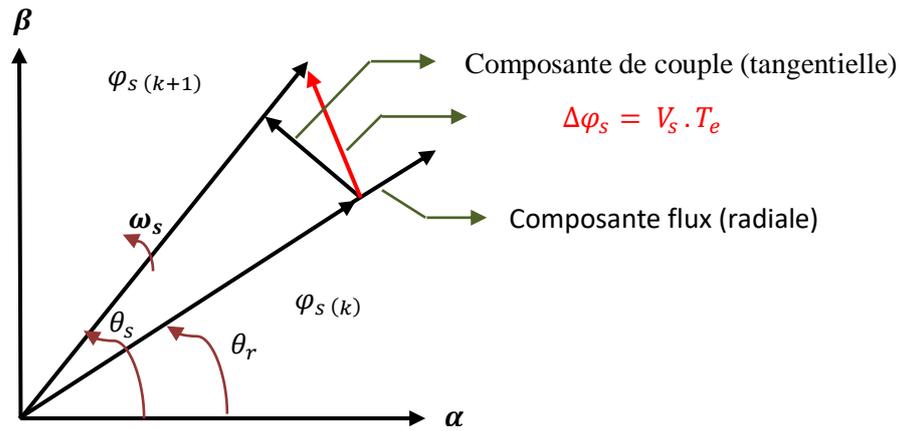


Figure II.6 Evolution de l'extrémité φ_s [21]

II.4.3 Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est défini comme un produit vectoriel des deux vecteurs flux statorique et rotorique.

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \frac{M_{sr}}{L_s L_r - M_{sr}^2} |\vec{\varphi}_s| |\vec{\varphi}_r| \sin(\theta) \quad (\text{II.6})$$

A partir de l'équation (II.6), on déduit que le couple dépend de l'angle entre le vecteur flux statorique φ_s et le vecteur flux rotorique φ_r [13].

II.4.4 Choix du vecteur de tension V_s [14]

La variation désirée du module du flux statorique φ_s , le sens de rotation de ce dernier ainsi que l'évolution souhaitée pour le couple électromagnétique, déterminent le choix du vecteur de tension V_s .

En se positionnant dans le repère fixe (α, β) lié au stator, on peut délimiter l'espace de φ_s en le décomposant en six zones appelées secteurs comme illustré dans la figure (II.7). L'axe α est choisi confondu avec l'axe de phase « a » statorique.

Quand le flux φ_s se trouve dans la zone ($i=1\dots6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant d'un des huit vecteurs tensions suivants :

- Si V_{i+1} est sélectionné alors φ_s croît et C_e croit.
- Si V_{i-1} est sélectionné alors φ_s croît et C_e décroît.
- Si V_{i+2} est sélectionné alors φ_s croît et C_e croît
- Si V_{i-2} est sélectionné alors φ_s croît et C_e décroît.
- Si V_0 ou V_7 est sélectionné, alors la rotation du flux φ_s est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux φ_s reste inchangée.

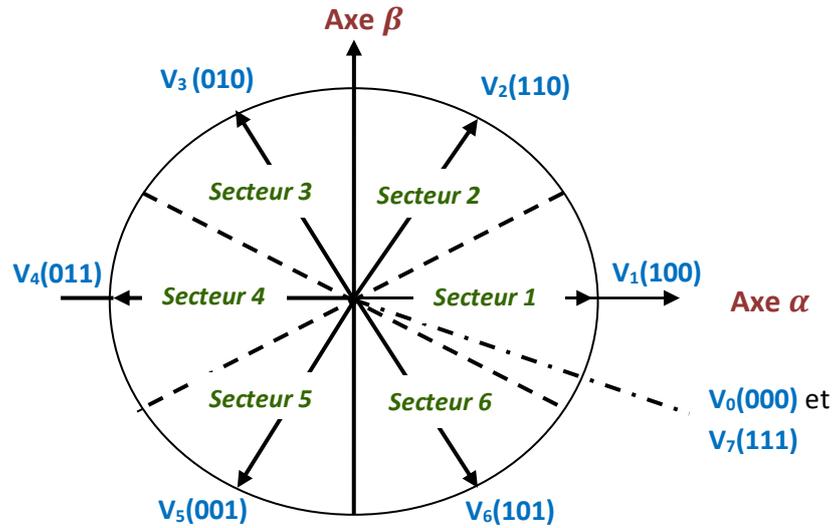


Figure II.7 Vecteurs actifs des tensions statoriques et secteurs [14]

II.4.5 Estimation du flux statorique et du couple

L'estimation du flux s'effectue à partir des mesures des grandeurs statoriques (courant, tension et la valeur résistance statorique). Dans le repère fixe (α, β) lié au stator. Le flux statorique de la machine asynchrone est obtenu à partir de l'équation suivante [13] :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ sont liées aux commandes (S_a, S_b, S_c) des interrupteurs de l'onduleur et de la tension continue alimentant ce convertisseur E.

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \frac{2}{3} E \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{2}{3} E \left(\frac{\sqrt{3}}{2} (S_b - S_c) \right) \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Le flux estimé est défini par son module et sa position donnée par la relation suivante :

$$\begin{cases} \varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \\ \theta = \arg \varphi_s = \arctg \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Le couple électromagnétique peut-être estimé via l'expression suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\varphi_{s\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (\text{II.10})$$

II.4.6 Comparateur à hystérésis

La commande DTC à pour but de maintenir le flux statorique et le couple électromagnétique à une valeur désirée en appliquant le vecteur de tension approprié. Ce dernier est issu des sorties de deux comparateurs (flux et couple) [13].

II.4.6.1 Comparateur du flux

Un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour corriger le flux, sa tâche principale est de maintenir l'extrémité du vecteur flux statorique φ_s dans une couronne circulaire [2].

Le comparateur a pour sortie une variable booléenne prenant la valeur «1» lorsque l'erreur du flux est positive et la valeur «0» lorsque celle-ci est négative.

Le signal de sortie du comparateur du flux, C_{fl} peut prendre deux valeurs (0 ou 1) selon les cas suivants :

- ▲ Si l'erreur du flux est positive ($\varepsilon_\varphi > \Delta\varphi$) il faut donc augmenter le flux et $C_{fl} = 1$
- ▲ Si l'erreur du flux est négative ($\varepsilon_\varphi < -\Delta\varphi$) il faut donc diminuer le flux et $C_{fl} = 0$

Où $\Delta\varphi$ représente la bande d'hystérésis du comparateur [13].

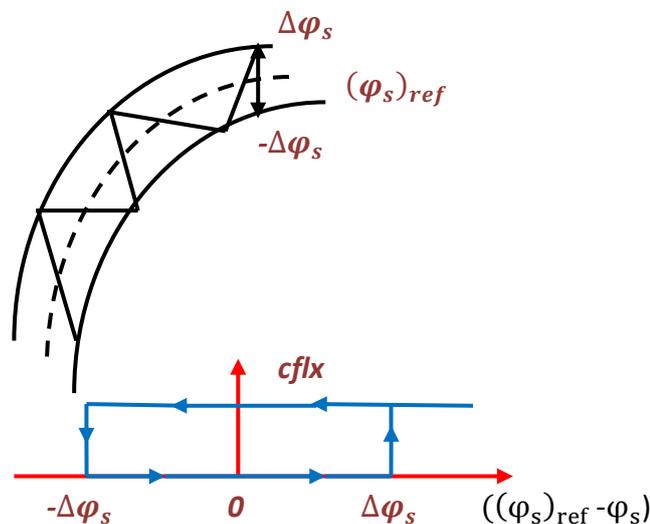


Figure II.8 Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le flux statorique [22].

II.4.6.2 Comparateur du couple électromagnétique

Tout comme le flux, le couple électromagnétique est maintenu dans sa bande d'hystérésis. Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir dans les limites indiquées dans l'équation (II.11).

$$|C_{ref} - C_{est}| \leq \Delta C \quad (II.11)$$

Deux types de comparateurs sont distingués : deux et trois niveaux, ce dernier permettra de contrôler la machine dans deux sens de rotation [13].

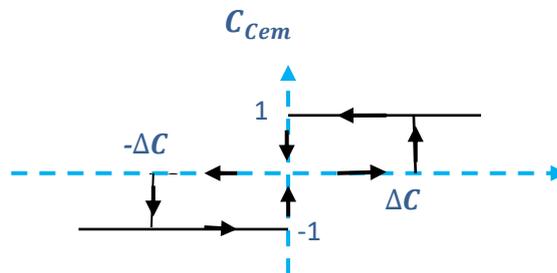


Figure II.9 Correcteur du couple à trois niveaux [22].

La sortie de ce comparateur est une variable logique à trois états (-1,0 et 1), elle indique si l'on doit augmenter ou diminuer le couple tel que :

- ✧ Si l'erreur du couple est positive ($\varepsilon_C > \Delta C$), il faudra augmenter le couple et $C_{Cem} = 1$.
- ✧ Si l'erreur du couple est négative ($\varepsilon_C < -\Delta C$), il faudra diminuer le couple et $C_{Cem} = -1$.
- ✧ Si l'erreur du couple se trouve à l'intérieur de la bande d'hystérésis ($\varepsilon_C = 0$), alors $C_{Cem} = 0$. [13]

II.4.7 Tables de commutation

Les tableaux suivants résument les séquences de tension à appliquer pour régler le couple et le flux dans chaque secteur [13].

II.4.7.1 Table de commande du flux statorique

Tableau II.1 Vecteurs de tension appliquée pour chaque secteur pour le contrôle du flux [13]

Secteurs	1	2	3	4	5	6
$\varphi_s \nearrow$	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1
$\varphi_s \searrow$	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4

II.4.7. Table de commande du couple électromagnétique

Tableau II.2 Vecteurs de tension appliquée pour chaque secteur pour le contrôle du couple [13]

Secteurs	1	2	3	4	5	6
$C_{em} \nearrow$	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2
$C_{em} \searrow$	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5

Le tableau suivant résume la synthèse de commande :

Tableau II.3 Table de commutation [13]

C_{fl}	C_{Cem}	1	2	3	4	5	6
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_{31}	V_2
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5

C_{fl} : Signal de sortie du comparateur du flux.

C_{Cem} : Signal de sortie du comparateur du couple.

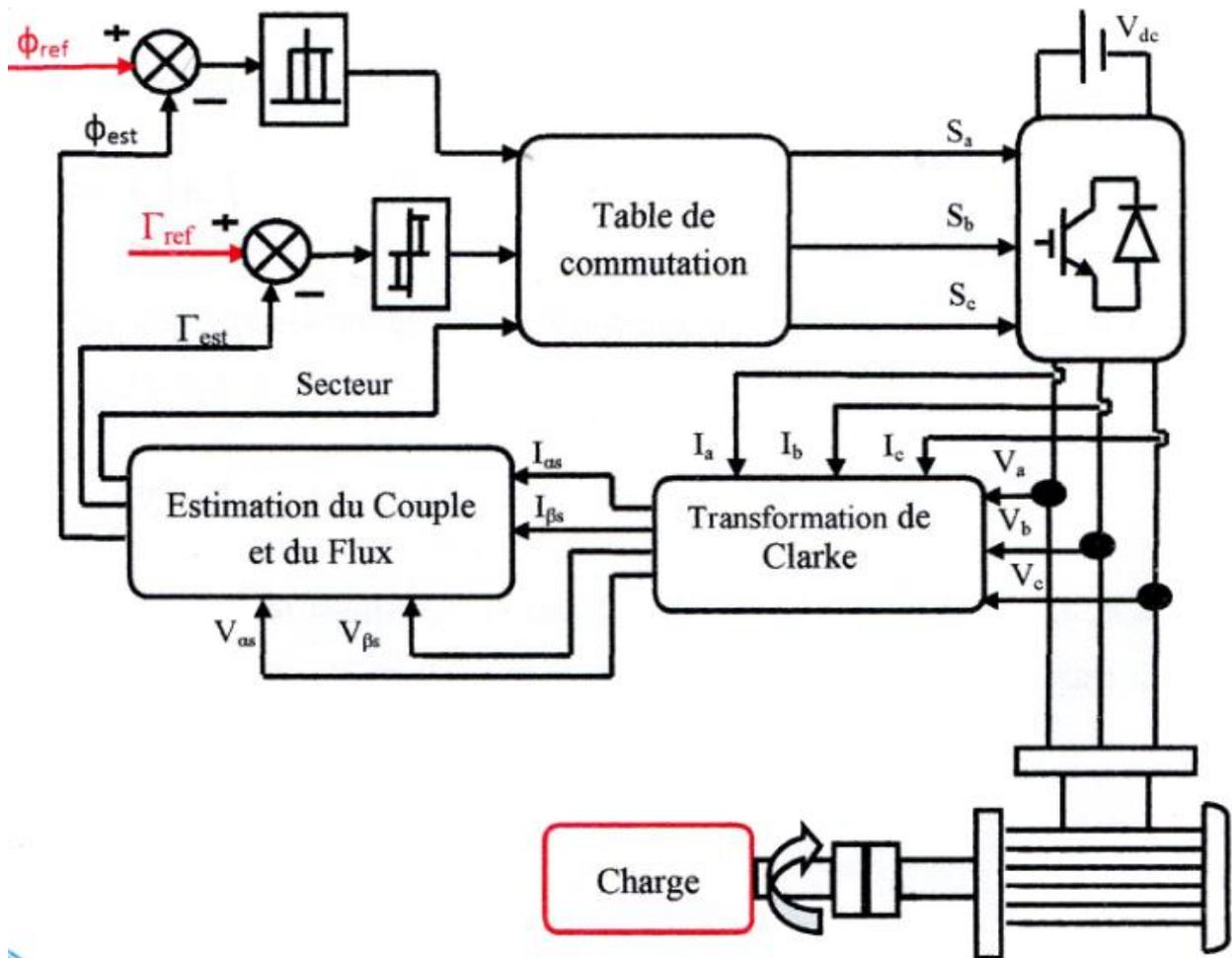


Figure II.10 Schéma de la structure générale de la commande directe du couple [13].

II.4.8 Avantages et inconvénients de la commande DTC [14]

II.4.8.1 Avantages

- * Une excellente dynamique du couple ;
- * Absence du bloc MLI ;
- * Une bonne robustesse vis-à-vis des variations paramétriques ;
- * Absence de nécessité de connaître l'angle de position rotorique ; seul le secteur dans lequel se trouve le flux statorique est nécessaire.

II.4.8.2 Inconvénients

- * La fréquence de commutation n'est pas constante ;
- * La nécessité de disposer d'estimateurs du flux statorique et du couple ;
- * Un fonctionnement mal contrôlé à basse vitesse.

II.4.9 Simulation de la DTC

Ci- dessous la figure (II.11) qui présente la simulation de la DTC avec une boucle de régulation de vitesse pour la machine asynchrone sous le logiciel MATLAB/ SIMULINK.

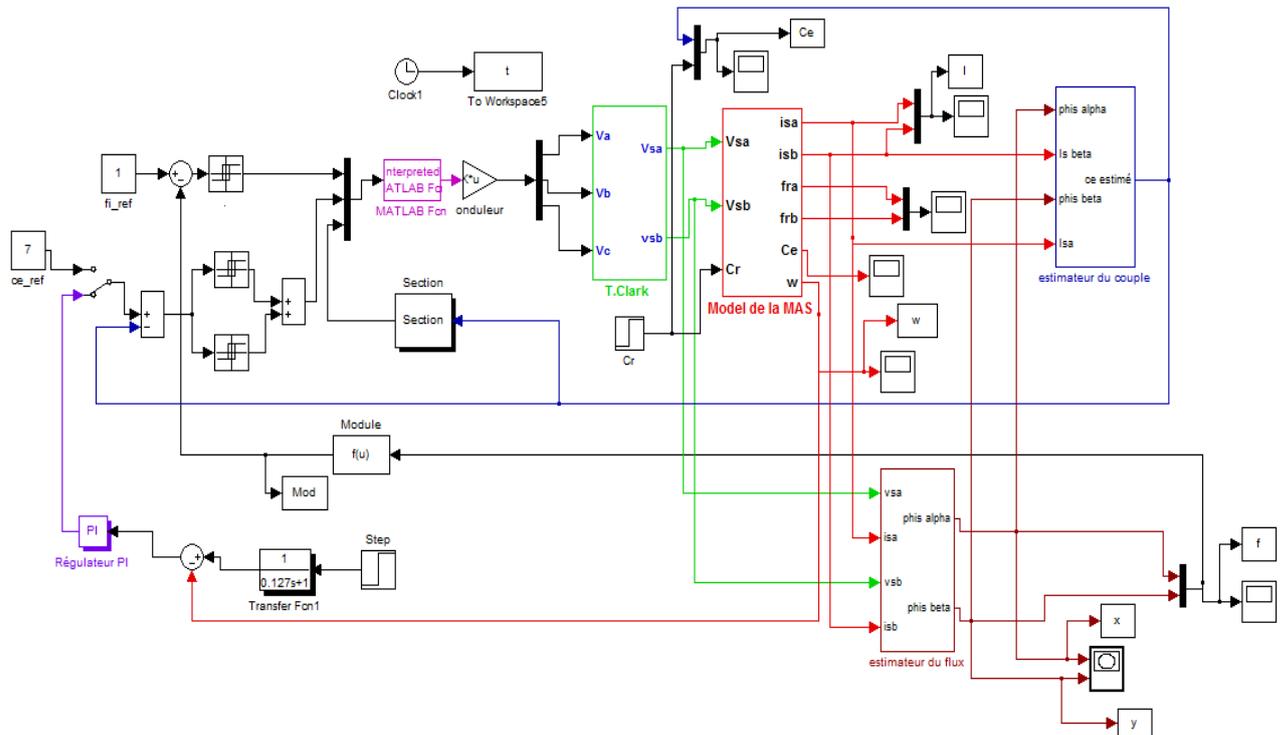


Figure II.11 Schéma bloc de la DTC avec régulation de vitesse

II.4.9.1 Résultats de simulation de la DTC avec un régulateur de vitesse

Afin de pouvoir synthétiser les performances dynamiques de la machine alimentée par un onduleur de tension triphasé, en contrôlant directement le couple (DTC) avec la présence d'un régulateur PI classique. Nous avons simulé le schéma bloc de la «figure II.11 », en introduisant un couple de charge de 4 N.m à $t=2s$, et le flux de référence est maintenu constant et égal à sa valeur nominale de 1Wb. Les résultats de simulation sont regroupés dans les figures suivantes :

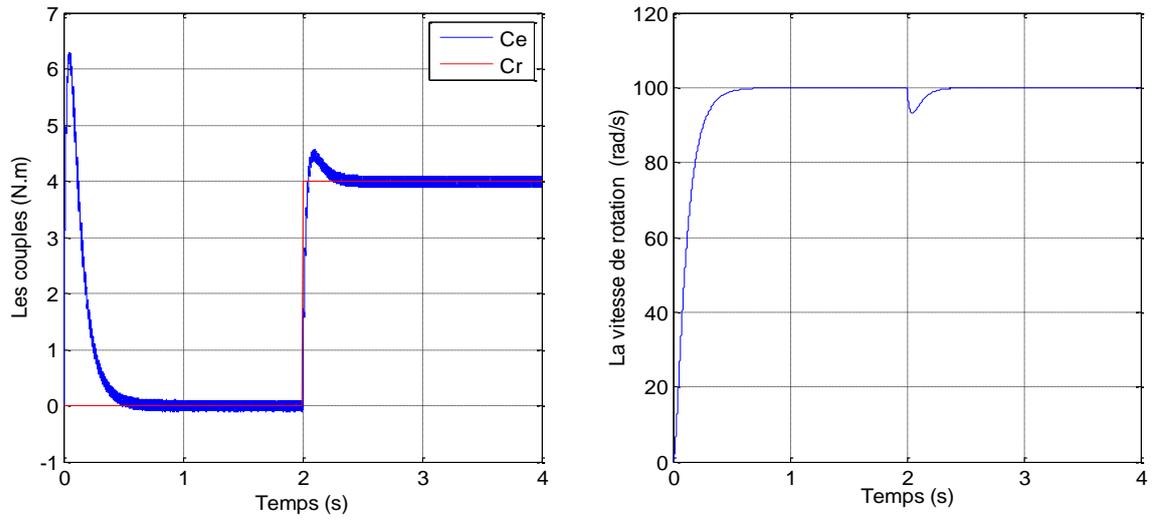


Figure II.12 Allures des couples C_e, C_r et de la vitesse de rotation

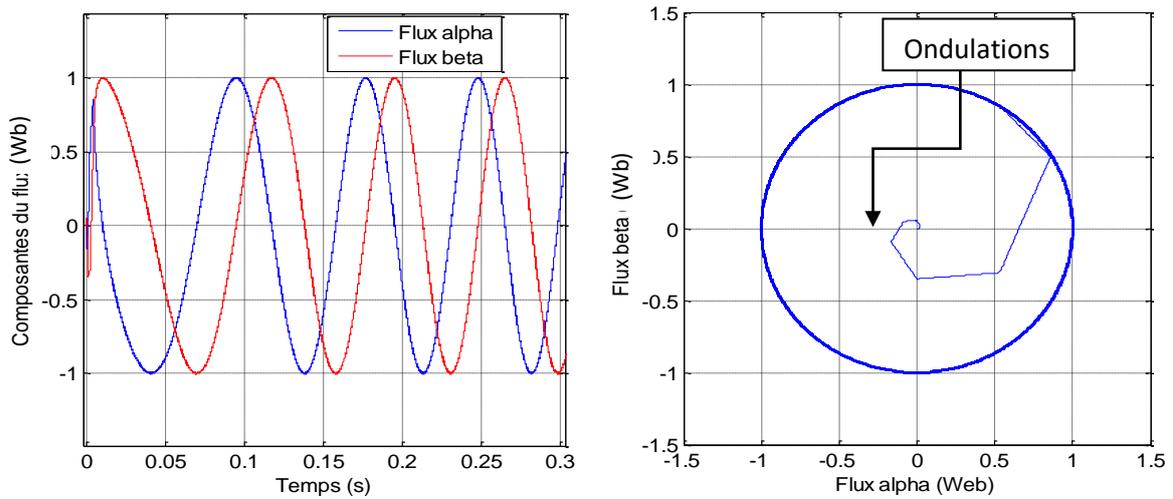


Figure II.13 Allures des flux statoriques (DTC)

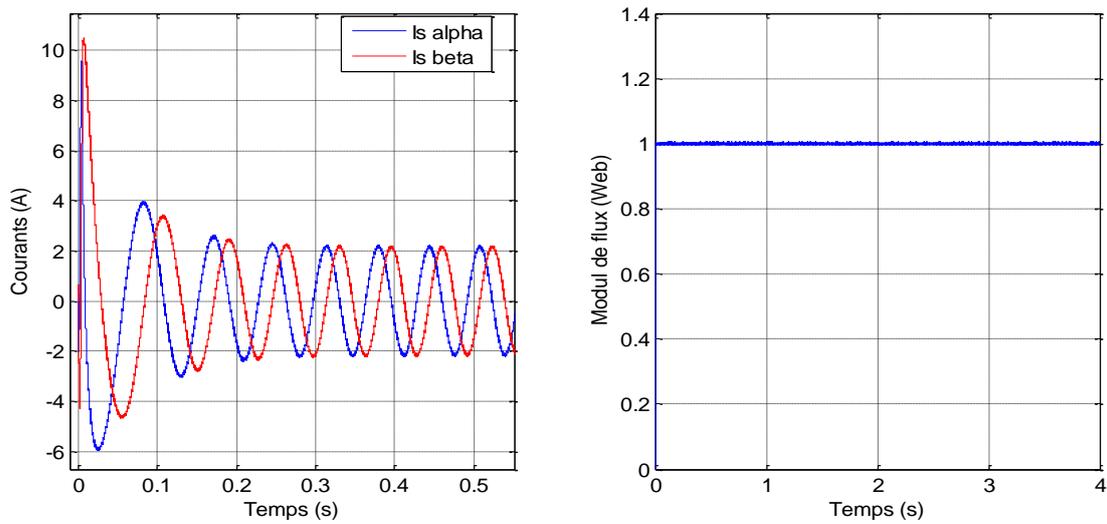


Figure II.14 Allures des courants et du module du flux

II.4.9.2 interprétation des résultats de simulation

Nous avons appliqué un couple résistant de 4N.m à l'instant $t=2s$, une faible diminution de la vitesse est notée qui reprend par la suite sa valeur de référence. En ce qui concerne le couple, on remarque qu'au démarrage il atteint un pic puis il s'annule, jusqu'à application du couple de charge où il suit parfaitement sa valeur de consigne comme le montre la « figure II.12 ».

Par ailleurs la « figure II.13 » présente l'évolution du flux statorique dans le repère biphasé (α, β) qui suit une trajectoire circulaire avec quelques ondulations autour de sa valeur de référence provenant de la bande d'hystérésis.

D'autre part les composantes en courants α et β présentent les allures sinusoïdales et déphasées de 90° , ainsi que la réponse du module du flux statorique qui est égale a 1 Wb, représentées dans la « figure II.14 ».

II.4.9.3 Robustesse de la DTC en fonction de la variation du sens de rotation et l'application d'une charge

Dans le but de tester la robustesse du contrôle direct du couple face à une variation importante de la vitesse, nous avons introduit un changement de consigne de 100 rad/s à -100 rad/s à l'instant $t=3s$.

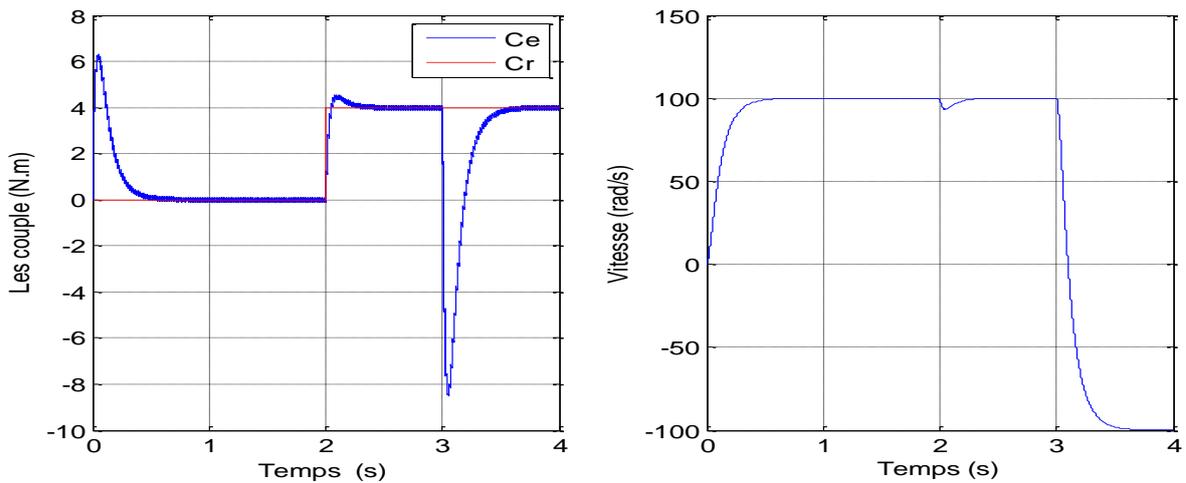


Figure II.15 Allures des couples C_e , C_r et de la vitesse de rotation

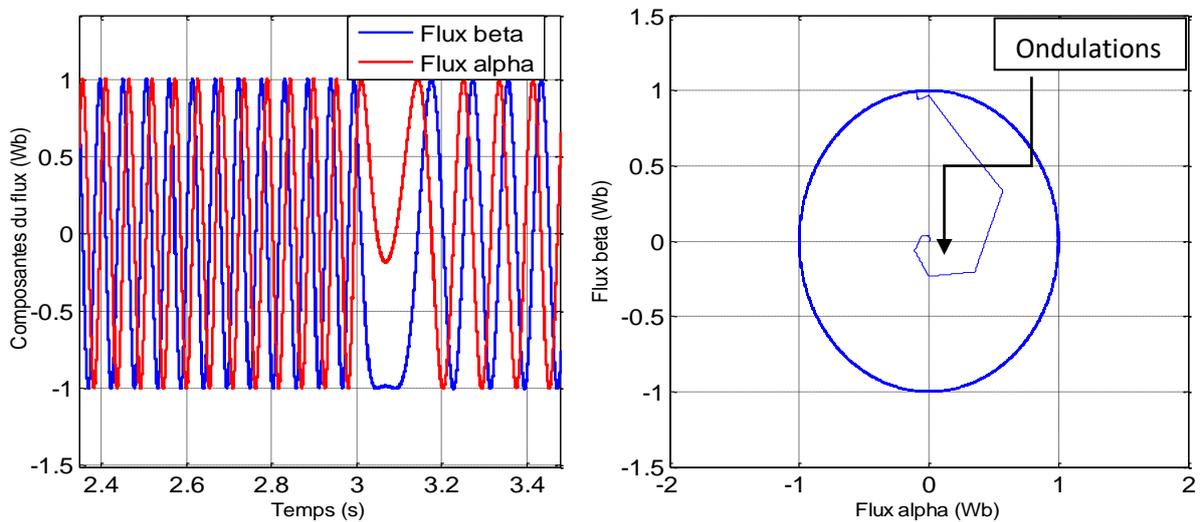


Figure II.16 Allures des flux statoriques (DTC)

II.4.9.4 Interprétation des résultats

Nous remarquons sur la figure II.15 que la poursuite en vitesse s'effectue avec une déviation, de la même manière le couple subit aussi une déviation avant de se stabiliser, tout en gardant le fonctionnement moteur.

Nous constatons également que les flux statoriques présentent des ondulations au moment de l'inversion du sens de rotation, et sa trajectoire reste perpétuellement circulaire. Le flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement de la consigne.

II.5 Conclusion

A travers ce chapitre nous avons étudié trois commandes bien réputées en industrie, nous nous sommes focalisés d'avantage sur la commande DTC et nous avons présenté sa structure de contrôle.

Les résultats de simulation nous ont permis d'apprécier la dynamique et la robustesse vis-à-vis de la variation du couple de charge obtenue par cette technique, en résumé elle apporte une solution satisfaisante comparée aux autres techniques de commande. Malgré l'insensibilité de la DTC face aux variations des paramètres rotoriques de la machine, l'estimation du flux et du couple restent dépendant de la résistance statorique lors d'une régulation de la vitesse de rotation avec un PI classique. Ceci nous conduit à chercher une alternative à ce régulateur assurant l'indépendance totale des performances et précisions de la technique par rapport à la variation des paramètres de la machine. Pour ce faire, nous proposons d'introduire une régulation par l'application de la logique floue à travers le chapitre qui suit.

Chapitre III :

Commande de la machine asynchrone par logique floue

III.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter le principe général et la théorie de base de la logique floue et les fondements du régulateur flou.

Par la suite, nous allons décrire les notions et l'architecture structurelle d'une commande de vitesse de la MAS par logique floue via l'étude de d'un régulateur flou notamment; sa structure de commande et les étapes principales de sa conception.

Puis nous évoquerons en détail l'application de la régulation par logique floue à la commande directe du couple en présentant et en discutant les résultats de simulation, pour parvenir à l'amélioration des performances dynamiques de la machine.

III.2 Introduction à la logique floue

La logique floue (Fuzzy Logic) qui existait depuis longtemps est un sujet d'actualité de nos jours. Initialement, elle a été appliquée dans les domaines non technique, tel que le commerce, la médecine et la jurisprudence, dans le but de compléter le système expert. Cette dernière a été introduite par Lotfi Zadeh au milieu des années soixante.

Durant l'année 1985, les japonais ont commencé à utiliser la logique floue dans les industries pour résoudre les problèmes de réglage et de commande, ainsi que le domaine de l'automatisme, robotique, contrôle de systèmes et identification [23].

III.2.1 Définition

La notion de la logique floue permet d'étendre la notion de la logique classique basée sur les variables booléennes ne prenant que deux valeurs « 0 » et « 1 ». Il est alors possible d'associer à des variables des coefficients d'appartenance décrits par des sous-ensembles flous prenant une infinité de valeurs de vérité entre (0 et 1) [24].

Elle présente un outil indispensable d'une formalisation mathématique de l'analyse humaine face à un système complexe. Le but de cette théorie consiste à implémenter un savoir faire humain, ou des règles heuristiques, sous forme d'un programme informatique : le savoir faire de l'opérateur constitué entre autres des règles simples, lui permettant de conduire une machine plus correctement parfois qu'un algorithme classique. Pour réaliser ce but elle met en œuvre un jeu de règles pour représenter la loi de commande en se basant sur des connaissances expertes [19].

III.2.2 Principe

III.2.2.1 Ensembles flous [25],[26]

En logique binaire, la fonction d'appartenance μ_A caractérisant l'appartenance x de l'univers de discours X à un ensemble classique A prend uniquement les valeurs 0 et 1 :

$$\mu_A : X \rightarrow \{0,1\} \quad (\text{III.1})$$

Un ensemble flou peut-être vu comme une généralisation du concept d'ensemble classique. Dans la théorie des ensembles flous, les valeurs de la fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ sont comprises entre l'intervalle $[0,1]$.

$$\mu_A : X \rightarrow [0,1] \quad (\text{III.2})$$

III.2.2.2 Variables linguistiques

La notion de variable linguistique ou variable floue permet de modéliser les connaissances imprécises ou vagues sur une variable dont la valeur précise est inconnue.

Elle représente un phénomène où une grandeur peut être définie à partir d'un triplet $(x, T(x), X)$ dans lequel x est une variable définie sur l'univers de discours X , et $T(x)$ l'ensemble composé de sous-ensembles flous. « La figure III.1 » illustre un exemple de variable linguistique 'vitesse' avec trois termes linguistiques : petite, moyenne et grande [23],[27].

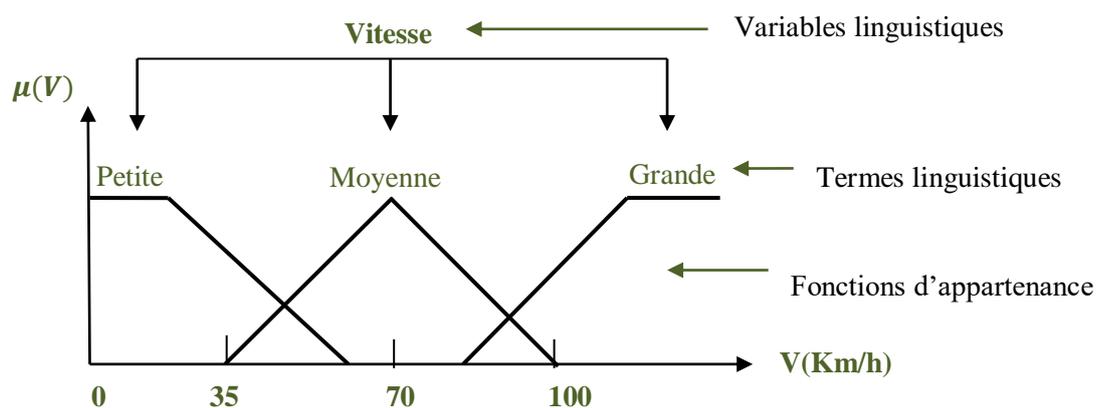


Figure III.1 Variable linguistique [27]

III.2.2.3 Fonctions d'appartenance

Pour illustrer ces fonctions on utilise la fonction d'appartenance $\mu_A(x) \in [0,1]$, qui présente le degré d'appartenance de x à l'ensemble flou "A". Le plus souvent, la fonction d'appartenance est déterminée par l'une des fonctions suivantes [23] :

✱ **Fonction triangulaire**

Elle est définie par trois paramètres $\{a,b,c\}$, qui déterminent les coordonnées des trois sommets :

$$\mu(X) = \max\left(\min\left(\frac{X-a}{b-a}, \frac{c-X}{c-b}\right), 0\right) \quad (\text{III.3})$$

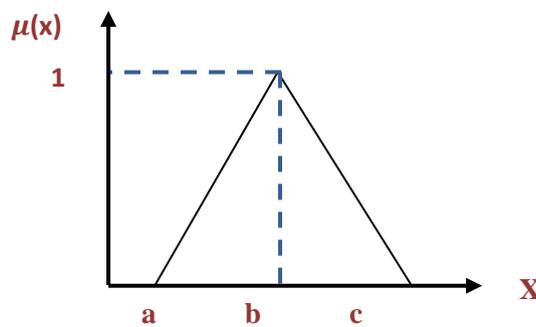


Figure III.2 Fonction d'appartenance triangulaire

✱ **Fonction trapézoïdale**

Elle est définie par quatre paramètres $\{a,b,c,d\}$

$$\mu(X) = \max\left(\min\left(\frac{X-a}{b-a}, 1, \frac{d-X}{d-c}\right), 0\right) \quad (\text{III.4})$$

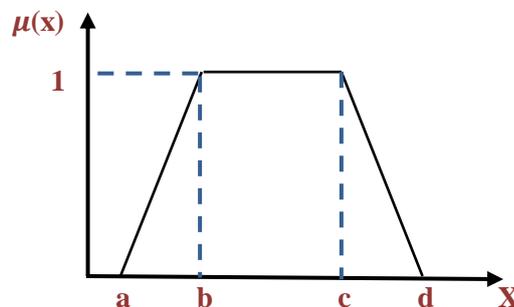


Figure III.3 Fonction d'appartenance trapézoïdale

* **Fonction gaussienne**

Elle est définie par deux paramètres $\{\sigma, m\}$

$$\mu(X) = \exp\left(-\frac{(X-m)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{III.5})$$

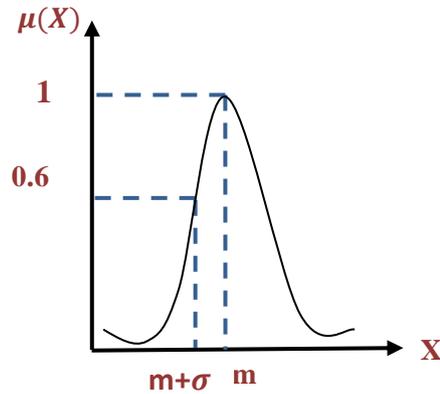


Figure III.4 Fonction d'appartenance gaussienne

* **Fonction sigmoïde**

Elle est définie par deux paramètres $\{a, c\}$

$$\mu(X) = \left(\frac{1}{1+\exp(-a(X-c))}\right) \quad (\text{III.6})$$

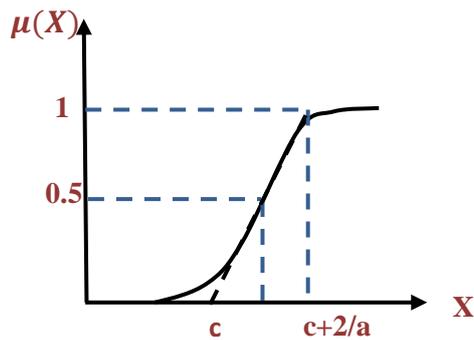


Figure III.5 Fonction d'appartenance sigmoïdale

III .3 Opérations sur les ensembles flous

Soient A et B deux ensembles flous dans X ayant respectivement μ_A, μ_B comme fonctions d'appartenance. L'union, intersection, la complémentation des ensembles flous sont définis à l'aide de la fonction d'appartenance. Comme dans la théorie des ensembles classiques. Ces relations sont traduites par les opérateurs « et », « ou » et « non » [13].

✧ **Union (Opérateur OU)**

L'union de deux ensembles flous A et B de X est l'ensemble flou constitué d'éléments de X affecté du plus grand de leurs deux degrés d'appartenance. Elle est définie comme l'ensemble flou $C = A \cup B$, tel que :

$$\forall x \in X \quad \mu_C(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.7})$$

✧ **Intersection (Opérateur et)**

L'intersection de deux ensembles flous A et B de X est l'ensemble flou constitué d'éléments de X affecté du plus petit de leurs deux degrés d'appartenance. Elle est définie comme l'ensemble $D = A \cap B$, tel que :

$$\forall x \in X \quad \mu_D(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.8})$$

✧ **Complémentation**

La fonction d'appartenance $\mu_{\bar{A}}$ du complément d'un ensemble flou A est défini pour tout $x \in X$ par :

$$\mu_{\bar{A}} = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{III.9})$$

✧ **Implication floue**

On considère une règle floue portant la forme suivante « Si V est A alors W est B », construite à partir de deux variables linguistiques (V,X,TV) et (W,Y,TW). L'implication floue est un opérateur qui permet d'évaluer le degré de vérité entre les propositions floues élémentaires « V est A » et « W est B » à partir des valeurs de la prémisse d'une part et celle de la conclusion d'autre part.

$$\mu_R(x, y) = \text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.10})$$

Afin de connaître le degré de vérité de la proposition floue, il est impératif de définir l'implication floue. Les opérateurs les plus fréquents en commande floue sont les implications de MAMDANI, et de LARSEN.

1. Implication de MAMDANI

$$\mu_R(x, y) = \min (\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.11})$$

2. Implication de LARSEN

$$\mu_R(x, y) = \mu_A(x), \mu_B(x) \quad (\text{III.12})$$

III .4 Régulateur floue

III .4.1 Constitution d'un contrôleur flou

Avant de procéder à la synthèse du régulateur flou, un rappel sur la structure des régulateurs flous paraît indispensable afin de montrer les différentes étapes de conception de tel correcteur [28].

Contrairement à un régulateur standard, le régulateur par logique floue (RLF) ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences (déductions) avec plusieurs règles, se basant sur les variables linguistiques [29].

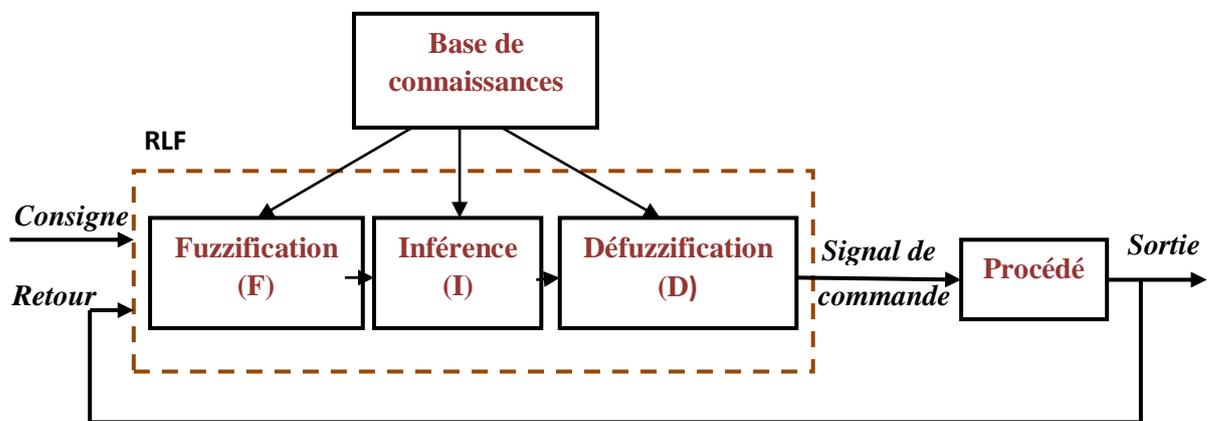


Figure III.6 Configuration de base d'un régulateur par logique floue (RLF) [29].

Etant donné que le système à commander ne reçoit que des valeurs réelles (non-floues), un RLF devrait convertir des valeurs réelles à son entrée en valeurs floues, les traitées avec les règles floues est reconvertir le signal de commande, de valeurs floues en valeurs réelles, pour l'appliquer au procédé.

Les rôles de chaque bloc peuvent être résumés puis détaillés comme suit [28] :

1. *Interface de fuzzification*

Dans les difficultés liées à la commande, les données observées sont habituellement physiques (réelles). Or, le traitement de ces données est basé ici sur la théorie des ensembles flous, ceci nécessite donc une procédure de fuzzification.

La fuzzification consiste à définir les fonctions d'appartenances pour les différentes variables d'entrées. On réalise ainsi le passage des grandeurs physiques (réelles) en variables linguistiques (variables floues) qui peuvent être alors réalisées par les inférences. Dans la littérature de la commande floue deux approches de fuzzification sont utilisées : la fuzzification singleton et la fuzzification non-singleton [29].

2. *Base de connaissances*

Elle contient des informations du domaine d'application et le résultat de commande prévu, elle est définie par les deux bases suivantes [23],[25] :

- ◆ Base de données : elle procure des informations qui seront déployées pour l'exploitation des règles de contrôle flou, ainsi que la manipulation des données dans le contrôleur flou.
- ◆ Base de règles : c'est une collection de l'ensemble des règles floues de type « **si-alors** », décrivant le comportement dynamique du système en termes linguistiques basés sur la connaissance d'un expert [27], [29].

$$R_1 : \mathbf{si} \ x_1 \text{ est } A_{11} \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } A_{1n} \ \mathbf{Alors} \ y \text{ est } B_1 \quad (\text{III.13})$$

Avec : $[x_1, \dots, x_n]$: les entrées du régulateur.

y : la sortie du régulateur.

Ou sous la forme de Sugeno

$$R_1 : \mathbf{si} \ x_1 \text{ est } A_{11} \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } A_{1n} \ \mathbf{Alors} \ y = f_1(x) \quad (\text{III.14})$$

Avec $f_1(x)$ est un polynôme.

Chaque régulateur activé donne un sous-ensemble flou de sortie.

D'une manière globale, la base de règles d'un système flou est soumise à certaines conditions afin d'assurer le bon fonctionnement de ce dernier. Citons quelques unes :

- La complétude : une base de règles d'un système flou est dite complète, pour chaque vecteur d'entrée, il existe au moins une règle floue activée. Pour assurer cette propriété les fonctions d'appartenance doivent couvrir toutes les plages possibles des variables d'entrées.
- La consistance : une base de règles d'un système flou est dite inconsistante, s'il existe deux règles floues ayant la même prémisse mais des conclusions différentes.

3. *Inférence floue (moteur d'inférence)*

Appelée aussi la logique de prise décision est le noyau (cerveau) du contrôleur flou, elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humain, en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférence en logique floue, où interviennent les opérateurs «Et» et «OU». L'opérateur « ET » s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle alors que l'opérateur « OU » lie les différentes règles [13].

Afin d'effectuer le réglage par logique floue, une des méthodes suivantes est utilisée :

* **Méthode d'inférence MAX-MIN (Méthode de MAMDANI)**

Cette méthode utilise l'opérateur « ET » par la formulation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS », qui est réalisée par la formation du minimum. Enfin l'opérateur « OU » lie les différentes règles, réalisé par la formation du maximum.

* **Méthode d'inférence MAX- PRODUIT (Méthode de LARSEN)**

Cette méthode réalise l'opérateur « ET » par la formulation du produit. la conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS », est réalisée par la formulation du produit. L'opérateur « OU » qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.

* **Méthode de SUGENO**

L'opérateur « ET » est réalisé par la formulation du minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale. Cependant, l'opérateur « OU » est réalisé par la valeur moyenne de degrés d'appartenance intervenant dans l'inférence [15].

4. Interface de déffuzification

Dans cette étape, on réalise l'opération inverse de la fuzzification, cette opération permet de passer d'une représentation sous forme de variable linguistique à une variable numérique applicable physiquement. Il faut donc disposer d'une méthode de composition des règles pour obtenir la valeur finale des sorties. Il existe plusieurs stratégies de défuzzification à savoir [19], [29] :

- Méthode du maximum ;
- Méthode de centre de gravité ;
- Méthode des hauteurs pondérées ;
- Méthode de moyenne des maxima.

III.5 Avantages et inconvénients de la logique floue [29]

III.5.1 Avantages

- ✧ La non- nécessité d'une modélisation du processus à contrôler (cependant, il peut être utile de disposer d'un modèle convenable);
- ✧ La maîtrise du système à régler, même avec un comportement complexe ;
- ✧ La possibilité d'implanter des connaissances (linguistique) de l'opérateur du processus ;
- ✧ L'obtention fréquente de meilleures prestations dynamiques (régulateur non-linéaire)
- ✧ La disponibilité des systèmes de développement efficaces, soit un microprocesseur, DSP ou PC (solution par logiciel), soit un « Fuzzy Processor » (solution matérielle).

III.5.2 Inconvénients

- ✧ Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification et le choix des fonctions d'appartenance, détermination des inférences et de la défuzzification) ;
- ✧ L'impossibilité de démontrer la stabilité en l'absence d'un modèle valable ;
- ✧ L'approche artisanale et non systématique (implantation des connaissances des opérateurs souvent difficile).

III.6 Pourquoi la logique floue dans la commande de la MAS

Comme on l'a déjà étudié au premier chapitre, la machine asynchrone peut-être modélisée à l'aide d'équations d'état. La commande par logique floue est fréquemment appliquée pour commander les procédés où la modélisation est imprécise voir même impossible. Pourquoi alors appliquer la logique floue à la commande des machines asynchrone ? Quels sont les intérêts de cette approche appliquée à ces machines ?

Les réponses à ces questions peuvent être résumées comme suit:

La MAS est un procédé fortement non-linéaire, un régulateur non-linéaire peut donner de meilleures performances à ce système par rapport au régulateur conventionnel. Etant donné que le régulateur flou (RLF) est non-linéaire nous pouvons alors l'utiliser afin d'obtenir un système de commande de haute performance.

L'implantation de la commande par logique floue est relativement plus facile que les autres méthodes [29].

III.6.1 Commande de vitesse de la machine asynchrone par la logique floue

Afin de réaliser la commande de vitesse d'une machine asynchrone par logique floue, on introduit un RLF dans la boucle de régulation de vitesse en utilisant le schéma de la commande DTC. En remplaçant le régulateur de vitesse conventionnel par un autre conçu par logique floue, pour se faire nous allons suivre les étapes indiquées dans la (figure III.6) [29] [30].

III.6.2 Etude et description du comportement de la machine

La configuration générale suivante représente la boucle de commande de vitesse de la machine asynchrone

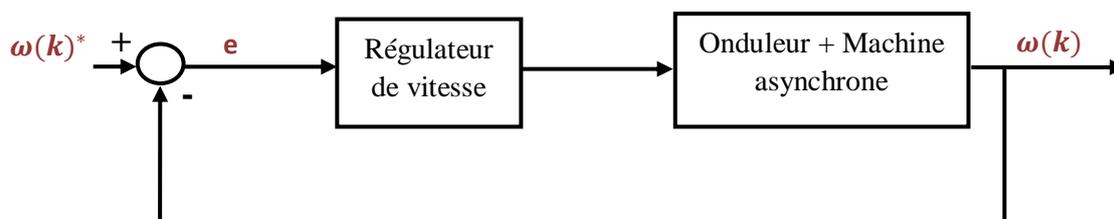


Figure III.7 Configuration de la boucle de vitesse [31]

Dans le but d'effectuer une étude sur le comportement de la machine avec régulation de vitesse, il suffit d'observer la réponse de la vitesse en boucle fermée à la suite d'un changement de consigne ou de la charge [31].

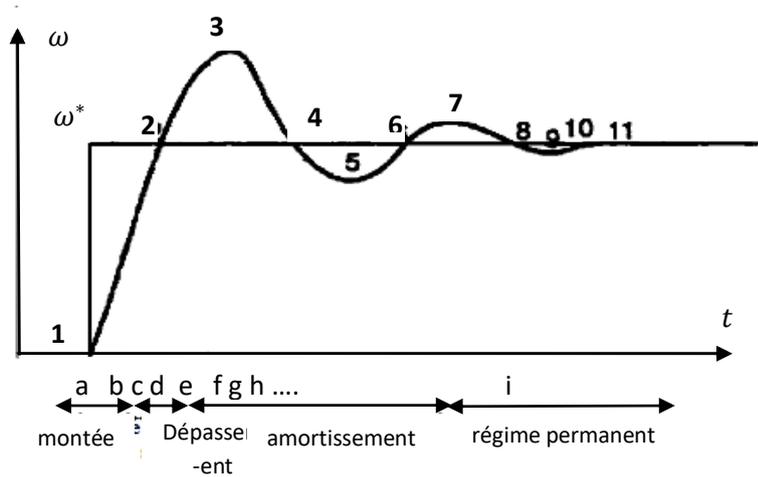


Figure III.8 Etude de la réponse du système à un échelon de vitesse [29].

La figure ci-dessus illustre un exemple avec la réponse typique à un échelon de consigne. Où on observe quatre régions : la montée, dépassement, amortissement et région de régime permanent. Nous pouvons déduire de cette réponse que ce sont l'erreur de vitesse e (entre la consigne et la réponse), et le changement de l'erreur Δe qui peuvent le mieux la représenter [31].

La description du système à commander se présente comme suit :

- 1 Au point a : l'erreur $e = \omega^* - \omega$ est très grande est positive avec $\Delta e < 0$; ce qui nécessite une très grande correction.
- 2 Au point b : l'erreur $e > 0$ avec $\Delta e < 0$, la vitesse ω se rapproche de la consigne ω^* donc la correction est faible .
- 3 Au point c : l'erreur $e = 0$ avec ω tend a s'éloigner de la consigne ω^* donc le signal de commande est diminué.
- 4 Au point d : l'erreur $e < 0$, et tend a devenir encore plus négative, il faut beaucoup diminuer la commande .
- 5 Au point e : l'erreur $e < 0$ et ne change pas, il faut donc une correction moyenne.
- 6 Au point f : l'erreur $e < 0$ et son changement est positif, comme la vitesse se rapproche de la consigne, la correction doit être faible.
- 7 Au point g : l'erreur $e = 0$ l'erreur, mais la vitesse tend à s'éloigner, il faut un peu augmenter le signal de commande
- 8 Au point h : l'erreur $e > 0$ et tend à devenir plus positive, il faut assez augmenter le signal de commande.
- 9 Au point i : l'erreur $e = 0$ et ne change plus (régime permanent), le signal de commande doit être maintenu à sa valeur actuelle.

III.7 Structure du régulateur flou RLF

Le schéma bloc d'un régulateur flou se base sur la forme incrémentale d'un régulateur classique [29]. L'erreur de vitesse « e » et son changement « Δe » sont les grandeurs les plus remarquables pour l'analyse du comportement de la machine asynchrone.

Elle représente deux entrées pour un régulateur flou de vitesse, pour la sortie de ce dernier il est très commode de choisir l'incrément du signal de commande à appliquer au système à commander « Δc » donc l'incrément du couple Δc_{em} . Il suffit d'intégrer cette grandeur pour avoir la valeur de référence du couple électromagnétique C_{em}^* [31].

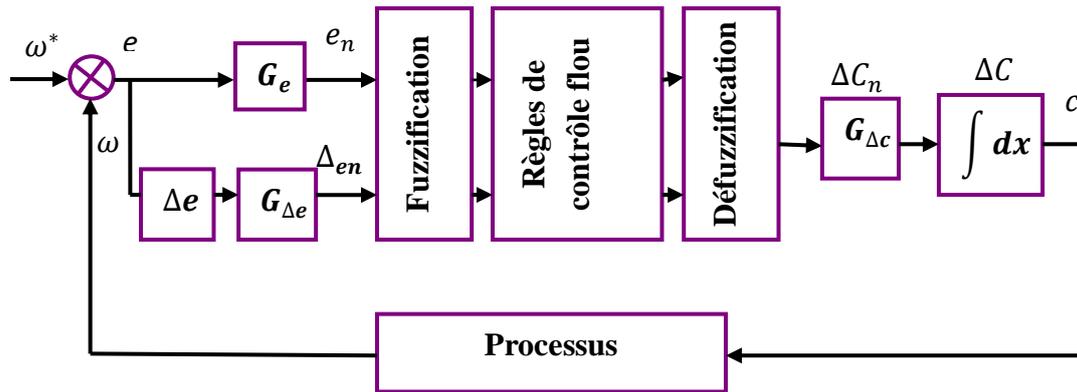


Figure III.9 Schéma bloc d'un régulateur flou [29]

III.7 .1 Régulateur de type MAMDANI

La technique de réglage par la logique floue ainsi que la conception du premier contrôleur flou ont été présentés par MAMDANI [25].

Ces contrôleurs utilisent des modèles flous permettant une description complètement linguistique du système sous forme de règles floues, car les prémisses et les conclusions sont des propositions linguistiques floues [14].

L'analyse sur les bases des règles de MAMDANI et la proposition d'une matrice des règles qui possède deux entrées, l'erreur de sa variation ont été fait par MACVICAR et WHELAN.

En se basant sur les deux principes suivants :

3. Si la sortie à régler est égale à la valeur désirée et la variation de l'erreur est nulle, la commande sera maintenue constante
4. Si la sortie à régler diverge de la valeur désirée, l'action sera dépendante du signe et de la valeur de l'erreur et sa variation [15].

Par la suite, on se focalise principalement sur le régulateur de vitesse, sa grandeur de sortie est l'image du couple électromagnétique de référence.

La figure ci-dessous présente la structure du régulateur flou proposé par MAMDANI pour un système simple à deux entrées et une sortie [14].

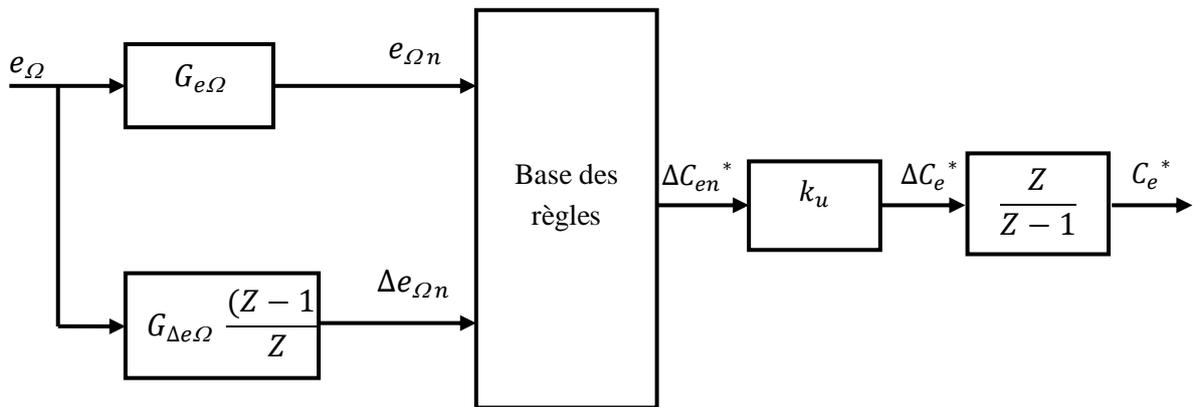


Figure III.10 Diagramme d'un régulateur flou de type MAMDANI [13]

Les gains retrouvés en entrée et en sortie du contrôleur flou nommés « facteurs d'échelle ou de normalisation » permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer la structure.

La normalisation de l'erreur e_{Ω} et de la variation de l'erreur Δe_{Ω} est définie comme suit :

$$\begin{cases} e_{\Omega n} = G_{e_{\Omega}} \cdot e_{\Omega} \\ \Delta e_{\Omega n} = G_{\Delta e_{\Omega}} \cdot \Delta e_{\Omega} \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

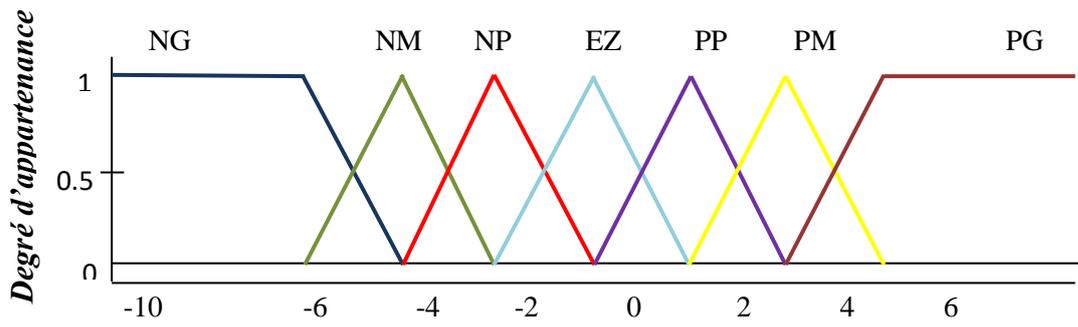
Les entrées du RLF se calculent à l'instant t de la manière suivante :

$$\begin{cases} e_{\Omega}(t) = \Omega^*(t) - \Omega(t) \\ \Delta e_{\Omega}(t) = e_{\Omega}(t) - e_{\Omega}(t-1) \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

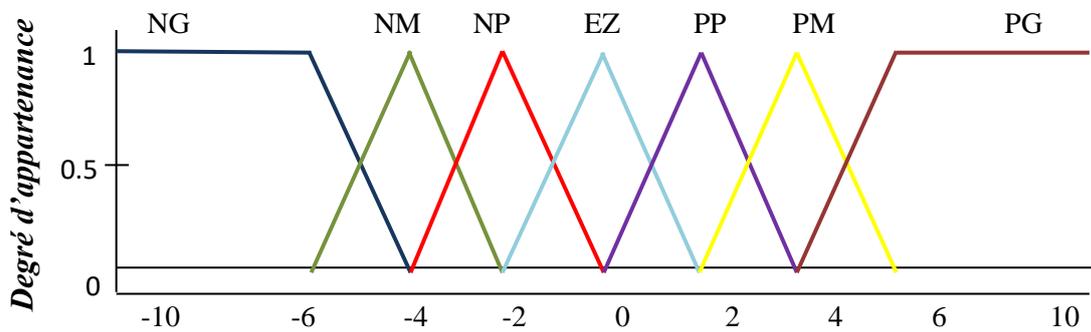
III.7.1.1 Fuzzification

On introduit pour une variable x : trois, cinq ou sept ensembles flous, une subdivision plus fine c'est-à-dire au-delà de sept ensembles, aucune amélioration du comportement de la machine n'est obtenue [29].

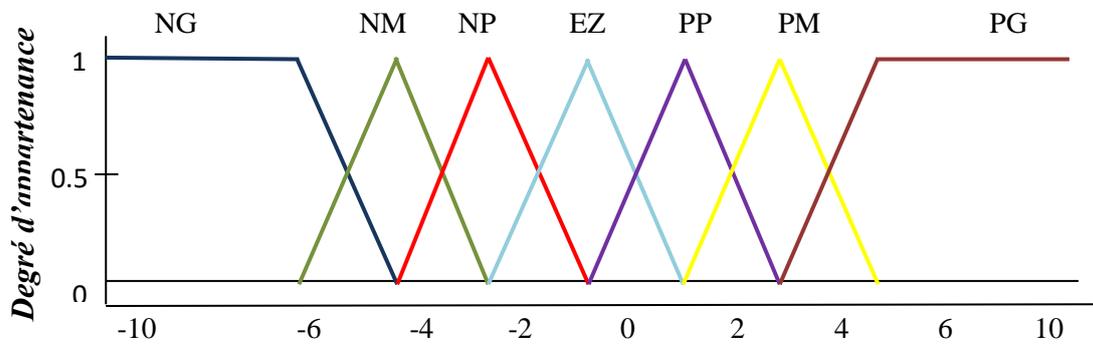
On introduit pour les variables d'entrées et de sortie du RLF sept ensembles représentés par des fonctions d'appartenance de forme triangulaire hormis pour les extrémités où on utilise la forme trapézoïdale [28].



(a) Erreur normalisée



(b) Variation de l'erreur normalisée



(c) Incrément de commande normalisée

Figure III.11 Fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques (RLF) de vitesse [29]

Les différents ensembles sont notés comme suit [29] :

- NG** : Négatif Grand ;
- NM** : Négatif Moyen ;
- NP** : Négatif Petit ;
- EZ** : Environ Zéro ;
- PP** : Positif Petit ;
- PM** : Positif Moyen ;
- PG** : Positif Grand.

III.7.1.2 Base de connaissances

On établit les règles floues caractérisant ce régulateur, on a deux entrées chacune d'entre elles est représentée par sept ensembles flous, donc quarante-neuf combinaisons possibles, ce qui donne quarante-neuf règles floues, ces dernières sont représentées dans une matrice nommée « matrice d'inférence ».

Tableau III.1 Matrice d'inférence [29]

Δc_e^*		e_Ω						
		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
Δe_Ω	NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
	NM	NG	NG	NM	NM	NP	EZ	PP
	NP	NG	NM	NM	NP	EZ	PP	PM
	EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	EZ	PP	PM	PM	PG
	PM	NP	EZ	PP	PM	PM	PG	PG
	PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

D'après cette matrice, on peut définir les quarante-neuf règles, par exemple :

$R9$: Si e_Ω est NM et Δe_Ω est NG Alors Δc_e^* est NG .

$R32$: Si e_Ω est EZ et Δe_Ω est NM Alors Δc_e^* est PP .

$R41$: Si e_Ω est PM et Δe_Ω est NP Alors Δc_e^* est PG .

III.7.1.3 Défuzzification

La défuzzification est l'étape finale dans la conception d'un régulateur flou, son principe se base sur la transformation d'une valeur floue (fonction d'appartenance résultante) en une valeur physique (déterministe), en utilisant l'une des méthodes précédemment citées [29].

III.8 Conception du régulateur

- ◆ On introduit sur la fenêtre de commande de MATLAB l'instruction
 >> fuzzy

On obtiendra la fenêtre principale du « FIS Editor »

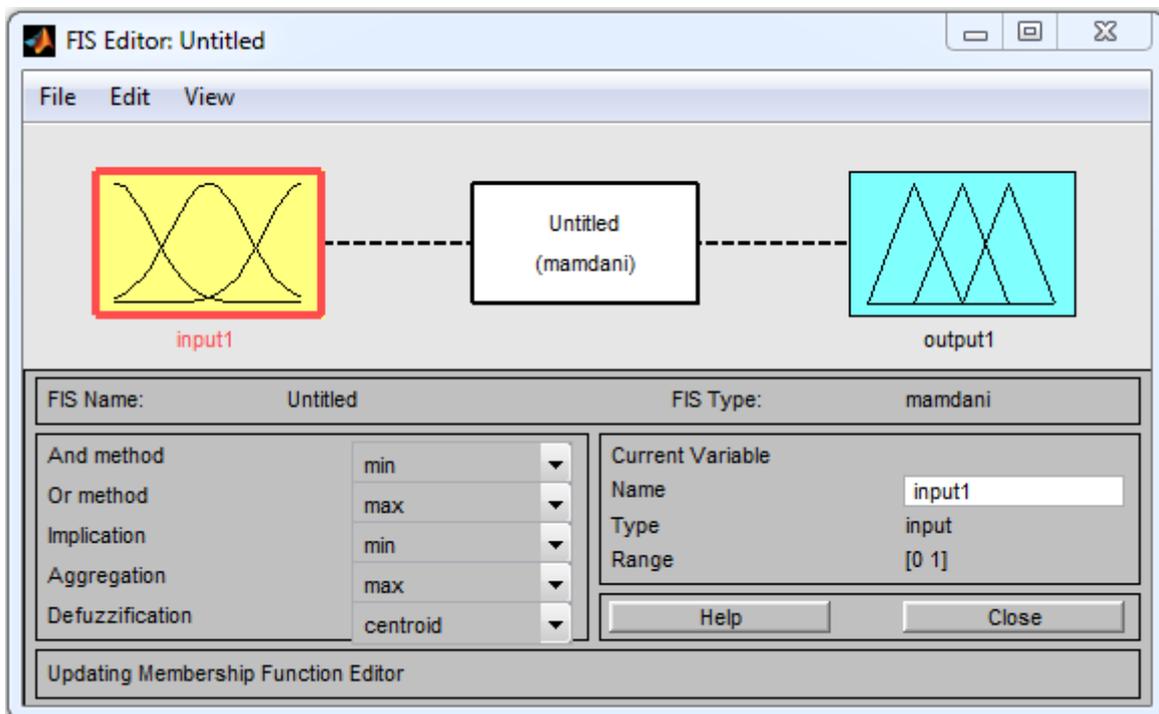


Figure III.12 Fenêtre principale de l'éditeur de logique floue

- ◆ En premier lieu, on choisit le nombre d'entrées depuis la barre de menu :

Edit → Add variable → input

On trouve sur la fenêtre du « FIS Editor » des signaux d'entrées et de sortie, et une pour les règles d'inférence. La partie inférieure est dédiée pour spécifier les méthodes d'inférences. Afin de spécifier les fonctions d'appartenance d'un signal, on clique doublement sur ce dernier.

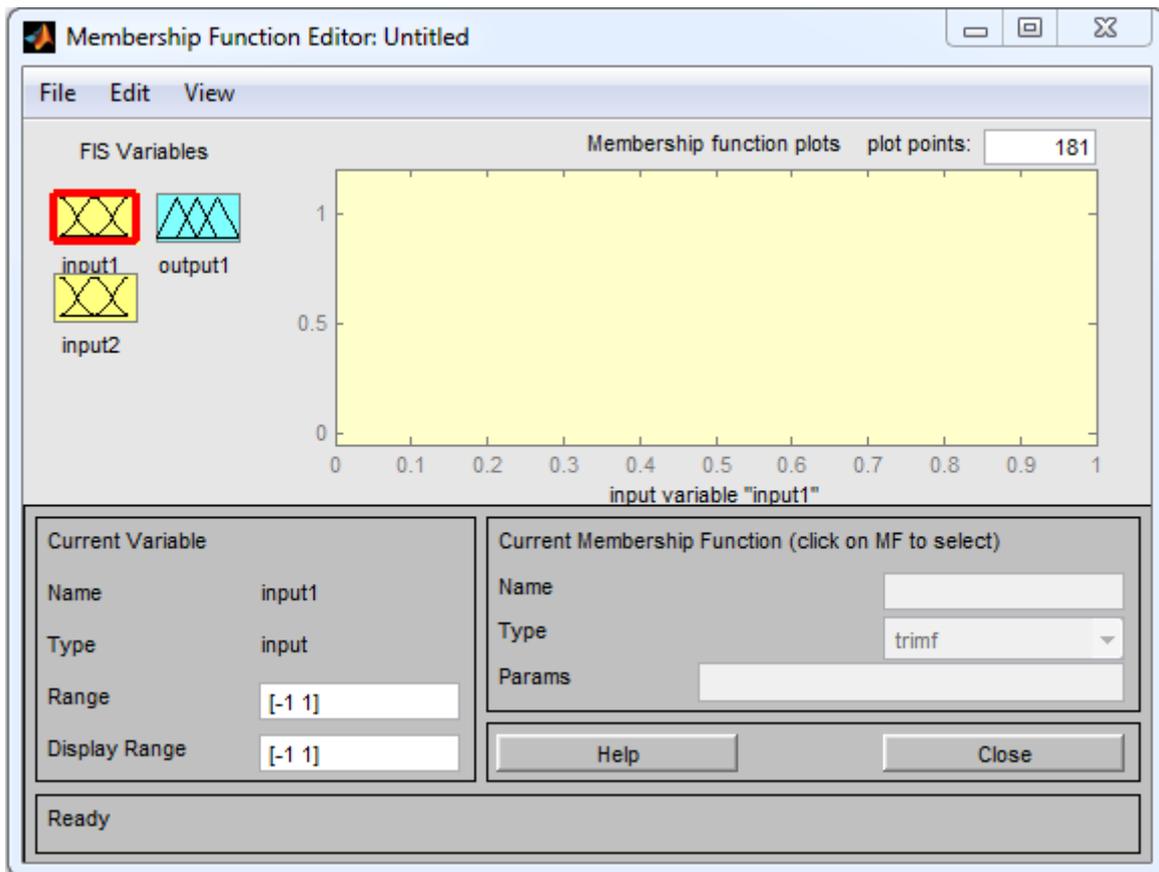


Figure III.13 Fenêtre de l'éditeur de fonctions d'appartenance d'un signal.

On réalise les actions suivantes de préférence en suivant l'enchaînement ci-après

- * Le choix de la gamme de variation de chaque signal de préférence $[-1 ;1]$, indiquant l'ordre de normalisation des signaux.
- * Choix des fonctions d'appartenance depuis la barre de menu :
Edit → Add MFs...

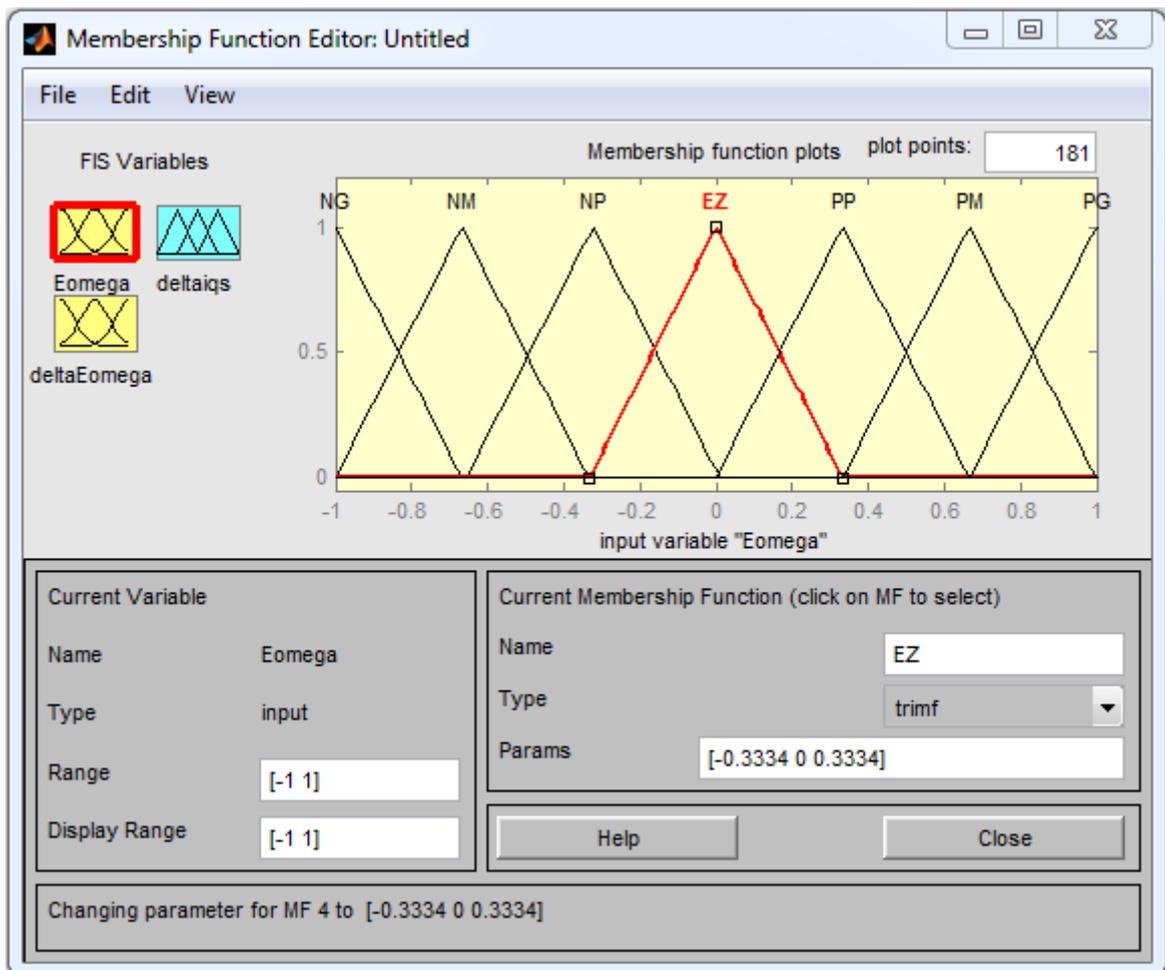


Figure III.14 Fenêtre de l'éditeur exemple de fonctions d'appartenance d'un signal

Après avoir spécifié les signaux, on ouvre l'éditeur des règles d'inférence :
 En suivant la table, on introduit toutes les règles d'inférence :

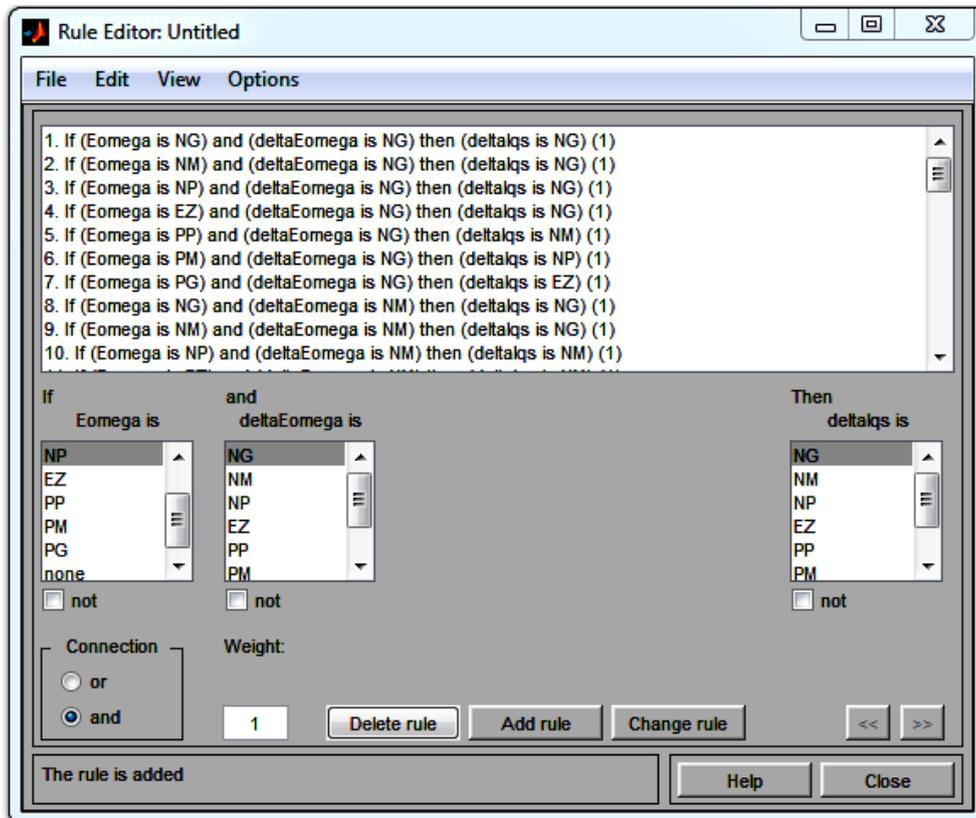


Figure III.15 Fenêtre de l'éditeur de règles d'inférence

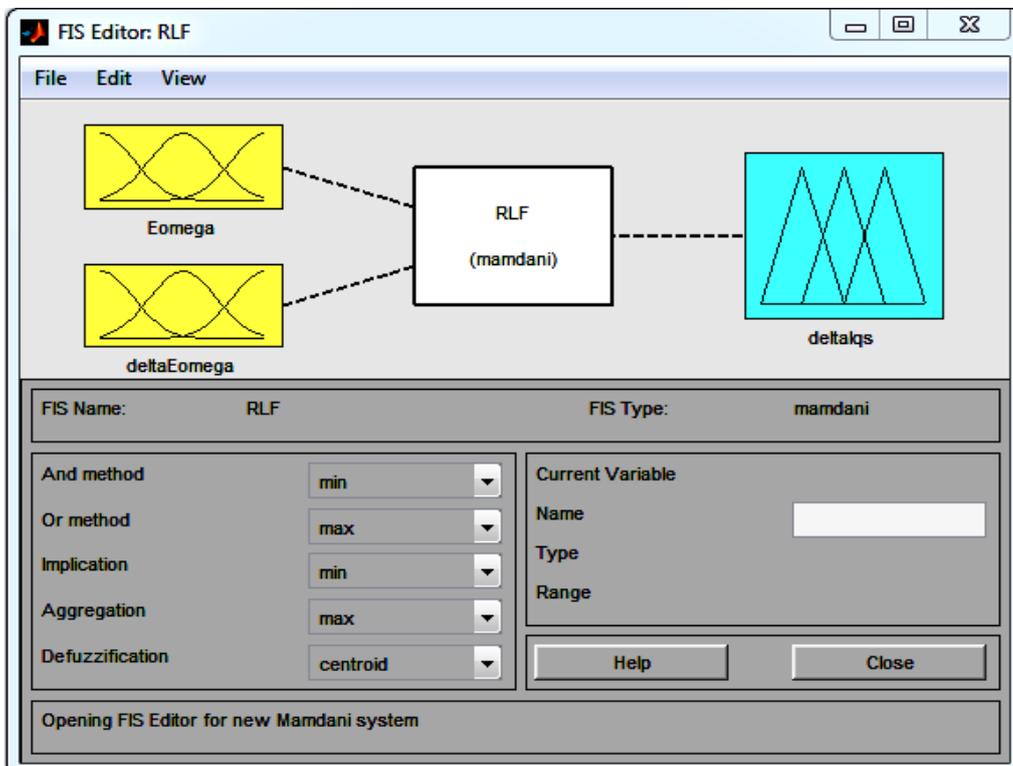


Figure III.16 Fenêtre principale de l'éditeur de logique floue : exemple complété.

III.9 Simulation de la DTC avec un régulateur flou

Cette partie sera consacrée à la simulation de la commande directe du couple, en remplaçant le régulateur de vitesse PI conventionnel par un régulateur flou comme le montre la « figure III.17 » puis l'insérer dans le schéma global de simulation de la DTC. « Figure III.18 »

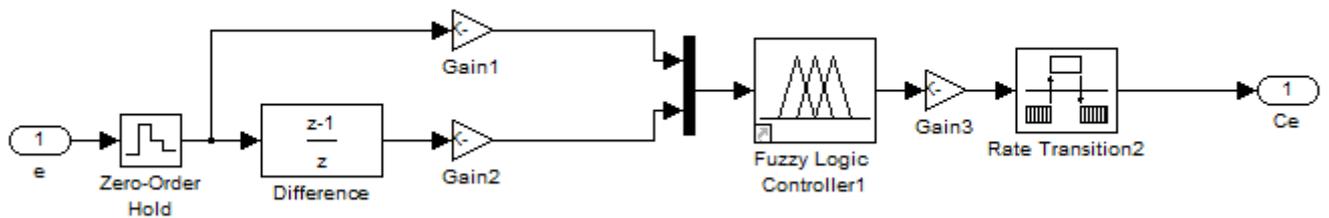


Figure III.17 Régulateur flou

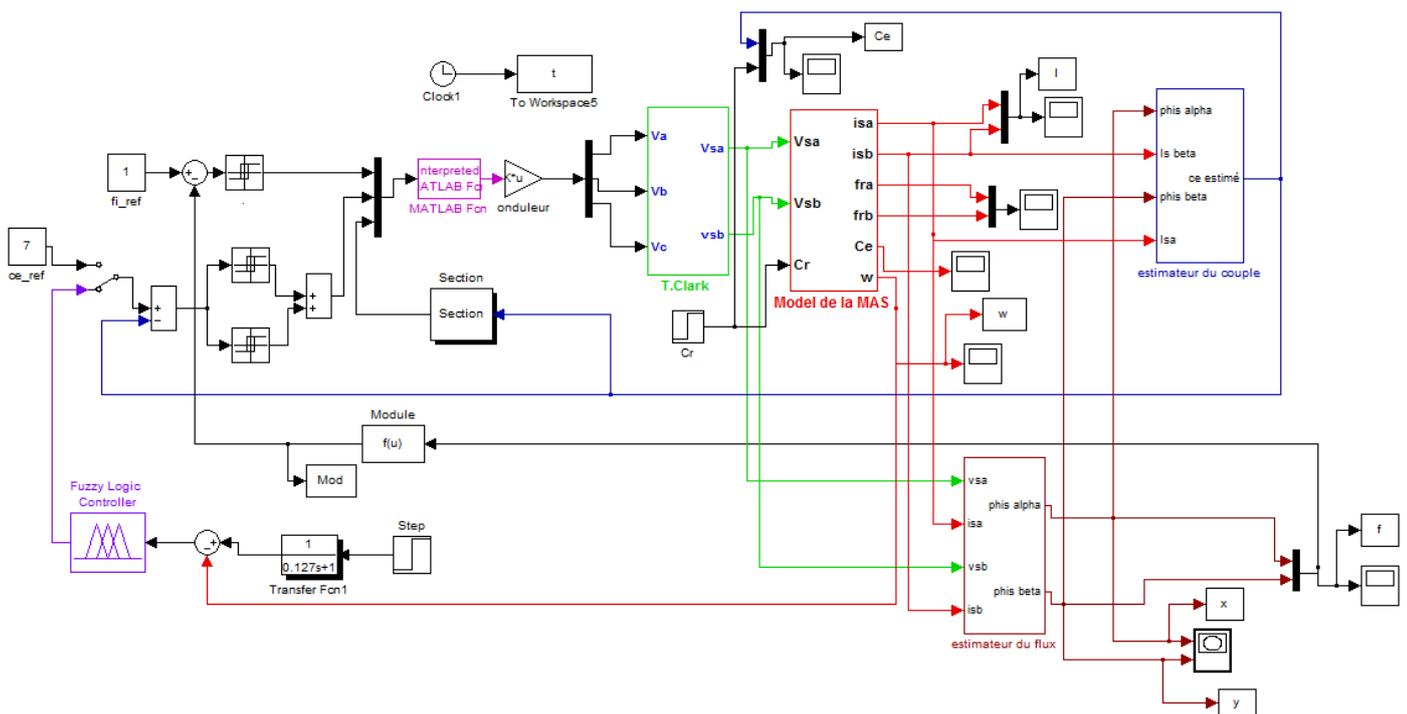


Figure III.18 Schéma block de simulation de la DTC par logique floue

III.9.1 Résultats de simulation

Les figures ci-dessous représentent les résultats de simulation du comportement de la machine par un contrôle direct du couple avec un régulateur flou, le couple appliqué s'estime à 4 N.m à $t=2s$ et la vitesse de référence est de 100 rad/s.

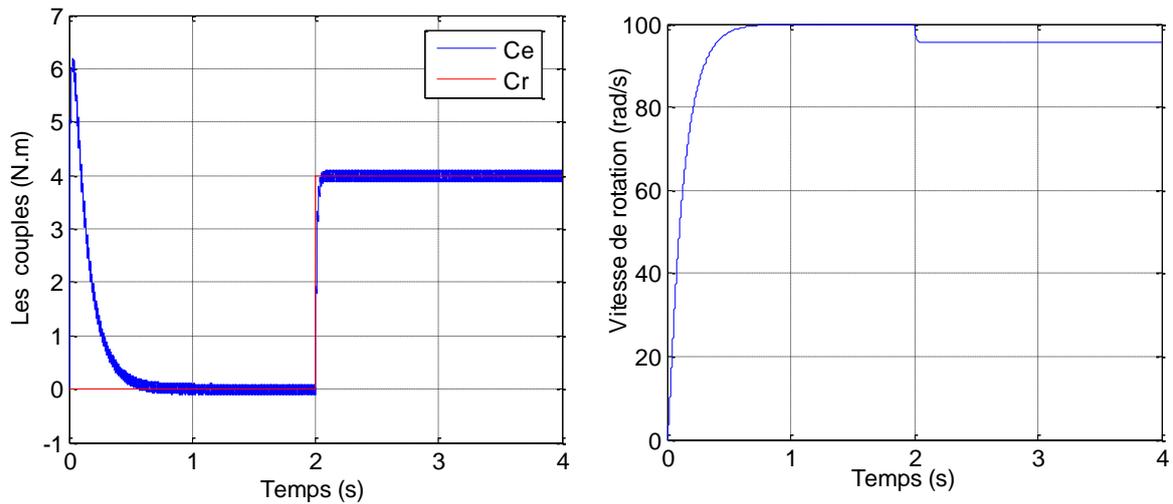


Figure III.19 Allures des couples C_e, C_r et de la vitesse de rotation

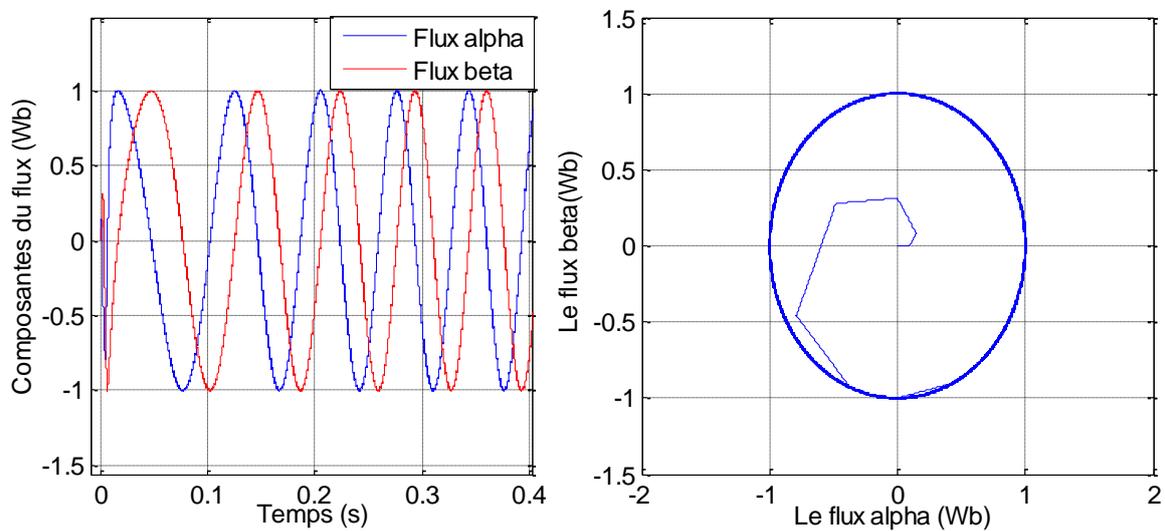


Figure III.20 Allures des flux statoriques

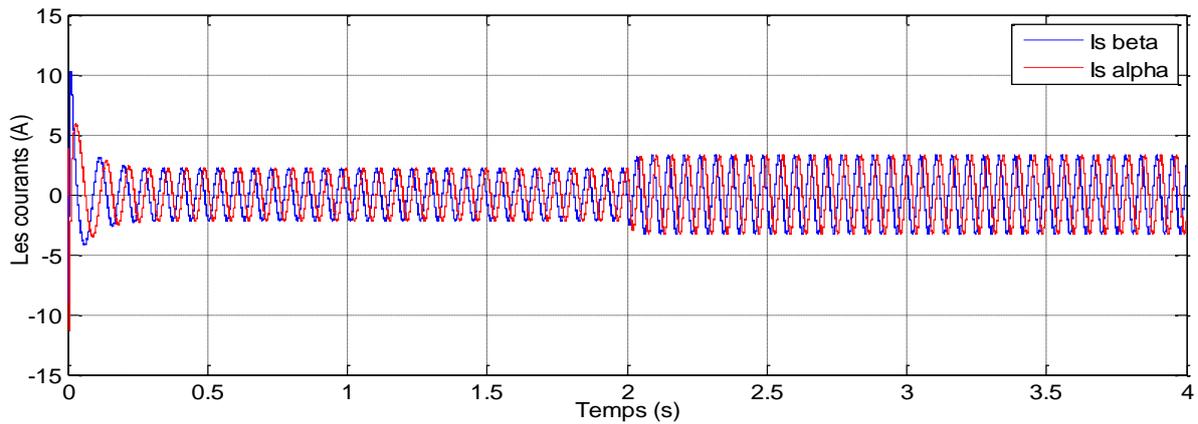


Figure III.21 Allure des courants statoriques

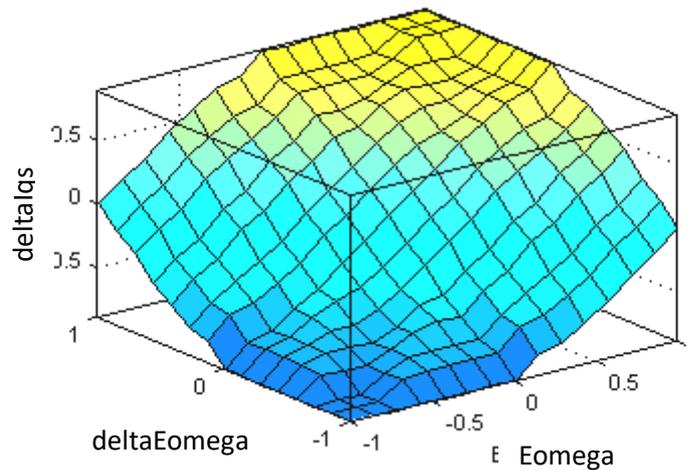


Figure III.22 Surface caractéristique de régulateur flou

III.9.2 Interprétation des résultats de simulation

La figure (III.19), représente respectivement les allures des couples et de la vitesse de rotation ; le pic du couple électromagnétique est remarquable au démarrage et se stabilise sur la consigne nulle jusqu'à application du couple résistant à $t=2s$ où il le suit parfaitement. Quant à la vitesse de rotation elle a tendance à diminuer légèrement à l'instant de l'application de la perturbation et ne reprend pas sa valeur de consigne à défaut d'absence de régulation.

La figure (III.20) concerne les flux statoriques, on constat que le module du flou statorique prend sa valeur de référence qui est de 1 Wb précédé d'une ondulation au démarrage, chose qui est clairement apparente dans le repère (α, β) .

On remarque que la valeur des courants statoriques augmente au moment de l'application du couple de charge, comme illustré sur la figure (III.21)

La surface caractéristique du régulateur flou mis en avant indique les variations de la valeur réelle de la sortie du contrôleur en fonction des entrées parcourant les univers de discours comme le montre la figure (III.22).

III. 10 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la commande de la machine asynchrone par logique floue, en commençant par rappeler les concepts de base sur lesquels repose la théorie de la logique floue. Par la suite nous nous sommes intéressées aux étapes de conception d'un régulateur flou afin d'introduire ce dernier dans la commande direct du couple tout en remplaçant le régulateur PI classique par un régulateur flou dans le but d'améliorer la dynamique de la commande DTC.

Cependant, d'après les résultats obtenus il s'est avéré que le système n'a pas pu réguler la vitesse lors de l'application d'une charge, par conséquent un manque de robustesse face aux éventuelles perturbations. Pour y remédier, on associe un élément supplémentaire qui est le régulateur PI pour obtenir une combinaison de régulation adaptatif par logique floue.

Chapitre IV :

*Commande directe du couple de la
MAS avec un régulateur PI adaptatif
par logique floue*

IV.1 Introduction

La majorité des processus industriels sont souvent très complexes pour être rigoureusement ajustés pour s'approcher de la dynamique du système, c'est là que réside le rôle de la commande adaptative ; elle réagit à tout instant et permet au système de régir face aux variations qu'il peut subir.

Dans ce qui suit, nous allons exposer le principe la commande adaptative avec ses différents types existants dans la littérature, par la suite nous traiterons l'application d'un régulateur PI adaptatif par logique floue à la commande directe du couple afin de pouvoir améliorer les performances de cette dernière.

Par ailleurs, une étude comparative sera menée pour trancher sur l'efficacité du régulateur PI adaptatif par logique floue et PI classique.

Nous achèverons par une simulation de l'ensemble de la commande DTC appliquée au véhicule électrique.

IV.2 Commande adaptative

On désigne par commande adaptative, un ensemble de techniques utilisées pour l'ajustement automatique des régulateurs des boucles de commande, afin d'assurer ou de maintenir les performances voulues, quand les paramètres du procédé à commander sont soit inconnus et/ou variables dans le temps [32].

IV.3 Principe de la commande adaptative

Dans de nombreuses applications où les paramètres du procédé varient avec le temps l'emploi d'un régulateur robuste à paramètres fixes n'est pas suffisant pour garantir les performances désirées, du coup une identification imprécise voir une variation des paramètres de la machine influe sur les performances de ce régulateur. De plus, ces derniers se comportent difficilement avec le régime dynamique dû à la variation de la charge. D'où la nécessité d'introduire la commande adaptative afin d'améliorer la robustesse de la machine asynchrone [32].

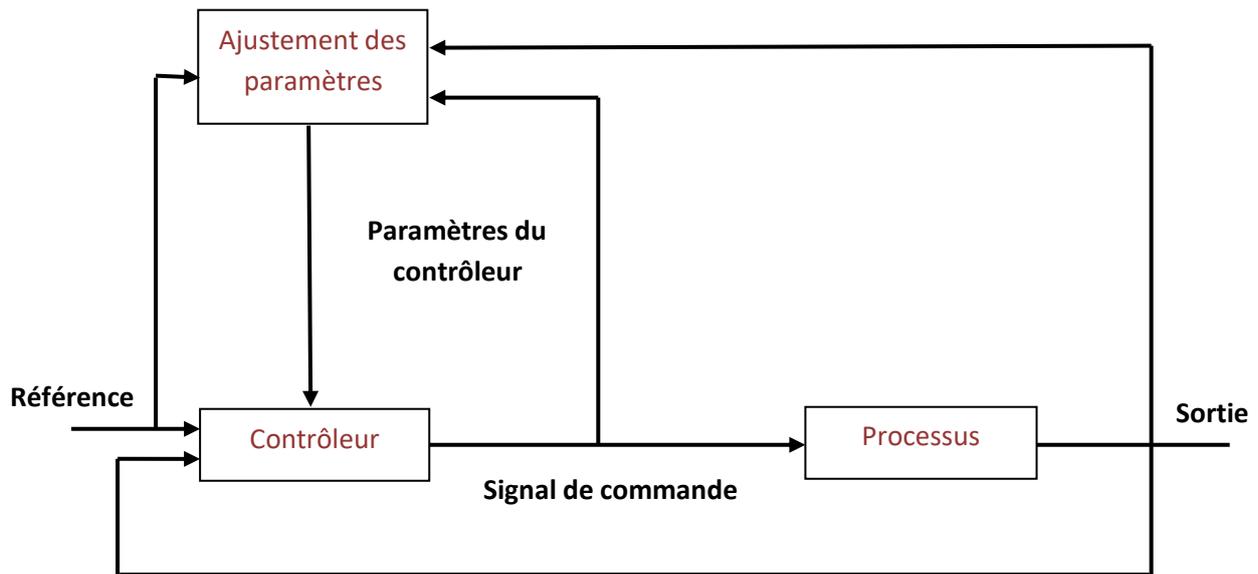


Figure IV.1 Schéma de principe de la commande adaptative [33]

IV.3.1 Commande adaptative directe

Le concept de cette commande revient à calculer les paramètres du régulateur sans identifier clairement les paramètres du système, donc en une seule étape d'où l'appellation de la commande directe. Sa facilité d'implantation la rend assez attrayante [33].

IV.3.2 Commande adaptative indirecte

Une approche indirecte de la commande adaptative se base sur le modèle d'identification (approximateur), son rôle consiste à identifier le comportement du système à contrôler d'une part, puis d'autre part sur le calcul des paramètres du régulateur à partir des paramètres du procédé identifié [34].

IV.4 Objectifs de la commande adaptative

L'adaptation est désirable pour les raisons suivantes :

- * L'affinement au cours du temps du réglage initial du système de commande.
- * La prise en compte des variations des paramètres du système à commander [35].

IV.5 Types de commande adaptative

La commande adaptative peut-être structurée selon les catégories suivantes :

1. Approximations des stratégies de commande optimale stochastique (Duale)
2. Commande adaptative avec modèle de référence (MRAC).
3. Système de commande Auto-ajustable (Self Tunning Control-STC).

IV.5.1 Commande optimale stochastique

Elle a été introduite par Feldbaum en 1963, les paramètres inconnus sont traités comme des états additionnels du système, ce qui transforme un simple problème de commande linéaire en un problème de commande non linéaire. En raison de la puissance de calcul requise, l'application de cette approche reste compliquée, en dépit de ça elle présente un intérêt théorique pour comprendre et évaluer les performances maximales qui peuvent être obtenues par des techniques plus simples et largement utilisées en pratique tel que la commande adaptative avec modèle de référence et commande auto-ajustable [32].

IV.5.2 Commande adaptative avec model de référence (MRAC)

Cette commande est apparue pour la première fois en 1961, fondée sur la minimisation d'indices de performances.

Elle est très réputée dans divers domaines, pour résoudre de nombreux problèmes en commande, identification et estimation. Sa structure mène à des réalisations simples et autorise une grande rapidité d'adaptation. Elle est peu sensible aux bruits ou à une modélisation imparfaite du procédé.

La structure générale de la commande adaptative directe est donnée par la figure (IV.2) .Elle est constituée d'une boucle interne formée par un régulateur ordinaire et une boucle externe où s'ajustent les paramètres [32].

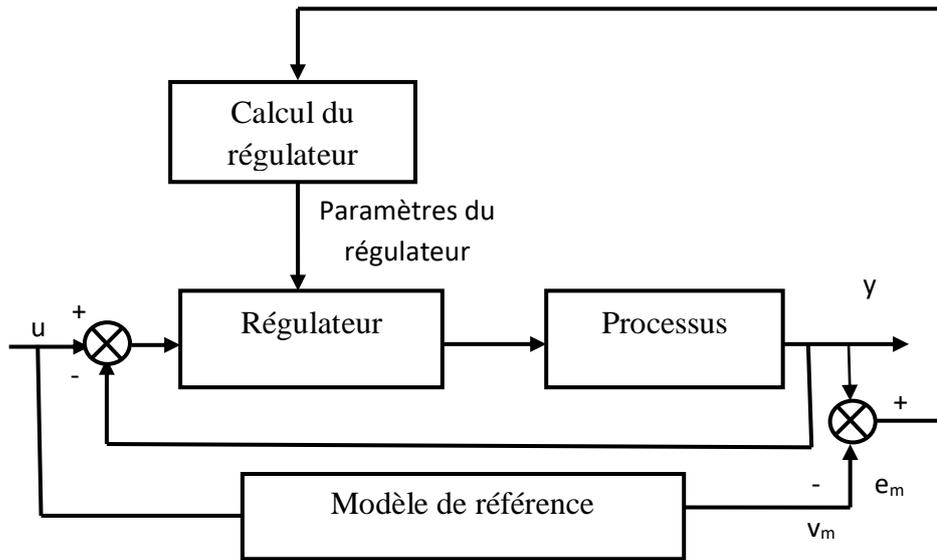


Figure IV.2 Commande adaptative avec modèle de référence [32]

IV.5.3 Commande adaptative auto-ajustable

Egalement appelée commande adaptative indirecte avec identification du modèle (MIAC). Cette stratégie a été introduite par Kalman en 1958, la figure (IV.3) présente le schéma bloc de cette commande.

Ce type de commande se base sur les principes de séparation et d'équivalence certaine. Le modèle du processus qui sert pour le calcul du régulateur est remplacé par un modèle estimé en temps réel à partir des entrées et sorties du système à réguler. L'hypothèse de base c'est supposer que le block d'identification est capable de fournir une bonne estimation de l'état du système à chaque instant précédent le calcul. Estimer les paramètres du système à contrôler tout en satisfaisant les objectifs de commande, constitue l'avantage de la séparation entre identification et commande.

Pour élaborer le régulateur l'erreur d'estimation est négligeable, néanmoins la stabilité de cette commande dépend de compatibilité des modèles utilisés [32].

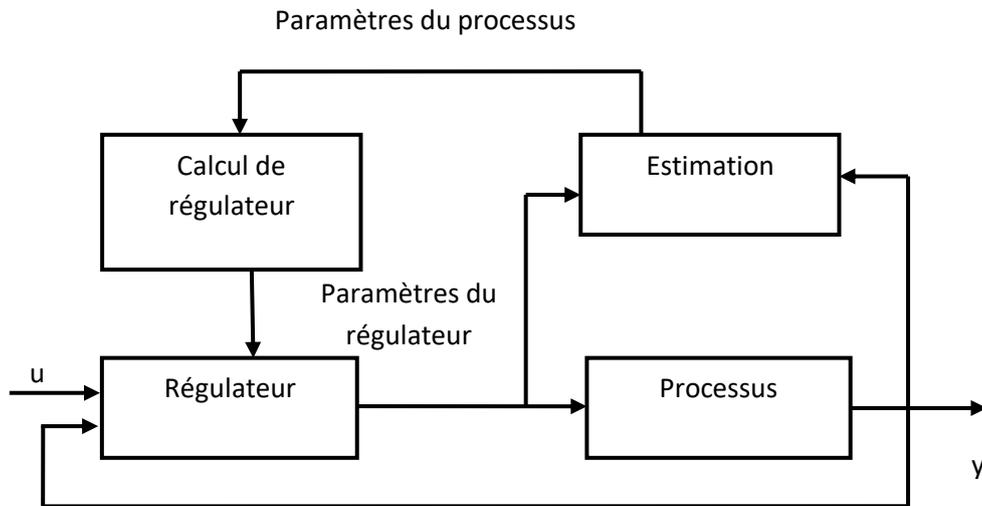


Figure IV.3 Commande adaptative auto-ajustable [32]

IV.6 Commande DTC par un régulateur PI adaptatif par logique floue

Sachant que le but de notre recherche est d'améliorer les performances de la commande directe du couple, on a opté pour un régulateur PI adaptatif par la logique floue.

IV.6.1 Régulateur PID conventionnel

Le PID classique est le régulateur le plus fréquent en industrie en effet, plus de 90% des installations industrielles utilisent des contrôleurs PID en raison de leur efficacité et robustesse [36],[37]. On notera également que ce régulateur regroupe les caractéristiques des deux types de régulateurs PI et PD.

Cependant le PID est particulièrement convenable pour les systèmes du premier ou du deuxième ordre, tant que généralement les systèmes industriels sont d'ordre supérieur à deux et présentent des non-linéarités, il est fortement recommandable d'améliorer les performances en ajoutant de nouveaux traits [38].

Il est connu que le PID est obtenu par l'association de trois actions élémentaires. Considérons $u(t)$ comme un signal d'entrée du système [39]:

La forme générale du régulateur PID est donnée par :

$$u(t) = K_P \cdot e(t) + K_I \cdot \int_0^t e(\tau) d\tau + K_D \cdot \frac{d}{dt} e(t) \quad (\text{IV.1})$$

La boucle fermée désirée sera obtenue en ajustant les trois paramètres K_P , K_I et K_D

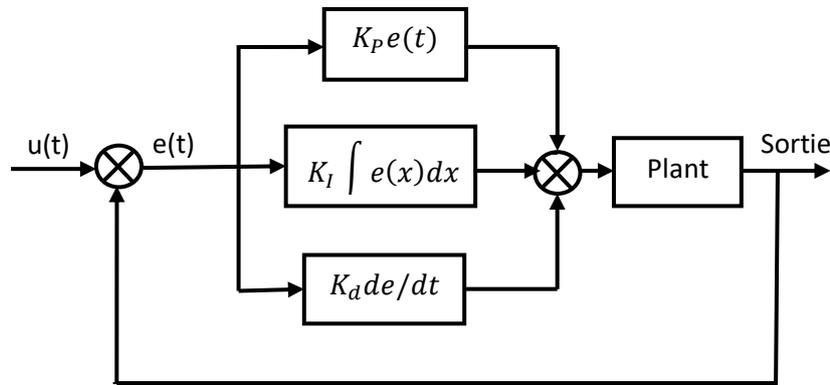


Figure IV.4 Schéma block d'un régulateur PI conventionnel [40]

IV.6.1.1 Action proportionnelle

Cette action assure souvent la stabilité. Le signal de commande est proportionnel à la valeur $e(t)$ entre la consigne et la sortie du système comme suit [36], [39]:

$$u(t) = K_p \cdot e(t) \quad (IV.2)$$

Où K_p est le gain de l'action proportionnelle, la fonction de transfert de cette action est donnée par :

$$c(s) = K_p \quad (IV.3)$$

IV.6.1.2 Action intégrale

Elle permet de rejeter les perturbations. Le signal de commande est proportionnel à l'intégrale de l'erreur comme suit [36], [39]:

$$u(t) = K_I \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (IV.4)$$

Où K_I est le gain de l'action intégrale, la fonction de transfert correspondante est donnée par : $C(s) = \frac{K_I}{s}$ (IV.5)

D'une manière générale, l'action intégrale est fréquemment associée à l'action proportionnelle sous forme d'un correcteur PI dont la fonction de transfert est donnée par :

$$C(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right) \quad (IV.6)$$

Avec : $T_I = \frac{K_p}{K_I}$ est la constante de l'action dérivée.

IV.6.1.3 Action dérivée

Le terme dérivatif assure l'amortissement de la réponse. Le signal de commande est proportionnel à la dérivée de l'erreur comme suit [36], [39]:

$$u(t) = K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (\text{IV.7})$$

Où K_D est le gain de l'action dérivée, la fonction de transfert correspondante est donnée par :

$$C(s) = K_D s \quad (\text{IV.8})$$

IV.6.2 Description du contrôleur flou utilisé

Les configurations de la commande adaptative classique demandent un grand volume de calcul, ce qui nous incite à opter pour d'autres méthodes robustes et simples.

L'intégration de la logique floue dans la commande adaptative est aussi une solution satisfaisante. Dans ce qui suit nous nous intéressons à la commande adaptative auto-ajustable qui compte deux boucles ; la première réalise la correction du processus suivant les techniques classiques, la seconde sera dédiée au mécanisme d'adaptation en temps réel des gains [41].

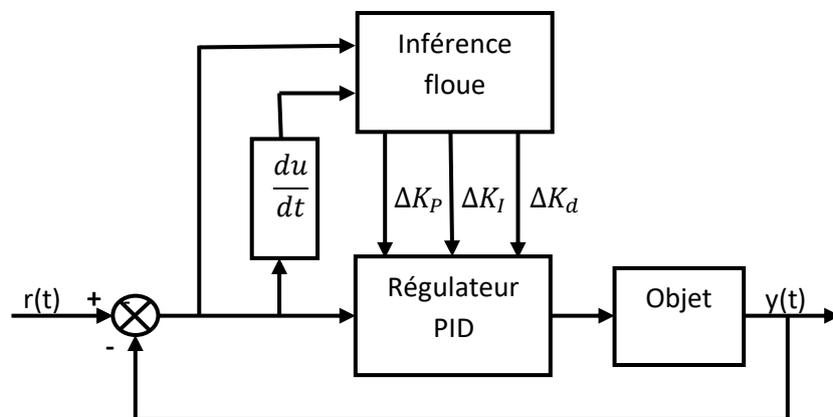


Figure IV.5 Structure d'un régulateur PID adaptatif par logique flou [42].

IV.6.3 Adaptation des paramètres du PI par logique floue

Les entrées de ce régulateur sont choisies de telle sorte à présenter le plus convenablement possible la dynamique du système, pour cela nous choisissons l'erreur e et sa variation Δe comme entrée, et les sorties du régulateur sont les valeurs normalisées de l'action proportionnelle et intégrale K_P et K_I [43], [44]:

Les figures (IV.6) et (IV.7) montrent les sous ensembles flous et les fonctions d'appartenances trapézoïdales des variables floues. Nous avons pris trois ensembles flous pour les deux entrées et quatre sous-ensembles pour K_p et deux sous-ensembles pour K_I .

Les sous-ensembles flous sont définis comme suit : Z=zéros, PP= positif petit, P= positif, PM= positif moyen, PG= positif grand.

La fonction d'appartenance pour l'erreur est définie sur l'intervalle $[-1,1]$ et celle de la variation de l'erreur est définie sur l'intervalle $[-1, 0.2]$. En outre la fonction d'appartenance pour la sortie K_p est définie sur l'intervalle $[0,5]$ et celle de la sortie K_I est définie sur l'intervalle $[0, 0.6]$ [45]:

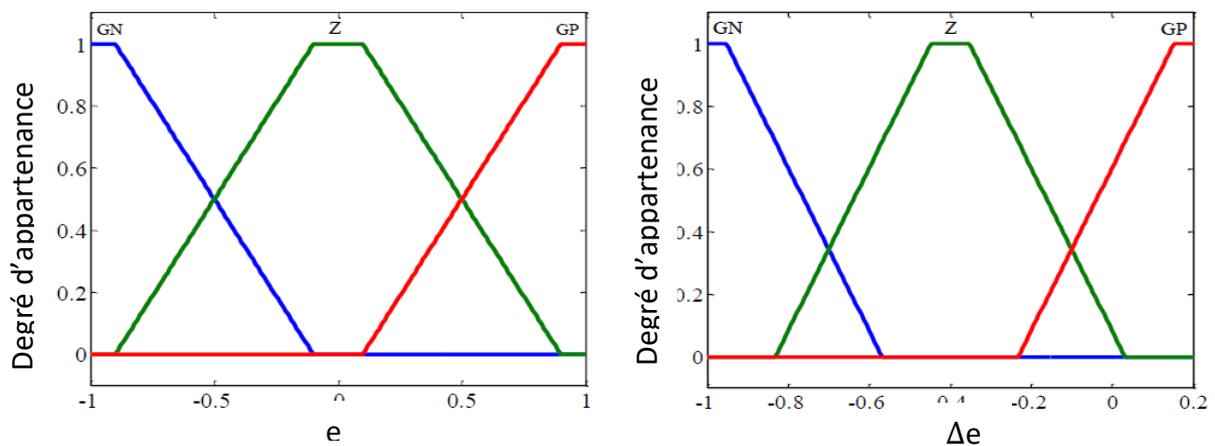


Figure IV.6 Les fonctions d'appartenances pour l'erreur et la variation de l'erreur [45].

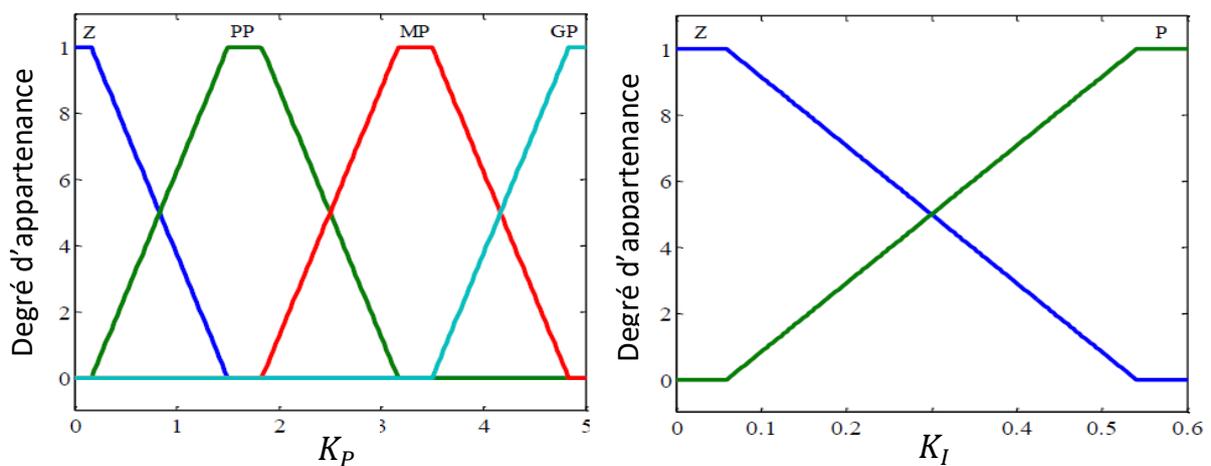


Figure IV.7 Les fonctions d'appartenances des paramètres K_p K_I [45]

IV.6.3.1 La table des règles

- ◆ Lorsque l'erreur e est grande, une grande valeur devrait être assignée au K_p et K_I tend vers zéro, afin d'empêcher la saturation intégrale et le dépassement distinct de la vitesse.
- ◆ Quand l'erreur de vitesse e est moyenne K_p prend une valeur modérée et K_I Prend une petite valeur.
- ◆ Quand l'erreur de vitesse e est relativement petite, les valeurs assignées à K_p et K_I doivent être augmentées pour diminuer l'erreur statique et assurer la stabilité du système [46].

Tableau IV.1 table des règles pour K_I [45]

K_I		Δe		
		NG	Z	PG
e	NG	P	Z	P
	Z	P	P	P
	PG	P	Z	P

Tableau IV.2 table des règles pour K_p [45]

K_I		Δe		
		NG	Z	PG
e	NG	Z	GP	Z
	Z	Z	PP	MP
	PG	Z	GP	Z

IV.7 Simulation de la DTC avec un régulateur PI adaptatif par logique flou

A travers cette partie nous allons tester les performances de la commande directe du couple avec un régulateur PI adaptatif par la logique flou, via l'application d'un couple de charge de 4 N.m à l'instant $t=2$ s afin d'améliorer les résultats obtenus dans la simulation précédente.

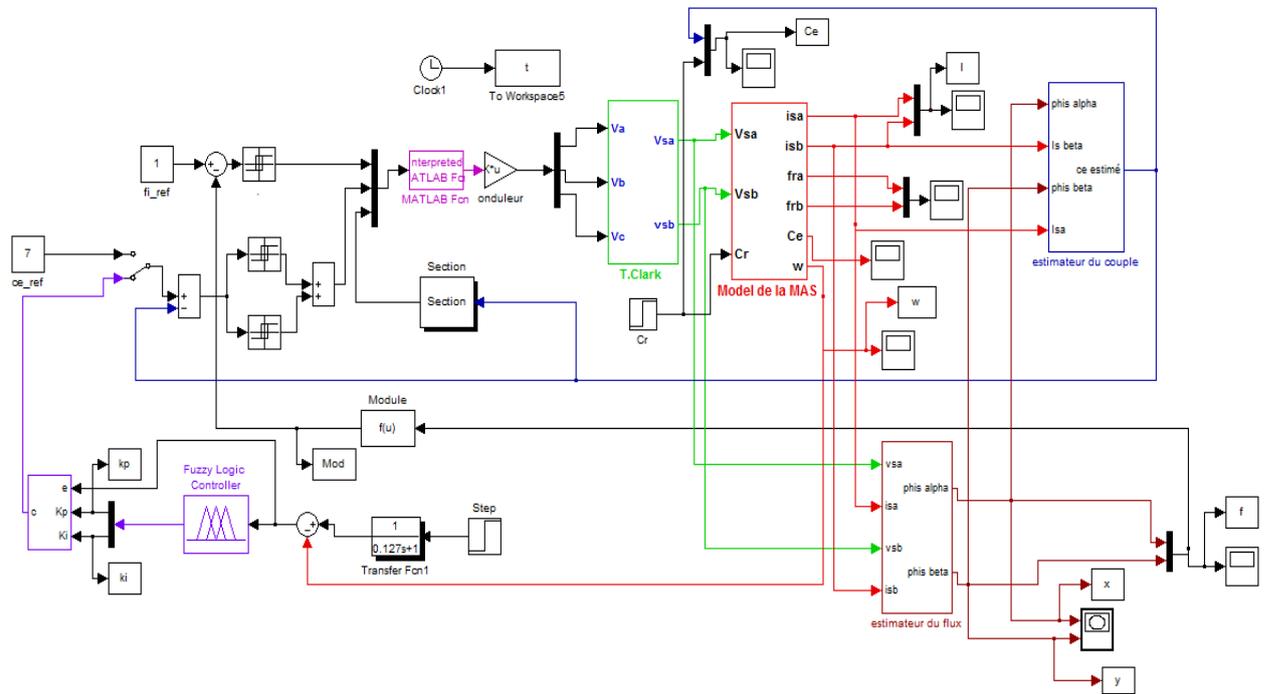


Figure IV.8 Schéma bloc de la DTC avec un régulateur PI adaptatif par logique floue

IV.7.1 Résultats de simulation de la DTC par un PI adaptatif par logique floue

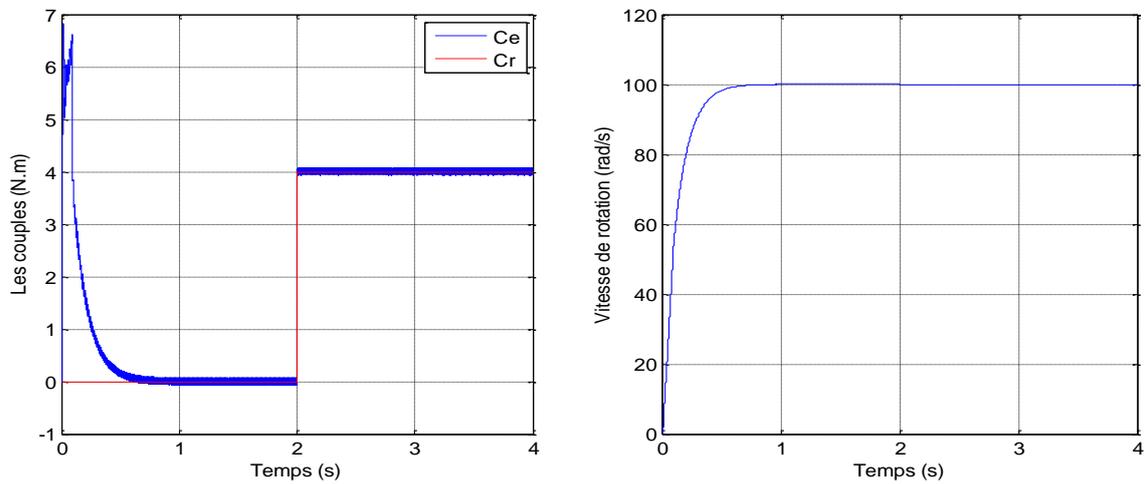


Figure IV.9 Allures de la vitesse de rotation et du couple

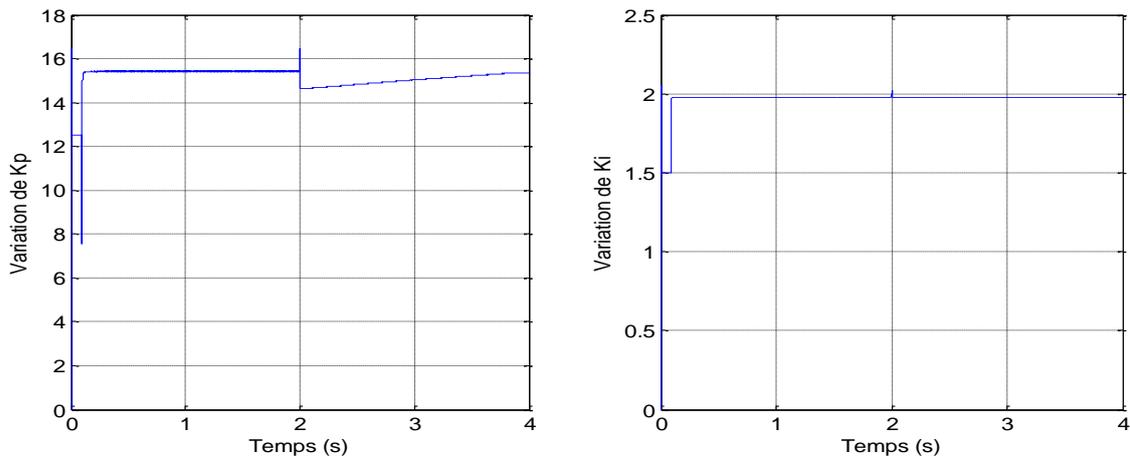


Figure IV.10 Allures des variations des paramètres de K_p K_I

IV.7.2 Interprétation des résultats de simulation

La figure (IV.9) présente les performances de la commande floue adaptative, nous remarquons sur l'allure de vitesse que le rejet de perturbation est effectué durant un laps de temps très petit puis converge vers sa référence. Quant au couple il présente un pic remarquable au démarrage et se stabilise sur une consigne nulle jusqu'à application du couple résistant à $t=2s$ où il le suit parfaitement.

La figure (IV.10) présente les allures des variations paramétriques du régulateur PI (K_p, K_I).

Nous remarquons que les valeurs de K_p, K_I sont variables dans le temps et s'adaptent aux variations de vitesse.

IV.8 Etude comparative entre la DTC avec un PI classique et un PI adaptatif par logique floue

Afin d'avoir une meilleure appréciation des résultats obtenus il est judicieux d'effectuer une comparaison des caractéristiques dynamiques de la machine selon le régulateur utilisé (PI classique et PI adaptatif par logique floue).

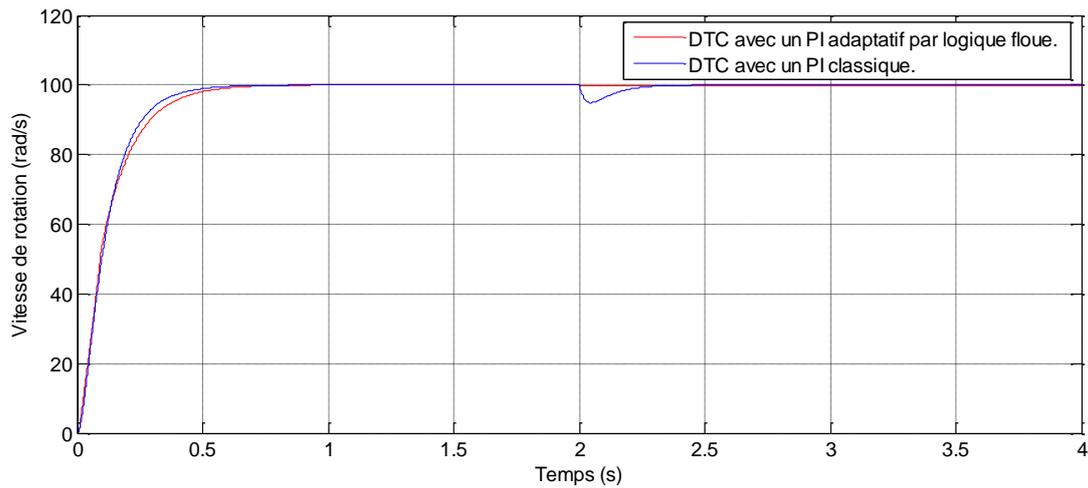


Figure IV.11 Allures des vitesses avec régulateurs PI classique, et PI adaptatif par logique floue.

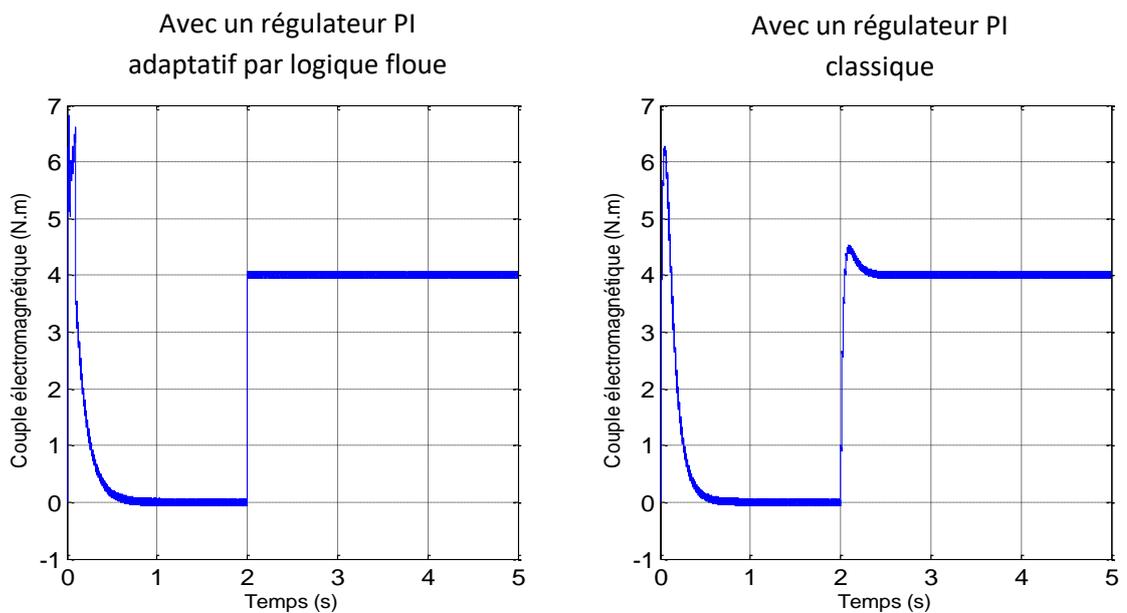


Figure IV.12 Allures des couples (avec PI classique et PI adaptatif par logique floue)

La figure (IV.11) montre que la vitesse suit sa référence dans les deux types de réglages. La commande par PI adaptatif par logique floue présente un temps de réponse plus faible que le régulateur classique. Quand au couple électromagnétique, on remarque que celui obtenu avec la commande par un PI adaptatif présente moins d'ondulations et élimine le dépassement par rapport à PI classique. Finalement la régulation avec un PI adaptatif par logique flou présente de meilleures performances et robustesse par rapport au PI classique

IV.10 Conclusion

A l'issue de ce chapitre, nous avons étudié les performances dynamiques d'un régulateur adaptatif par logique floue pour la commande directe du couple de machine asynchrone.

Les résultats des simulations obtenus sont satisfaisants relativement à la régulation de vitesse du moteur, ils montrent l'efficacité de ce régulateur et son aptitude à nous procurer une bonne amélioration de la dynamique de la MAS par rapport à un PI classique.

Conclusion générale

L'étude que nous avons menée était en guise de l'amélioration des performances de la commande directe du couple appliquée à la machine asynchrone afin de réaliser une régulation de vitesse. Dans le but de concrétiser cette étude nous avons suivi l'enchaînement ci-après :

Tout d'abord, nous avons commencé par une description de la machine asynchrone ainsi que sa modélisation et celle de l'onduleur de tension triphasé qui est une étape indispensable à la construction des systèmes de commande basés sur un modèle mathématique afin de se rapprocher le plus du système réel. Par la suite nous avons effectué une simulation de l'ensemble MAS-onduleur suivant deux stratégies de commande (commande pleine onde et commande par modulation de largeur d'impulsion), et nous avons présenté les résultats de simulation qui montrent la validité du modèle et mettent en évidence les performances de la machine alliée à l'onduleur.

Nous avons mis l'accent dans le deuxième chapitre sur la commande directe du couple (DTC) avec un régulateur PI classique pour réguler la vitesse de rotation de la machine, les résultats de simulation nous ont permis d'apprécier la dynamique de cette stratégie de commande.

Dans le troisième chapitre nous avons donné quelques généralités sur la logique floue et les étapes de conception d'un régulateur flou dans le but de l'introduire dans la commande DTC.

L'objectif du quatrième chapitre était d'affiner encore plus les performances de la commande directe du couple en intégrant un régulateur PI adaptatif par logique floue. A travers les simulations effectuées, nous avons apporté une contribution intéressante à la commande directe du couple, notamment à la régulation de vitesse de la machine.

L'ensemble de nos réflexions nous ont conduit à présenter quelques perspectives à ce travail :

- ♣ Accentuer les recherches sur l'application de la commande DTC dans le pilotage des véhicules hybrides.
- ♣ Remplacer les comparateurs à hystérisis classiques par des comparateurs flous.
- ♣ Intégrer la commande neuro-floue dans la commande directe du couple de la machine asynchrone en profitant des avantages des réseaux de neurone.
- ♣ Améliorer la commande DTC a six secteurs par une commande à douze secteurs.

Références bibliographiques

- [1] HADJ-DIDA Abdelkader, « Développement d'une commande numérique d'un moteur à induction », Mémoire de magister, université Mohamed Boudiaf Oran, 2012.
- [2] TOUFOUTI Riad, « Contribution de la commande directe du couple de la machine asynchrone », thèse de doctorat, université de MENTOURI, Constantine, soutenue le 02/06/2008.
- [3] CHAHMI Abdelghani, « Identification paramétrique de la machine dédiée au diagnostic », thèse de doctorat, université Mohamed Boudiaf Oran, soutenue le 26/02/2017.
- [4] LAROUSSE kouider, « Développement d'un superviseur flou appliqué à la commande d'un moteur à induction », thèse de doctorat, université de M'Hamed Bougara-Boumerdes, 2013/2014.
- [5] BENNDJAI Soumaya, « Contribution à l'amélioration de la sûreté d'exploitation du moteur à induction », thèse de doctorat, université Badji mokhtar annaba, 2015/2016.
- [6] HACHMI Keddour, « La machine synchrone : modélisation et simulation », thèse de doctorat, université Mohamed Boudiaf Oran, soutenue en juillet 2012.
- [7] BELHADJ Mehdi, « Modélisation Fréquentielle de la machine asynchrone en vue de l'analyse des perturbations conduites basses fréquences », thèse de doctorat, université de Nantes, soutenue en 2007.
- [8] REZGUI Salah Eddine, « Commande de la machine électrique dans l'environnement Matlab/Simulink et temps réels, application à la machine asynchrone : commande vectorielle sans capteurs mécaniques, SVPWM, Mode glissant, MRAS », mémoire de magister, université Mentouri Constantine, soutenue en 2009.
- [9] Akkila Boukhelifa, « les éléments d'optimisation du pilotage d'une machine asynchrone en vue d'un contrôle vectoriel », thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, soutenu le 27/12/2007.
- [10] MOLAND Franck, « Techniques d'observation sans capteurs de vitesse en vue de la commande d'une machine asynchrone », Institut national des sciences appliquées de Lyon, soutenue le 07/01/2005.
- [11] HAJJI Sofien, « Modélisation, observation et commande de la machine asynchrone », thèse de doctorat, université de CAEN/Basse-Normandie et l'université de Sfax (Tunisie), soutenu le 9/05/2009.
- [12] BAGHLI Lotfi, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », université Henri Poincaré- Nancy I, soutenue le 14 janvier 1999.

- [13] MOKRANI Zahra, « Application des techniques de commande Avancée aux Machines Electriques dédiées à la Traction Electrique », thèse de doctorat, université de Bejaia, soutenue le 02/06/2016.
- [14] GDAIM Soufien, « Commande directe de couple d'un moteur asynchrone à base de techniques intelligentes », Ecole nationale d'ingénieur de Monastir Tunisie, soutenue le 26/12/2013.
- [15] NABTI Khalil, « Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue », mémoire de Magister, université de Mentouri Constantine, soutenue en 2006.
- [16] BOUARFRA Abdelkader, « méthodes de commande par allocation de convertisseurs statiques polyphasés, multi-niveaux –De la modélisation à la mise en œuvre temps-réels », thèse de doctorat, université de Toulouse, soutenu le 22/11/2017.
- [17] BOUKAROURA Abdelkader, « Modélisation et diagnostic d'un onduleur triphasé par l'Approche Bond-Graph », mémoire de magister, Université Ferhat Abbas de Sétif, de Magister, , soutenu le 02/12/2009.
- [18] ATIG Mebarka, « Différentes structures MRAS pour l'Estimation de la vitesse du Moteur Asynchrone », mémoire de Magister, université Mohamed Boudiaf Oran.
- [19] BENMILOUD Tarek, « Commande du moteur asynchrone avec compensation des effets des variations paramétriques », thèse de Doctorat, université des sciences et de la technologie Mohamed Boudiaf Oran, soutenu le 13 décembre 2012.
- [20] NABTI Khalil, « Stratégie de Commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone », thèse de doctorat, université Mentouri Constantine, soutenue le 14/12/2010.
- [21] SEDDIKI Arezki, « Contribution au contrôle direct du couple (DTC) d'une machine asynchrone à cage alimentée par un onduleur multi niveaux », mémoire de Magister, université M'Hamed Bougara Boumerdes, soutenu en 2009.
- [22] BERRAH Fouad, « commande sans capteur de la machine asynchrone, Thèse de doctorat, université Badji Mokhtar- Annaba, soutenue le 23/02/2016.
- [23] KHAMMAR Fatma, « Contribution à l'étude de la commande d'une machine asynchrone : approches intelligentes », thèse de doctorat, université de Badji Mokhtar, soutenu en 2017.
- [24] HOUACINE Karima, «Commande neuro-floue d'une machine asynchrone dans une chaîne de propulsion d'un véhicule électrique », Thèse de doctorat, université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou, soutenu le 05/06/2016.

- [25] TAZERART Farid, «Etude, Commande et Optimisation des Pertes d'Energie d'une Machine à Induction Alimentée par un Convertisseur Matriciel », thèse de doctorat, université A. Mira Bejaia, soutenu le 24/01/2016.
- [26] LACROSE Véronique, « Réduction de la complexité des contrôleurs flous : application à la commande multi variable », thèse de doctorat, INSA de Toulouse, soutenue le 07 novembre 1997.
- [27] TALBI Nesrine, « Conception des systèmes d'inférence floue par des approches hybrides : Application pour la commande et la modélisation des systèmes non linéaires », thèse de doctorat, université de Mentouri Constantine, soutenue le 25/02/2014.
- [28] KHELDOUN Aissa, « Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôlé par la méthode à flux orienté », thèse de doctorat, université de M'Hamed Bougara, soutenue le 08/02/2007.
- [29] BESSAAD Taieb, « Commande par logique floue d'un système multi-machines connectées en série », thèse de doctorat, université Mohamed Boudiaf Oran, soutenue en 2018.
- [30] REZGUI Salah Eddine, « Techniques de commande avancées de la machine asynchrone : étude comparative et application », thèse de doctorat, université Mentouri Constantine, soutenu le 08/06/2015
- [31] CHIKHI Abdesselam, « commande directe du couple du moteur asynchrone- apport de la logique floue », mémoire de Magister, Université de Batna, soutenu en 2008.
- [32] MEZIANE Salima, « Commandes Adaptative et Prédictive de la Machine Asynchrone », thèse de doctorat, université de Mentouri Constantine, soutenue le 23/06/2009.
- [33] BENSALIA Yassine, « Utilisation des filtres fractionnaire pour la conception de régulateurs adaptatifs robustes », thèse de doctorat, université du 20 Août 1955 Skikda, Soutenue le 03/05/2016.
- [34] LEMITA ABDELLAH, « Commande adaptative par structure neuronale récurrente pour la conduite d'un procédé de traitement d'eau usée », mémoire de Magister, université de Ferhat ABBAS Sétif 1.
- [35] DOUDOU Soufian, « approche floue pour la commande des systèmes non-linéaires non affines », mémoire de Magister, université Ferhat Abbas Setif, 2008.
- [36] FERGANI Nadir, « Contribution au réglage de correcteurs $PI^\alpha D^\beta$ d'ordre fractionnaire », thèse de doctorat université Mentouri Constantine, Soutenue le 27/10/2016.

- [37] ASSABAA Mohamed, « Contribution à la commande d'ordre fractionnaire », Thèse de doctorat Université de Mentouri Constantine, 2015.
- [38] Engin Yesil, M. Furkan, Dodurka, Ahmet Sakalli, Cihan Ozturk, Cagri Guzey, "Self-tuning PI controllers via Fuzzy Cognitive Maps", Submitted on 07 Feb 2017.
- [39] Ahmed Muhyddine Bin Yusof," A comparative study of conventional PID and fuzzy-PID for DC Motor speed control", University Tun Hussein on Malaysia, june2013.
- [40] Venugopal P, Ajanta Gnaguly, Priyanka Singh," Design of tuning methods of PID controller using fuzzy logic", Issue 3, vol 5 September 2013, ISSN 2249-6149.
- [41] KOUZI Katia, « Contribution des techniques de la logique floue pour la commande d'une machine à induction sans transducteur rotatif », thèse de doctorat, université Al hadj Lakhder Batna, soutenue le 05/05/2008.
- [42] Deepa Shivshant Bhandar, Hafiz Shaikh, N.R. Kulkarni, "Design and implementation of Self-Tuning Fuzzy-PID controller for process liquid level control", ISSN (online) 2347-2812, volume-4, Issue-7 ,2016.
- [43] BENDAHA Yesma, « contribution à la commande avec et sans capteur mécanique d'un actionneur électrique », thèse de doctorat, université Mohmed Boudiaf Oran, Soutenu le 01/07/2013.
- [44] Dj CHERIFI, Y. MELOUD, « une structure adaptative basée sur la logique floue pour la commande de la vitesse d'un moteur asynchrone », The International Conference on Electronics & Oil ICEO'11 March 01- 02, 2011 .
- [45] BEDOUD Khoulood, « Modélisation et commande d'une chaine de conversion d'énergie renouvelable », thèse de doctorat, université Badji Mokhtar Annaba, 2016.
- [46] Venugopal P, Ajanta Gnaguly, Priyanka singh, "Design of tuning methods of PID controller using fuzzy logic", Issue 3, Vol 5 September 2013, ISSN 2249-6149.

Annexes

ANNEXES A

A.1 Les paramètres de la machine asynchrone triphasée

A.1.1 Grandeurs nominales

Paramètres	Symboles	Valeurs
Puissance	P_n	2.2 kW
Vitesse nominale	Ω_n	2840 tr/min
Tension nominale	U_n	220V/380V
Courant nominal	I_n	6A
Moment d'inertie	f_n	50 Hz
Nombre de paires de pôles	p	1

A.1.2 Paramètres électriques

Paramètres	Symboles	Valeurs
Résistance statorique	R_s	10 Ω
Résistance rotorique	R_r	6.3 Ω
Inductance statorique et rotorique	$L_s = L_r$	0.46H
Moment d'inertie	J	0.02 Kg.m ²
Frottement	f	0.0001 N.m.s ²

ANNEXES B

Réglage de vitesse pour la commande DTC

Nous avons complété cette stratégie de commande en couple par une loi de commande en vitesse. Le couple de référence est imposé par le régulateur de vitesse comme l'indique la figure ci-dessous :

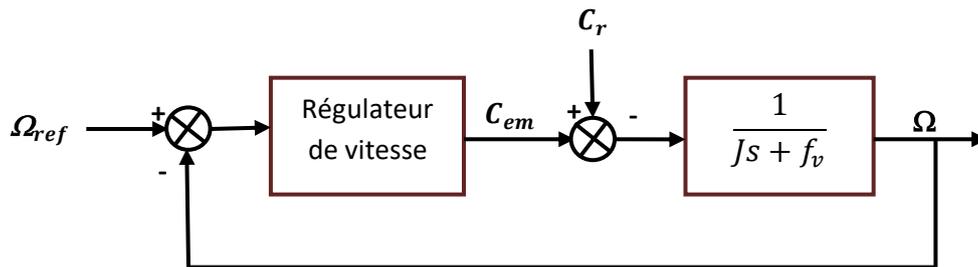


Figure B.1 structure générale d'un régulateur PI

Avec :

C_r : Le couple résistant.

J : Moment d'inertie ramené sur l'axe moteur.

f_v : frottements visqueux.

Le contrôle de la vitesse de rotation est effectué à partir des caractéristiques mécaniques de la machine asynchrone. A partir de l'équation mécanique de la machine la fonction de transfert en boucle ouverte $F(s)$ liant la vitesse de rotation et le couple électromagnétique peut s'écrire comme suit :

$$\Omega = \frac{1}{Js + f_v}$$

A partir de la figure précédente on pourra extraire que :

$$\Omega = \frac{1}{Js + f_v} \left(\frac{K_p \cdot s + K_i}{s} \right) \cdot (\Omega_{ref} - \Omega) - \frac{1}{Js + f_v} \cdot C_r$$

D'où :

$$\Omega = \frac{K_p \cdot s + K_i}{J \cdot s^2 + (K_p + f_v) \cdot s + K_i} \cdot \Omega_{ref} - \frac{s}{J \cdot s^2 + (K_p + f_v) \cdot s + K_i} \cdot C_r$$

Le dénominateur de cette fonction de transfert est un système du deuxième ordre en l'assimilant avec la forme canonique on obtiendra :

$$\begin{cases} \frac{2\xi}{w_n} = \frac{K_p + fv}{K_i} \\ \frac{J}{K_i} = \frac{1}{w_n^2} \end{cases}$$

La table suivante donne des valeurs du coefficient d'amortissement ξ et les valeurs de la pulsation propre correspondante et le temps de réponse :

Tableau B.1 des valeurs normalisés de ξ et $w_n t_{rep}$

ξ	$w_n t_{rep(5\%)}$
0.4	7.7
0.5	5.3
0.6	5.2
0.7	3
1	4.75

On prend comme exemple :

$$\xi = 1$$

$$w_n = 4.75/t_{rep}$$

$$\text{Avec : } t_{rep} = 300 \text{ ms}$$