



**République Algérienne Démocratique et
Populaire**



**Ministre de l'Enseignement Supérieur et de
la Recherche Scientifique**

**UNIVERSITE ECHAHID HAMMA LAKHDAR
EL-OUED**

FACULTE DES SCIENCE ET TECHNOLOGIE

Mémoire de fin d'étude

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de

LICENCE ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies

Spécialité : Génie mécanique

Option : Electromécanique industriel

Thème

**Commande Optimale D'une machine asynchrone
par logique floue**

Devant le jury

Président: Mr. GUERFI Youcef

Examineur : Mr. ALLAG Meriem

Examineur : Mr.....

Examineur: Mr.....

Rapporteur : Mr A.ANNANE

Présenté par

GERAISSA OTHMANE

GUEZEI YUCEF

GERAISSA ABDELHAK

2014/2015

Remerciements

Qu'il nous soit d'abord permis de remercier et d'exprimer notre gratitude envers le bon Dieu, qui nous a donné la patience et le courage pour que nous puissions continuer ce travail.

Nous tenons à exprimer toute notre gratitude à Monsieur *Annane Adel*, Maître Assistant au sein de l'université d'El oued, qui a assuré la direction de ce travail. Au cours de cette année, nous avons profité d'un encadrement scientifique de qualité. nous le remercions pour ses conseils pertinents et éclairés, son aide était pour nous d'une importance capitale dans la réalisation de ce travail. Qu'il trouve ici l'expression de notre profonde reconnaissance.

Nous remercions aussi tous les enseignants et les responsables du Département de mécanique de l'Université d'El oued pour leur aide et leur encouragement.

Sans oublier nos collègues dans le domaine de la recherche et durant les années d'étude, nous tenons à les remercier vivement.

Enfin, nous voudrions associer à nos remerciements toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail.

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire, traite la commande floue d'une machine asynchrone. La commande vectorielle basée sur les régulateurs classiques PID reste largement utilisée en industrie. La commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique est utilisée dans notre cas. Les structures PI, IP et Ziegler-Nichols, pour la commande de la vitesse sont développées, testées et comparées en simulation par Matlab/Simulink.

L'utilisation d'un régulateur flou adaptatif pour l'amélioration des performances dynamiques a donné une nette amélioration en simulation. Un banc d'essai destiné à la commande et au diagnostic de la machine asynchrone au niveau du Laboratoire d'automatique et d'informatique industrielle (LAI) à Poitiers (France) a été utilisé pour la réalisation pratique de toutes ces commandes. Les mêmes essais ont été validés par expérimentation. Les tests de robustesses ont confirmé l'efficacité de cette solution.

Mots clés: MAS, Commande vectorielle, logique floue.

Abstract

This work is concerned with the use of an adaptive fuzzy control of induction motor. The vector control based on conventional **PID** regulators is largely used in industrial applications. The indirect field oriented vector with rotor flux orientation is used in our case. Structures **PI**, **IP** and **Ziegler-Nichols**, for the speed control are developed, tested and compared in simulation with **Matlab/Simulink**.

The use of an adaptive fuzzy controller in order to give best dynamic performances gives significant improvement in simulation. An experimental control and diagnostic test system in Automatic an industrial computing laboratory (**LAI**) in Poitiers (France) was used to implant this control strategies. The same tests were confirmed by experimentation. The Robustness tests confirmed the efficiency of this solution.

Key words: Induction Motor, vector control, fuzzy logic, adaptive fuzzy control.

SOMMAIRE

Nomenclature
Liste des figures

Introduction générale	1
-----------------------------	---

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande

I.1.	Introduction	3
I.2	Description de la machine asynchrone.....	3
I.3	Principe de fonctionnement.....	4
I.4	Les hypothèses simplificatrices.....	5
I.5	Equations de la machine asynchrone en régime dynamique.....	5
I.5.1	Equations des tension.....	6
I.5.2	Equations des flux.....	7
I.6	Transformation de Park appliquée à la MAS.....	7
I.6.1	Equations de tensions.....	10
I.6.2	Equations des flux.....	10
I.6.3	Equation mécanique.....	11
I.7	Choix du repère dq.....	12
I.8	Expression du couple instantané en régime quelconque.....	12
I.8.1	Puissance instantanée.....	12
I.8.2	Couple instantané.....	13
I.8.3	Autres expressions du couple instantané.....	13
I.9	Alimentation de la machine asynchrone.....	15
I.9.1	Modèle de l'onduleur de tension.....	15
I.9.2	Commande de l'onduleur.....	16
I.9.3	Principe de la modulation vectorielle.....	16
I.9.4	Détermination des Secteurs	17
I.10	Conclusion.....	21

Chapitre II

Commande vectorielle de la machine asynchrone

II.1	Introduction.....	22
II.2	Principe du contrôle vectoriel de la MAS.....	22
II.2.1	Commande vectorielle directe à flux rotorique orient	24
II.2.2	Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté.....	24
II.2.2.1	Caractéristiques générales du contrôle vectoriel indirect.....	26
II.2.3	Régulation de courants.....	27
II.2.4	Régulation de vitesse.....	29
II.2.4.1	Commande de la vitesse par PI.....	30
II.2.4.1.1	Dimensionnement par imposition d'un modèle à poursuivre.....	30
II.2.4.2	Commande de la vitesse par IP.....	32
II.3	Spécifications et contraintes dans le domaine temporel.....	33
II.4	Résultats de simulation.....	34
II.5	Conclusion.....	38

Chapitre III

Commande floue de la machine asynchrone

III.1	Introduction.....	39
III-2	Théorie des ensembles flous.....	39
III.2.1	Notion d'appartenance partielle.....	39
III.1.2	Ensemble net.....	40
III.1.3	Ensemble flou.....	40
III 1.4	Degré d'appartenance et fonctions d'appartenance.....	40
III 1.5	Opération sur les ensembles flous.....	41
III.1.6	Variable linguistique.....	42
III.2.7	Modélisation floue.....	44
III.3	Systèmes flous et contrôleur flou.....	44
III.3.2	Constitution d'un système flou.....	45
III.3.3	Contrôleur flou.....	45
III .4	Réglage flou appliqué à la commande vectorielle indirecte.....	46
III.4.1	Régulateur flou à trois ensembles.....	48
III.4.2	Régulateur flou à cinq ensembles.....	48
III.5	Résultats de simulation.....	52
III.6	Conclusion.....	52
	Conclusion générale et perspectives.....	53
	Annexe	
	Références bibliographiques	

Nomenclature

a, b, c	Indices correspondants aux trois phases
s, r	Indice relatif au stator et rotor respectivement
$(\alpha\beta)$	Axes correspondant au référentiel lié au stator.
(X, Y)	Axes correspondant au référentiel lié au rotor
(d,q)	Axes correspondant au référentiel lié au champ tournant.
MAS	Machine asynchrone.
MCC	Machine à courant continu.
FOC	Contrôle par orientation du flux
f	Fréquence de réseau Hertz
θ	Position du rotor par rapport au stator
θ_s	Angle électrique entre l'axe d et le stator (S) lié au stator
θ_r	Angle électrique entre le rotor et l'axe « d »
F	Coefficient de frottement
R_s	Résistance statorique
R_r	Résistance rotorique
L_s	Inductance cyclique statorique
L_r	Inductance cyclique rotorique
σ	Coefficient de dispersion
$\omega_s \ \omega_r$	Pulsation statorique et rotorique
$\omega_{sp} \ \omega_{rp}$	Vitesses de repère de Park par rapport au stator et par rapport au rotor
Ω	Vitesse de rotation mécanique
C_{em}	Couple électromécanique
C_r	Couple résistant
P	Nombre de pair de pôle
Ω_s	La vitesse de synchronisme
J	Moment d'inertie
Ω	Vitesse de rotation électrique rad/sec
M_{sr}	Inductance cyclique mutuelle Henry (H)
$[V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^t$	Vecteur tension statorique en composantes triphasées
$[V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^t$	Vecteur tension rotorique en composantes triphasées
$[I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^t$	Vecteur courant statorique en composantes triphasées
$[I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^t$	Vecteur courant rotorique en composantes triphasées
$[\Phi_{sa} \ \Phi_{sb} \ \Phi_{sc}]^t$	Vecteur flux statorique en composantes triphasées
$[\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^t$	Vecteur flux rotorique en composantes triphasées
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de Park.
T_r	Constante de temps rotorique
T_s	Constante de temps statorique
u (x)	Degré d'appartenance
Φ_r	Flux rotorique
Φ_s	Flux statorique
V_{sq}	Tension statorique instantanée dans l'axe
V_{sq}	Tension statorique instantanée dans l'axe
I_{sq}	Courant statorique instantanée dans l'axe q
Ω^*	Vitesse rotorique de référence
Φ_r^*	Flux rotorique de référence.
$S=d/dt$	Opérateur de Laplace
K_p	Constante du gain intégrateur
K_i	Constante du gain intégrateur

Liste des figures

Figure I.1	Différents types de rotors de moteur asynchrone.....	04
Figure I.1	Différentes parties du moteur asynchrone.....	04
Figure I.3	Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée	06
Figure I.4	Représentation des axes pour la transformation de Clarke.....	07
Figure I.5	Transformation de Park, $p=1$	09
Figure I.6	Schéma de principe de l'association MAS onduleur.....	15
Figure I.7	Schéma d'un onduleur de tension triphasé.....	17
Figure I.8	Représentation des tensions générées par l'onduleur.....	17
Figure I.9	Etat des interrupteurs correspondants à chaque vecteur de tensions.....	18
Figure I.10	Temps d'application par projection du vecteur tension désiré.....	19
Figure I. 11	Algorithme général de la détermination des secteurs.....	20
Figure II.1	Analogie de la machine asynchrone avec la machine à courant continu dans le contrôle vectoriel.....	23
Figure II.2	Structure générale de la commande vectorielle de la MAS.....	23
Figure II.3	Contrôle vectoriel direct de la MAS.....	24
Figure II.4	Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte.....	27
Figure II.5	Régulation de courant incluant découplage par compensation	28
Figure II.6	Schéma bloc de la régulation des courants.....	29
Figure II.7	Pilotage de vitesse par PI.....	30
Figure II.8	Boucle de régulation de vitesse avec IP.....	32
Figure II.9	Schéma bloc Simulink pour la boucle de régulation de vitesse avec IP.....	33
Figure II.10	Configuration générale de la numérique.....	34
Figure II.11	Réponse temporelle du système pour un régulateur de vitesse PI.....	36
Figure II.12	Réponse de la vitesse pour un régulateur de vitesse IP.....	37
Figure III.1	Eléments de la logique floue.....	41
Figure III.2	Formes de fonctions d'appartenance.....	41
Figure III.3	Exemple d'ensembles considérés en logique booléenne.....	43
Figure III.4	Exemple d'ensembles considérés en logique floue.....	43
Figure III.5	Cas de l'ensemble flou "moyenne" de la variable température.....	44
Figure III.6	Traitement flou (schéma global).....	45
Figure III.7	Schéma général d'un système flou.....	45
Figure III.8	Schéma général d'un Contrôleur flou.....	46
Figure III. 9	Schéma synoptique d'un régulateur flou de vitesse.....	47
Figure III.10	Formes des fonctions d'appartenance.....	48
Figure III.11	Formes des fonctions d'appartenance	49
Figure III.12	résultats de simulation avec le PI-P -flou.....	50
Figure III.13	Résultats de simulations avec le IP -flou.....	51

Introduction générale

L'énergie électrique et la conversion électromécanique représentent une des priorités les plus importantes de l'homme. Dans les pays industrialisés, 65% de l'énergie électrique est consommée par des moteurs dont la plus part sont asynchrones. Ce type de moteur est de plus en plus utilisé en industrie pour de différentes applications telles que le transport (*TGV*), la robotique et les véhicules. On doit aussi noter qu'ils sont en voie de remplacer les actionneurs hydrauliques et pneumatiques dans beaucoup de domaines tels que l'aérospatiale, les portes de métro, etc...

Le moteur asynchrone présente beaucoup d'avantages tels que son coût réduit, sa fiabilité et la facilité de son entretien, (les enroulements du rotor sont court-circuités et par conséquent ne sont liés à aucune source d'alimentation), toutes ces qualités font de lui un candidat favori pour les entraînements à vitesse variable. Mais en contre partie, il présente un couplage entre l'inducteur et l'induit, ce qui lui donne un modèle dynamique non linéaire nécessitant une structure de commande complexe, ajouté à cela ses paramètres qui sont connus d'une manière approximative et sont variables avec le temps (température).

Par ailleurs, les avancées technologiques considérables enregistrées en électronique de puissance, grâce à l'arrivée de composants de puissance plus performants (*MOSFET*, *IGBT*, *GTO*), les progrès de l'électronique numérique permettant l'évolution rapide de processeurs numériques, le développement de la micro-informatique et le coût réduit des logiciels spécialisés ont rendu facile la mise au point d'algorithmes de plus en plus complexes développés pour résoudre cette complexité.

La communauté scientifique et industrielle a imaginé des méthodes de commande afin de pouvoir extraire des variables à partir des courants de lignes pour séparer le contrôle du flux et du courant générant le couple, ce type de contrôle sera connu plus tard par le contrôle vectoriel.

Classiquement, la commande vectorielle, dite structure de régulation de type cascade, a été largement utilisée [Vas 98], [Bos 86], [Bos 97], les principaux avantages de cette configuration font que la régulation cascade est d'un usage industriel très répandu. Pour se faire, deux boucles sont adoptées afin d'obtenir les réponses souhaitées. On réalise la boucle interne qui assure la maîtrise du courant. Ensuite, la synthèse d'une boucle externe permet d'asservir la vitesse [Bos 97]. Le réglage du courant est réalisé par des méthodes différentes telles que la commande par hystérésis ([Bos 97], [Bos 86], [Vas 90]) ou la commande par modulation de largeur d'impulsion de l'onduleur [Vas 90]. Quant à l'asservissement de la vitesse, La réalisation est développée par différentes structure essentiellement basée sur le régulateur classique de type *PI*.

Cependant, le contrôle vectoriel basé sur le modèle de Park rend ce modèle compliqué similaire à celui de la machine à courant continu, un modèle simple présentant un découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique est un atout en plus de ses avantages.

La commande de la machine asynchrone est passée par plusieurs étapes. Au départ, c'est l'utilisation de la commande scalaire. Ce type de commande donne un couple maximal dans une large plage de variations de la vitesse, mais elle reste limitée pour la maîtrise du régime transitoire, elle est donc utilisée pour un grand nombre de variateurs où il y a un couple fort

ne nécessitant pas de fonctionnement à basses vitesses [Car 00], car ce couple serait faible en basses vitesses, avec un temps de réponse gênant.

La commande vectorielle fut introduite par la suite, elle est la plus utilisée jusqu'au aujourd'hui, elle fournit une dynamique plus rapide et des performances plus importantes, elle assure un couple même en basses vitesses de la machine.

La commande vectorielle peut être réalisée de deux façons: la commande vectorielle directe et la commande vectorielle indirecte.

La commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique fait l'intérêt de notre sujet. Elle est simple à mettre en oeuvre et offre un contrôle linéaire du couple de la machine. L'avènement des microprocesseurs à partir des années 70 et son évolution par la suite a permis la réalisation expérimentale [Bar 03]. Les années 1980 sont le début des méthodes de contrôle direct du couple des machines asynchrones comme concurrentielles aux méthodes classiques basées sur une alimentation par modulation de largeur d'impulsion *MLI* et sur un découplage du flux et du couple moteur par orientation du champ magnétique. Elle est apparue pour concurrencer les commandes précédentes en matière de maîtrise du couple [ELM 00].

La logique floue, les réseaux de neurones ainsi que les algorithmes génétiques constituent une famille qui dérivent de l'intelligence artificielle [Bag 99], [Bos 94]. En effet, l'analyse de l'aspect structurel et fonctionnel des systèmes naturels, en particulier les systèmes biologiques et les mécanismes de la pensée humaine a permis de développer des approches théoriques pour l'analyse des systèmes de commande. Afin de résoudre les problèmes de décision (commande) ou pour décrire le comportement dynamique du système inconnu ou mal défini, une approche linguistique floue est utilisée par une condition de type (*Si-Alors*) basée sur l'imitation des aspects approximatifs qualitatifs du raisonnement humain qui est plus connue sous le vocable de la logique floue. Cette théorie est introduite pour la première fois par le professeur Lotfi A. **Zadeh** en 1965 par la publication d'un article sur les ensembles flous et la théorie des possibilités qui représentent et utilisent des connaissances imprécises, vagues et incertaines.

Cette logique basée sur le concept d'incertitude, et très proche de raisonnement humain. Elle présente beaucoup d'avantages spécialement pour les systèmes non linéaire.

Ces travaux sont suivis par **M. Mamdani** qui expérimentait la théorie énoncée par **Zadeh** sur une chaudière à vapeur. En suite, le chercheur japonais **M. Sugeno**, introduit au japon cette technique dans les domaines d'application de la commande.

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande

I.1 Introduction

L'étude analytique de la machine asynchrone s'appuie sur deux approches différentes. La première est basée sur les grandeurs physiques, telles que les inductions magnétiques et les densités de courant électrique, elle s'adresse de plus près aux constructeurs. Elle est plus précise mais très complexe et demande en plus un programme rigoureux pour le calcul de champ et nécessite pour cela un moyen de calcul très important. La deuxième est basée sur les grandeurs électriques, présente moins de précision intéressons au deuxième type de modèle.

Le système d'entraînement de la machine asynchrone intègre généralement les parties suivantes: l'alimentation, le convertisseur statique, la machine et la commande indispensable au fonctionnement de l'ensemble. De ce fait, une modélisation de la machine asynchrone, destinée aussi bien à l'étude de son comportement qu'à la mise en place des fonctionnements de la commande est nécessaire pour le bon déroulement du processus d'entraînement.

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement, d'un point de vue de l'automaticien, une modélisation de la machine asynchrone. Ce modèle mathématique doit être assez précis et suffisamment représentatif du système physique afin de permettre une conception convenable des contrôleurs d'une part et d'effectuer des simulations fiables d'autres part [Cho 97].

Le choix du modèle et de son degré de complexité s'avère d'une grande importance. Nous notons que plusieurs modèles peuvent être établis. Le choix donc du modèle s'articule essentiellement sur les phénomènes à mettre en évidence et il s'effectue également en fonction de la difficulté de mise en œuvre, à savoir le temps de calcul, la taille mémoire requise, ...etc .

I.2 Description de la machine asynchrone

Une machine asynchrone à cage est constituée d'une partie statique appelée stator constitué d'un circuit magnétique comportant plusieurs encoches à l'intérieur desquelles sont enrobés trois enroulements. Au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor qui peut être à cage ou bobiné.

Dans le cas du rotor à cage, le circuit magnétique est composé de barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit. Ces barres sont légèrement inclinées pour éviter l'effet magnétique d'encoche dû à la forte variation de réluctance qui perturbe le couple. Cette cage est traversée par l'arbre mécanique qui peut sortir ou non de chaque côté de la carcasse de la machine. Le fait que le moteur asynchrone ne soit constitué que d'un seul bobinage polyphasé au stator et d'un seul bobinage massif en court circuit au rotor lui confère des propriétés très intéressantes en termes de coût de fabrication et d'entretien, de robustesse et de standardisation [Gab01]. Néanmoins, cette simplicité structurelle entraîne une forte complexité fonctionnelle liée à de nombreux problèmes.

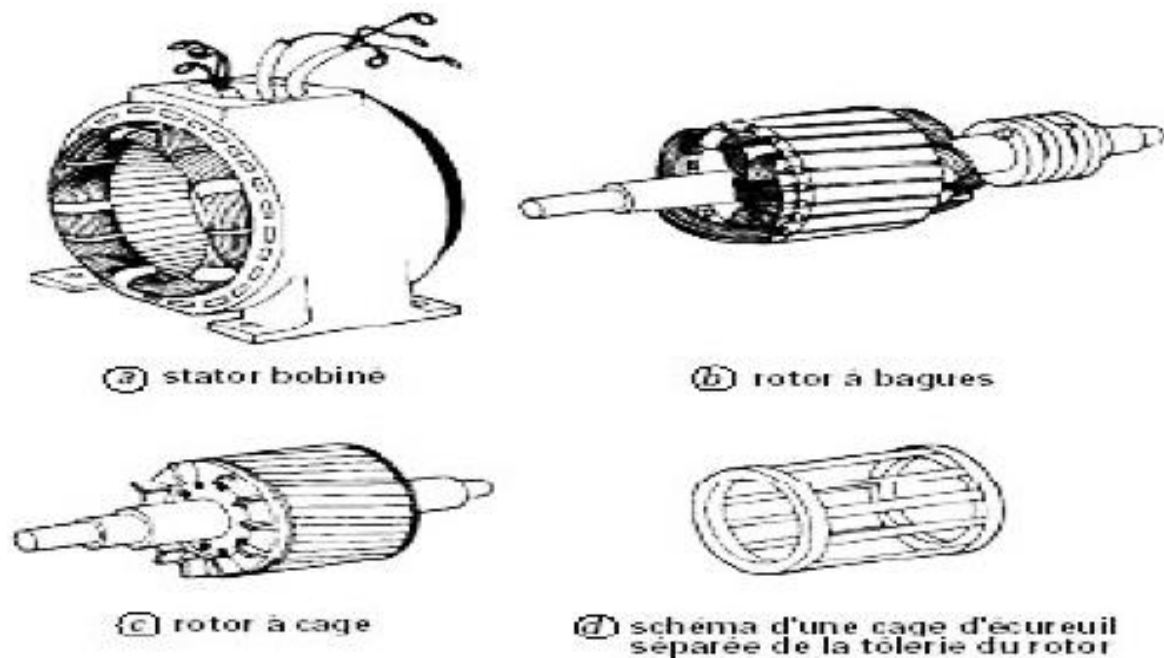


Figure I.1 Différents types de rotors de moteur asynchrone.

La Figure I.1 présente une vue frontale d'une machine asynchrone.

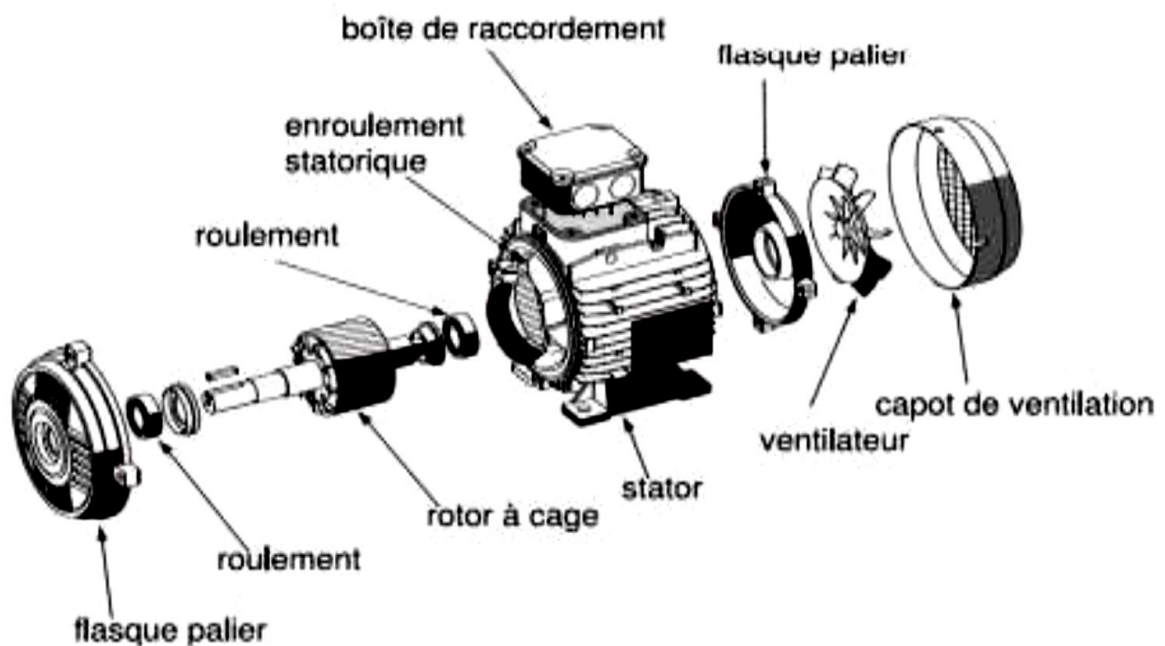


Figure I.2 Différentes parties du moteur asynchrone.

I.3 Principe de fonctionnement

Son fonctionnement est basé sur le principe d'interaction électromagnétique; le stator est alimenté par un courant triphasé de fréquence f_s , ce qui donne naissance à un champ tournant dans l'entrefer à la vitesse angulaire ω_s (Théorème de Ferraris).

$$N_s \text{ (tr/min)} = \frac{120f}{p} \quad (I.1)$$

Cette vitesse est appelée vitesse de synchronisme. Les bobines du rotor sont le siège de f.é.m. induites. Comme le rotor est court-circuité; l'interaction entre ce courant et le champ glissant donne naissance à des forces s'exerçant sur les brins du rotor dont le moment par rapport à l'axe de rotation constituera le couple de la machine. On notera que ce couple n'existe que si la f.é.m. est non nulle. Le rotor ne doit pas tourner au synchronisme pour qu'il y ait couple d'où le nom de machine asynchrone.

Conformément à la loi de Lenz, le sens de rotation est le même que celui du champ tournant pour que la vitesse relative du champ par rapport au rotor diminue. Aussi longtemps que le rotor ne tourne pas à la même vitesse que le champ tournant dans l'entrefer, il est le siège de courant induit, par conséquent le moteur asynchrone fournit un couple.

Le glissement g est défini comme étant l'écart relatif de vitesse entre le rotor et le champ tournant:

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} \quad (I.2)$$

Dans le moteur asynchrone, le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus. D'autre part, les variables internes du rotor à cage tel que le courant rotorique ne sont connues qu'à travers le stator [Cha02], ce qui montre que sa simplicité structurelle cache une grande complexité fonctionnelle. Ceci se traduit par de fortes contraintes sur le contrôle du système donc une complexité importante de la commande.

I.4 Les hypothèses simplificatrices

Les hypothèses simplificatrices suivantes ont été prises en compte:

- le circuit magnétique est non saturé, parfaitement feuilleté au stator et au rotor, et la densité de courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs pour négliger le phénomène d'hystérésis et les pertes dues aux courants de Foucault.
- on ne considère que la première harmonique d'espace de la distribution de force magnétomotrice créée par chaque phase du stator et du rotor.
- les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- l'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- la constance des inductances propres.
- le système d'alimentation est parfaitement équilibré et sinusoïdal.
- linéarité des flux et f.m.m permet la superposition.

I.5 Equations de la machine asynchrone en régime dynamique

I.5.1 Equations des tensions

Les trois enroulements statoriques et les trois enroulements rotoriques peuvent être représentés dans l'espace comme indique (figure I.3). Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles-mêmes. θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique.

Les trois enroulements statoriques (S1, S2, S3) et rotoriques (R1, R2, R3) peuvent être représentés schématiquement selon leurs axes magnétiques dans la figure suivante. On définit aussi les deux axes perpendiculaires: direct d et en quadrature q.

A partir du schéma précédent, nous pouvons déterminer les angles de positions statorique et rotorique respectivement θ_s et θ_r et l'angle θ qui caractérise l'écart ou la position du rotor par rapport au stator.

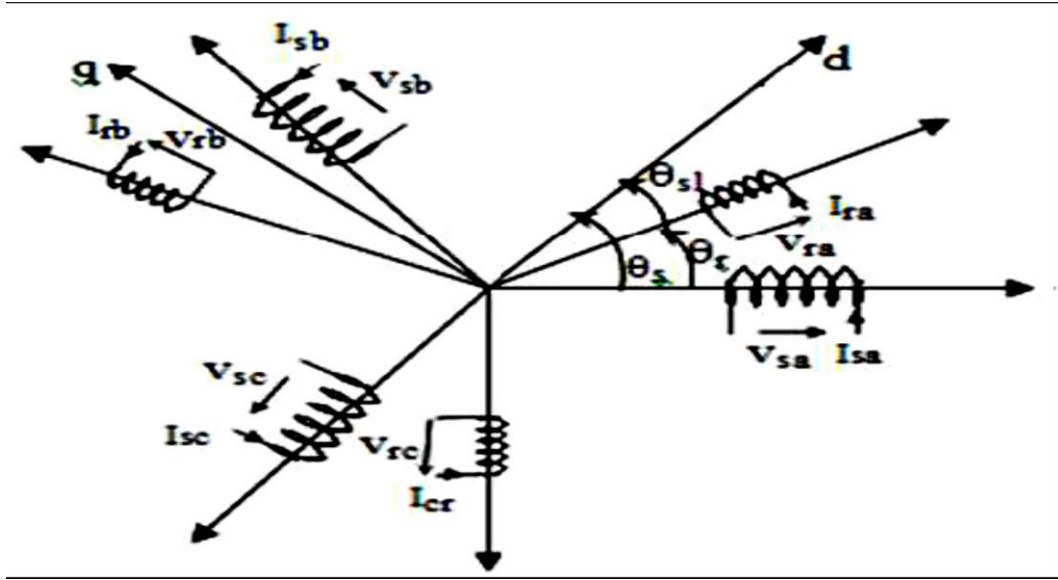


Figure I.3 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

Le point de départ dans l'étape de l'élaboration du modèle électrique de la machine consiste à modéliser le circuit des enroulements de phases illustrés dans la Figure (I.3). Cette Figure définit les tensions de phase V_{sa} , V_{sb} et V_{sc} et les courants instantanés i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} circulant dans ces phases ainsi que les f.é.m. induites.

Les six enroulements sont couplés magnétiquement et pour chaque enroulement on peut écrire une équation tirée de la figure ci dessus du type:

$$V = Ri + \frac{d\Phi}{dt} \quad (I.3)$$

Où Φ représente le flux total à travers l'enroulement.

Pour l'ensemble des enroulements statoriques, on écrira en notation matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Pour l'ensemble des enroulements rotoriques, on écrira en notation matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Le rotor est en court-circuit, donc ses tensions sont nulles.

I.5.2 Equations des flux

La relation entre les flux et les courants est décrite par la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} \phi_{sabc} \\ \phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Sachant que: L_r , M_{sr} sont des sous matrices d'inductances tel que:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

I.6 Transformation de Park appliquée à la MAS

D'après [Vas 98], la méthode la plus communément utilisée pour commander le vecteur courant dans les entraînements à courant alternatif est basée sur l'emploi des transformations, dites, de Clarke/Park. Le système de coordonnées pour la transformation de Clarke s'appelle la transformation($\alpha\beta$). L'objectif consiste à faire un changement de variable qui remplace les enroulements réels par des enroulements équivalents qui ont pour avantage d'être indépendants les uns par rapport aux autres.

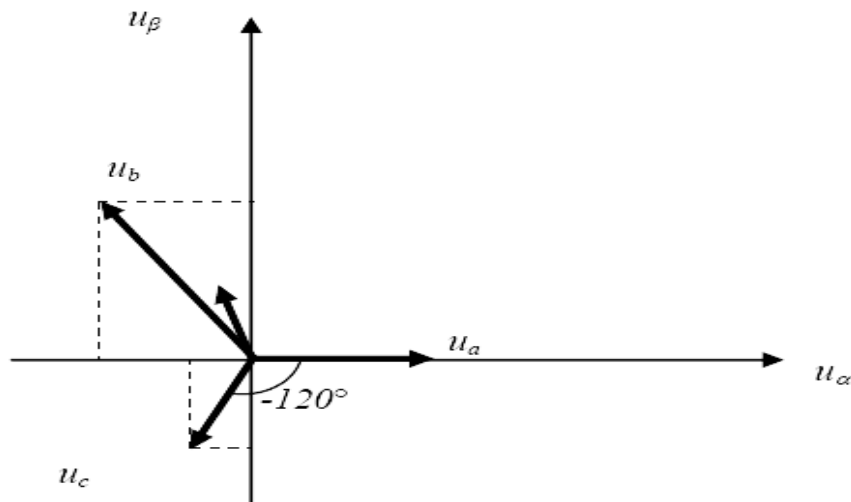


Figure I.4 Représentation des axes pour la transformation de Clark

L'expression mathématique pour la transformation de Clarke se fait en se basant sur une trigonométrie simple appliquée à la configuration des vecteurs dans la Figure ci-dessus:

$$\begin{aligned} u_a &= u_a \\ u_\beta &= \frac{1}{\sqrt{3}}(u_b - u_c) \end{aligned} \quad (I.8)$$

La transformation, pour un système équilibré, s'écrit sous la forme matricielle suivante:

$$C_{32} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

La transformation inverse de Clarke peut également être trouvée et il en résulte:

$$\begin{aligned} u_a &= u_a \\ u_b &= -\frac{1}{2}u_a + \frac{\sqrt{3}}{2}u_\beta \\ u_c &= -\frac{1}{2}u_a - \frac{\sqrt{3}}{2}u_\beta \end{aligned} \quad (I.10)$$

On obtient donc:

$$C_{23} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

La transformation de Park permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes (dq) ou les équations de Park. Dans cette transformation, on ajoute l'angle θ entre le repère ($\alpha\beta$) fixé au stator et le repère (dq). Cet angle est calculé par la vitesse de rotation.

$$\theta = P \int_0^t \Omega dt \quad (I.12)$$

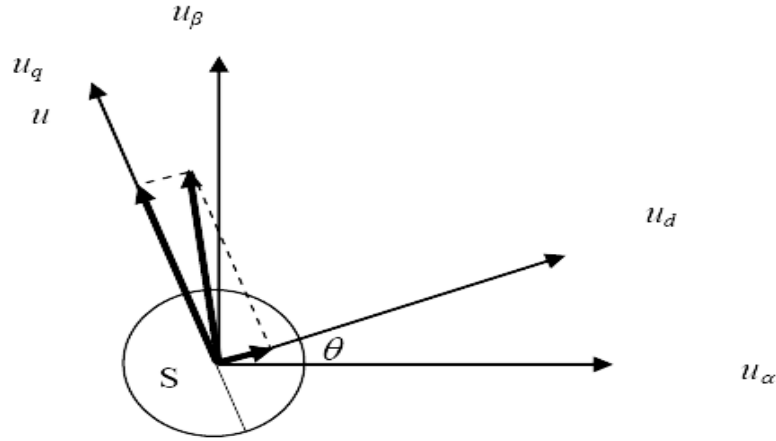


Figure I.5 Transformation de Park, $p=1$.

On fait appel à cette transformation pour remplacer ces équations différentielles à coefficients fonctions du temps par des équations différentielles plus simples et à coefficients constants. On remarque sur la figure (I-5) que θ_s et θ_r sont naturellement liés à θ par la relation suivante

$$\theta_s - \theta_r = \theta \quad (\text{I.13})$$

La matrice de changement de base pour un système équilibré est $[p(\theta)]$ définie par:

$$[p(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

D'où sa matrice inverse:

$$[p(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

En faisant une transformation de Park d'angle θ_s (θ_s est l'angle électrique entre l'axe d et le stator). Pour les grandeurs statoriques, on obtient les grandeurs statoriques V_{sd} , V_{sq} , i_{sd} , i_{sq} .

En faisant une transformation de Park d'angle θ_r (θ_r est l'angle électrique entre le rotor et le stator).

Pour les grandeurs rotoriques, on obtient les courants rotoriques i_{rd} , i_{rq}

I.6.1 Equations de tensions

Les équations relatives aux tensions rotoriques dans le repère de Park prennent l'expression suivante:

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dx} - \omega_r \phi_{rq} \quad (I.17)$$

$$V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dx} + \omega_r \phi_{rd}$$

avec:

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (I.18)$$

I.6.2 Equations des flux

Partons de l'équation:

$$[\phi_{sdqo}] = [p(\theta)][\phi_{sabc}] \quad (I.19)$$

Au stator, nous avons:

$$[\phi_{sdqo}] = [L_s][i_{sdqo}] + [M_{sr}][i_{rdqo}] \quad (I.20)$$

$$[\phi_{sdqo}][p(\theta)]^{-1} = [p(\theta_s)]^{-1}[L_s][i_{sdqo}] + [M_{sr}][p(\theta_r)]^{-1}[i_{rdqo}] \quad (I.21)$$

$$[\phi_{sdqo}] = [p(\theta_s)][L_s][p(\theta)]^{-1}[i_{sdqo}] + [p(\theta_s)][M_{sr}][p(\theta)]^{-1}[i_{rdqo}] \quad (I.22)$$

On définit:

$L_s = l_s - M_s$: inductance cyclique statorique

$M_{sr} = \frac{3}{2} M_{sr}$: inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

$L_{so} = l_s - M_s$: inductance homopolaire statorique

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s - M_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} + \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

Donc:

$$\begin{cases} \phi_{sq} = L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\ \phi_{sd} = L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \\ \phi_{so} = L_{so} i_{so} \end{cases} \quad (I.24)$$

On procède de la même façon:

$$\begin{cases} \phi_{rq} = L_r i_{rd} + M_{sr} i_{rd} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rq} + M_{sr} i_{rq} \\ \phi_{ro} = L_{ro} i_{ro} \end{cases} \quad (I.25)$$

Avec:

$L_r = l_r - M_r$: Inductance homopolaire rotorique.

$L_{ro} = l_r - 2M_r$: Inductance cyclique rotorique

- En annulant les tensions rotoriques puisque le rotor est en court-circuit.
- En absence de composante homopolaire c'est-à-dire lorsque $i_a + i_b + i_c = 0$ et $v_a + v_b + v_c = 0$. Les composantes I_o et V_o obtenues par la transformation sont nulles.
- On notera cette fois l'absence de couplage entre les axes d et q de la transformation. C'est cela qui est le plus intéressant.

Le système matriciel peut également être écrit sous la forme suivante:

- La tension:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \phi_{rd} \end{cases} \quad (I.26)$$

- Les flux:

$$\begin{cases} \phi_{sq} = L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\ \phi_{sd} = L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M_{sr} i_{rd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M_{sr} i_{rq} \end{cases} \quad (I.27)$$

I.6.3 Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine à P paire de pole est donnée par:

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f\Omega) \quad (I.28)$$

avec:

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \quad (I.29)$$

I.7 Choix du repère dq

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère dq qui fait un angle électrique θ_s avec le stator et qui fait également un angle électrique θ_r avec le rotor. Il existe trois choix importants. On peut fixer le repère dq au stator ou au rotor ou au champ tournant, rappelons que le repère dq est le repère mobile, c'est-à-dire qu'il nous appartient de calculer les angles de transformation de Park θ_s et θ_r afin d'effectuer les rotations, on peut donc le lier à un référentiel mobile comme le champ tournant.

- Dans un référentiel lié à un champ tournant, l'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'en faire aisément la régulation où on a besoin d'une orientation du flux.
- Dans un référentiel lié au stator pour l'étude des grandeurs rotoriques.
- Dans un référentiel lié au rotor pour l'étude des grandeurs statoriques.

I.8 Expression du couple instantané en régime quelconque

I.8.1 Puissance instantanée

Le stator étant considéré comme générateur et le rotor comme récepteur, la puissance électrique fournie au milieu extérieur vaut:

$$P_e = V_{sa} \cdot i_{sa} + V_{sb} \cdot i_{sb} + V_{sc} \cdot i_{sc} - V_m \cdot i_m - V_{rb} \cdot i_{rb} - V_{rc} \cdot i_{rc} \quad (I.30)$$

En appliquant la transformation de Park

$$P_e = V_{sd} \cdot i_{sd} + V_{sq} \cdot i_{sq} \quad (I.31)$$

Le terme homopolaire sera nul.

On obtient:

$$P_e = \left[R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \right] i_{sd} + \left[R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \right] i_{sq} \quad (I.32)$$

$$P_e = \{ R_s i_{sd}^2 + R_s i_{sq}^2 \} + \left\{ \frac{d\phi_{sd}}{dt} \cdot i_{sd} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} \cdot i_{sq} \right\} + \left\{ \omega_s (\phi_{sd} \cdot i_{sq} - \phi_{sq} \cdot i_{sd}) \right\} \quad (I.33)$$

- Le premier terme entre accolades est facilement identifiable aux pertes joules.
- Le second terme correspond à la puissance électromagnétique stockée dans le champ comme le montre le calcul ci-dessous:

$$P_e = U \cdot I = -e \cdot i \frac{d\Phi}{dt} \cdot i \quad (I.34)$$

Il ne s'agit pas de puissance dissipée par effet joule puisque le circuit est parfait, par ailleurs le circuit ci-dessus ne met pas évidence de transformation d'énergie.

• Le troisième terme entre accolades ne peut donc représenter que la puissance électrique transformée en puissance mécanique puisque notre modélisation néglige les pertes fer.

I.8.2 Couple instantané

Cette puissance peut se mettre sous la forme:

$$P_e = C_{em} \cdot \Omega = \omega (\phi_{sd} \cdot i_{sq} - \phi_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (I.35)$$

$$C_{em} = \frac{\omega_s}{\Omega} (\phi_{sd} \cdot i_{sq} - \phi_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (I.36)$$

$$C_{em} = P (\phi_{sd} \cdot i_{sq} - \phi_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (I.37)$$

I.8.3 Autres expressions du couple instantané

En utilisant les expressions des flux statoriques:

$$\begin{aligned} C_{em} &= P [(L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd}) \cdot i_{rq} - (L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq}) \cdot i_{rd}] \\ &= P \cdot M_{sr} (i_{rd} \cdot i_{rq} - i_{rq} \cdot i_{rd}) \end{aligned} \quad (I.38)$$

Ou encore en faisant appel aux flux rotoriques, on aura:

$$\phi_{rd} = L_r i_{rd} + M_{sr} i_{rd} \quad (I.39)$$

D'où:

$$i_{rd} = \frac{\phi_{rd}}{L_r} - \frac{M_{sr}}{L_r} \cdot i_{sd} \quad (I.40)$$

$$\phi_{rq} = L_r i_{rq} + M_{sr} i_{rq} \quad (I.41)$$

Soit encore:

$$i_{rq} = \frac{\phi_{rq}}{L_r} - \frac{M_{sr}}{L_r} \cdot i_{sq} \quad (I.42)$$

$$C_{em} = P \cdot \frac{M_{sr}}{L_r} (\phi_{sd} \cdot i_{sq} - \phi_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (I.43)$$

En substituant les flux par leurs expressions dans les équations des tensions, on aura la forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \left(\frac{d}{dt} \right) & -\omega_s \cdot L_s & M_{sr} \cdot \left(\frac{d}{dt} \right) & -\omega_s \cdot M_{sr} \\ \omega_s \cdot L_s & R_s + L_s \left(\frac{d}{dt} \right) & \omega_s \cdot M_{sr} & M_{sr} \cdot \left(\frac{d}{dt} \right) \\ M_{sr} \cdot \left(\frac{d}{dt} \right) & -\omega_r \cdot M_{sr} & R_r + L_r \left(\frac{d}{dt} \right) & -\omega_s \cdot L_s \\ \omega_r \cdot M_{sr} & M_{sr} \cdot \left(\frac{d}{dt} \right) & \omega_r \cdot L_r & R_r + L_r \left(\frac{d}{dt} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.44)$$

A travers ces équations, on voit la similitude du processus de conversion électromagnétique d'énergie de la MAS avec la machine à courant continu, tel que:

$R_s + L_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt}$: traduit la chute de tension ohmique dans les enroulements de la machine due au passage du courant i_{sd} dans l'enroulement statorique suivant l'axe "d":

$-\omega_s \cdot M_{sr} \cdot i_{rq}$: traduit la f.é.m. induite par la rotation de l'enroulement statorique suivant l'axe "q" par rapport à l'enroulement statorique suivant l'axe "d":

$M_{sr} \cdot \frac{di_{rd}}{dt}$: traduit le couplage magnétique entre les enroulements de même nature à travers la inductance mutuelle

$-\omega_s \cdot M_{sr} \cdot i_{rq}$: traduit la f.é.m. induite par la rotation de l'enroulement rotorique suivant l'axe "q" par rapport à l'enroulement rotorique d'axe "d".

A partir des équations précédentes, présentant la machine dans le repère "dq" lié au champ tournant à la vitesse de synchronisme ω_s , nous pouvons obtenir le modèle suivant:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left(- \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 \cdot R_r \right) \cdot i_{sd} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sq} + \frac{M_{sr} \cdot R_r}{L_r^2} \cdot \phi_{rd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \cdot \phi_{rq} \omega + V_{sd} \right) \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left(- \left(R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 \cdot R_r \right) \cdot i_{sq} - \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sd} + \frac{M_{sr} \cdot R_r}{L_r^2} \cdot \phi_{rq} - \frac{M_{sr}}{L_r} \cdot \phi_{rd} \omega + V_{sq} \right) \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{M_{sr} \cdot R_r}{L_r} \cdot i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \cdot \phi_{rd} + (\omega_s - \omega) \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{M_{sr} \cdot R_r}{L_r} \cdot i_{sq} - \frac{R_r}{L_r} \cdot \phi_{rq} - (\omega_s - \omega) \phi_{rd} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p^2 \cdot M_{sr}}{L_r \cdot J} \cdot (i_{sq} \phi_{rd} - i_{sd} \phi_{rq}) - \frac{f}{J} \cdot \omega - \frac{p}{J} \cdot C_r \end{cases} \quad (I.45)$$

$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_r \cdot L_s}$: est le coefficient de dispersion de Blondel.

I.9 Alimentation de la machine asynchrone

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera, l'étude du système d'entraînement complet, où la MAS est associée à deux convertisseurs en cascade, le convertisseur coté réseau est constitué d'un redresseur triphasé à diodes antiparallèles et d'un filtre, et le convertisseur coté machine, un onduleur de tension triphasé.

La figure (I.6) illustre le schéma de principe de cette association.

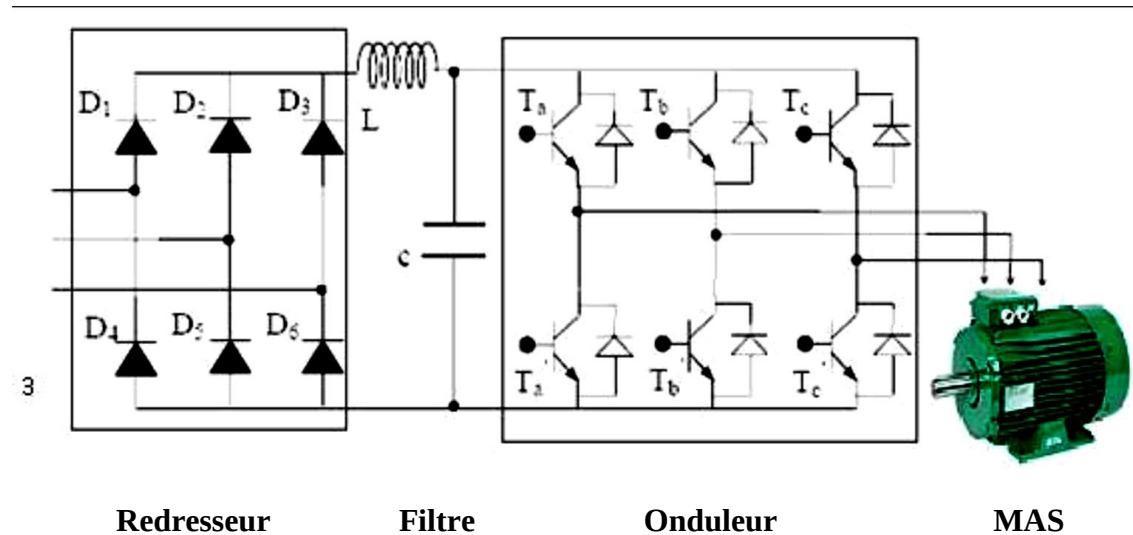


Figure I.6 Schéma de principe de l'association MAS onduleur.

Les interrupteurs de chaque bras sont commandés par deux signaux complémentaires. Pour commander les six interrupteurs formant l'onduleur, on a besoin de trois signaux logiques (S1,S2etS3).Pour plus de détail, le lecteur peut se référer à [kad00], [Sue 92].

I.9.1Modèlede l'onduleur de tension

On considère l'alimentation de l'onduleur comme une source parfaite, constituée de deux générateurs de f.é.m égale à $U_0/2$ connectés entre eux par un point noté 0.

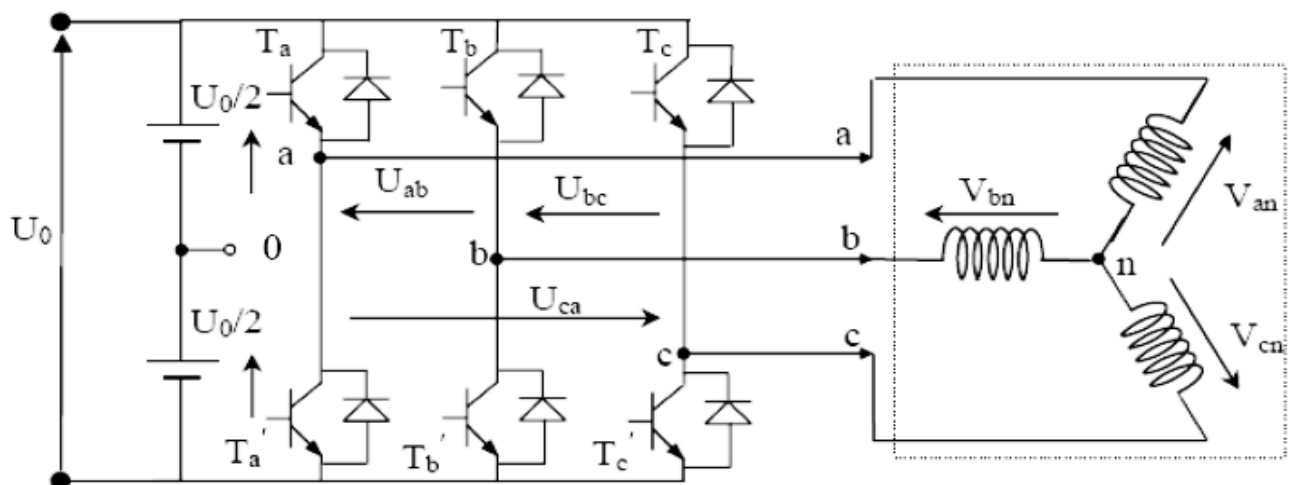


Figure I.7 Schéma d'un onduleur de tension triphasé.

Les tensions simples appliquées à la machine peuvent être obtenues à partir des tensions V_{ao}, V_{bo}, V_{co} entre les trois bornes de sortie de l'onduleur, et le point milieu de la source de la tension continue par la relation:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (I.46)$$

La MLI vectorielle reste la plus favorable pour le contrôle instantané des courants car elle assure de faibles harmoniques et une réponse très rapide.

I.9.2 Commande de l'onduleur

La commande par hystérésis et la technique de Modulation par Largeur d'Impulsion (MLI) sont utilisées pour commander les onduleurs. Malgré les nombreuses références consacrées à la commande par hystérésis ([Mat 88], [Maz85]), la technique MLI reste la plus utilisée et la plus conseillée. 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 commandes des interrupteurs de l'onduleur tout en limitant l'effet des harmoniques. En effet, elle a fait objet d'intensives recherches depuis plusieurs décennies (pour plus de détails. Voir [Hol92]).

Trois catégories de MLI, qui diffèrent dans le concept et les performances, ont été développées[Kad00]: la MLI sinusoïdale, la MLI pré-calculée et la technique dite méthode MLI vectorielle [Hol92]. La dernière catégorie reste la plus favorable pour le contrôle instantané des courants car elle assure de faibles harmoniques et une réponse très rapide. Actuellement, un certain nombre de critères sont mis au point pour aider à choisir la méthode qui soit favorable à l'application souhaitée [Has08]. Parmi ces critères, on cite:

- Le taux d'harmoniques du courant qui affecte les pertes fer et par conséquent le rendement,
- Les ondulations du couple, fonction directe du taux d'harmoniques des courants,
- La fréquence de commutation mais son augmentation est proportionnelle aux pertes dans les semi-conducteurs. Pour les IGBTs, elle est autour de 10kHz,
- Les performances dynamiques: elles dépendent du temps de réponse des courants. Le filtrage est utilisé pour réduire les harmoniques d'ordre élevé ce qui affecte directement le temps de réponse des courants.

I.9.3 Principe de la modulation vectorielle

La modulation vectorielle manipule les signaux directement dans le plan diphasé de la transformée de Clarke. On suppose qu'on travaille dans le cadre d'une commande numérique et qu'un algorithme de régulation détermine les composantes souhaitées à savoir $V_s\alpha$ et $V_s\beta$.

La modélisation de l'onduleur de tension agit comme dans le cas d'un circuit combinatoire, il peut générer huit vecteurs de tension V_i ($i=0, \dots, 7$), dans le plans $(\alpha\beta)$, pour les différentes combinaisons de commande (C1, C2 et C3). Parmi ces huit vecteurs générés, deux sont nuls (V_0 et V_7). Les six autres (V_1-V_6) possèdent un module de $2V_{dc}/3$ et une direction bien déterminée.

Pratiquement, l'onduleur ne peut donc fournir de façon exacte et instantanée que des tensions de type V_i . Cela veut dire qu'on ne peut réaliser une tension quelconque ($V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$) qu'en valeur moyenne et sur une période de hachage T_z . Il faut donc appliquer des vecteurs de tension réalisables V_i pendant des durées adéquates sur cet intervalle T_z . Afin de minimiser les ondulations de tensions, et par voie de conséquence les harmoniques, on admet qu'il faut réaliser ($V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$) avec les deux vecteurs de tension V_i les plus proches [Lou97] [Kha 06]. L'objectif de la stratégie MLI vectorielle est d'approximer le vecteur tension désiré V_s^* (délivré par un correcteur) en utilisant les huit vecteurs fournis par l'onduleur (voir figure (I.8)).

Dans le but d'implanter l'algorithme de la modulation vectorielle, les étapes suivantes doivent être suivies:

Première étape: détermination du secteur où se trouve, le vecteur tension de référence, défini par ses composantes $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$.

Deuxième étape: Détermination de T_1 , T_2 et T_0 ; temps d'application de chaque vecteur adjacent au secteur calculé.

Troisième étape: Calcul des rapports cycliques de chaque transistor constituant l'onduleur.

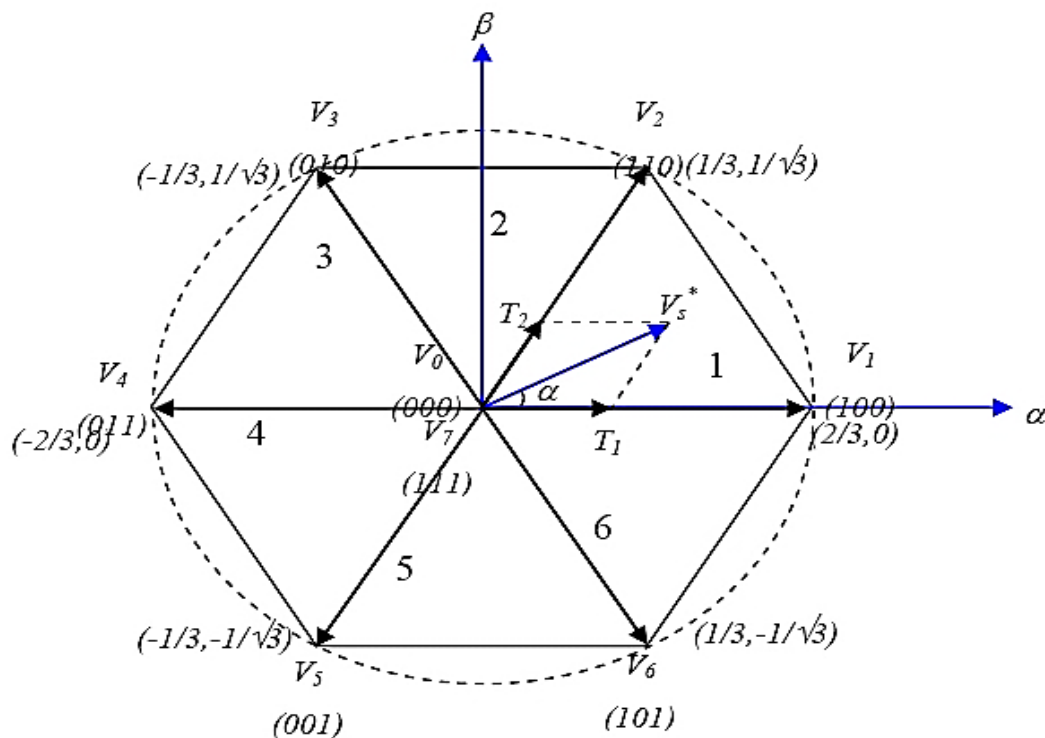


Figure I.8 Représentation des tensions générées par l'onduleur.

I.9.4 Détermination des Secteurs

Puisque chaque interrupteur possède deux états (ouvert ou fermé) ce qui donne donc $2^3=8$ combinaisons représentées par huit vecteurs, six vecteurs principaux (1 à 6) et deux vecteurs de roues libres (0 et 7), voir figure I.9. Les six vecteurs principaux sont déphasés, l'un par rapport à l'autre de 60° formant six sections. Chaque vecteur correspond à une

séquence bien définie composée de trois variable logiques qui pilotent instantanément les trois bras de l'onduleur. Par exemple, le vecteur V_1 est lié à la séquence (001) ce qui correspond à la situation où les interrupteurs T_a , T_b' et T_c' sont fermés [kad00].

On définit un vecteur V_s^* par la relation suivante:

$$V_s^* = V_{s\alpha} + j \cdot V_{s\beta} \quad (I.47)$$

Le passage du plan abc au plan $\alpha\beta$ se fait par:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (I.48)$$

Le vecteur V_s^* est caractérisé par son amplitude $|V_s^*|$, et son angle α :

$$|V_s^*| = \sqrt{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \quad (I.49)$$

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{V_{s\alpha}}{V_{s\beta}} \right) \quad (I.50)$$

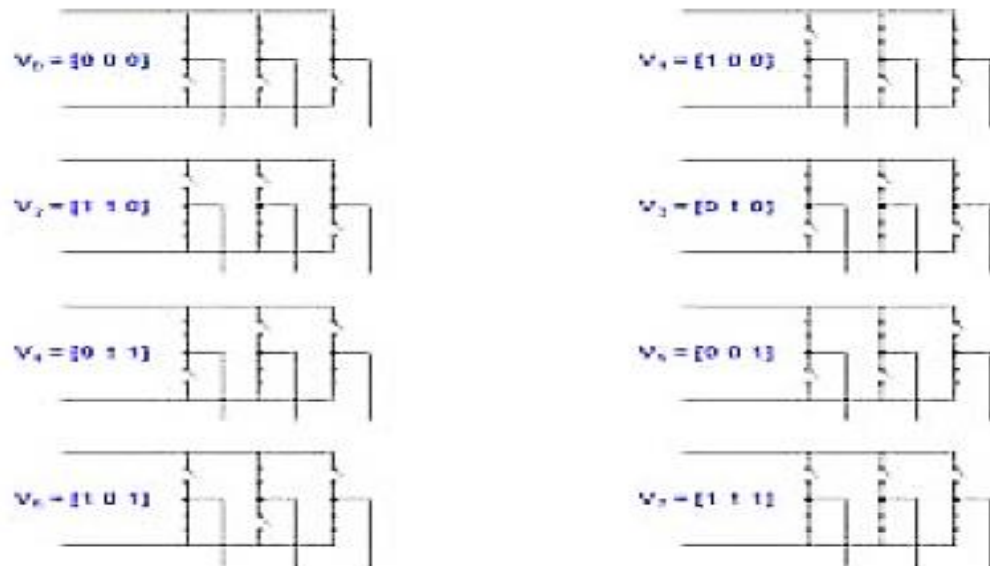


Figure I.9 Etat des interrupteurs correspondants à chaque vecteur de tensions.

Ce vecteur est généré en valeur moyenne par une application successive des séquences actives et des séquences de roue-libre.

À chaque rotation complète du vecteur V_s^* , dans le plan de la figure (I.8), les huit secteurs sont balayés. Pour ne pas avoir de commutations indésirables, il est nécessaire de réarranger les séquences de sorte que pendant la transition d'un état à un autre, un seul bras de l'onduleur soit affecté à la fois.

Pour montrer comment la modulation s'effectue, on fait appel à la figure (I.10):

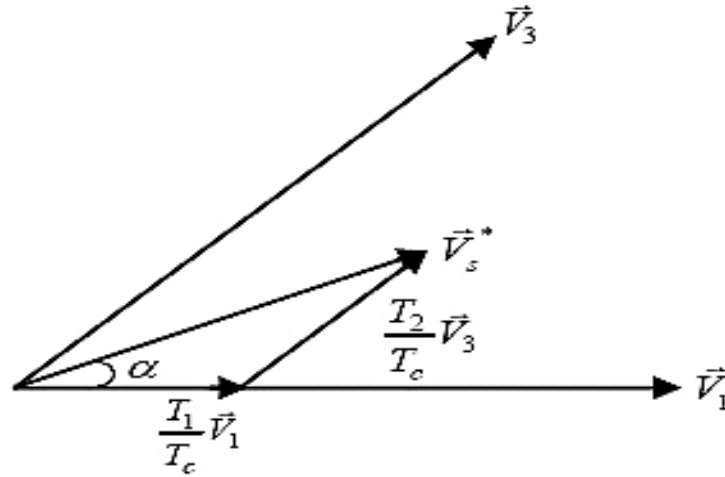


Figure I.10 Temps d'application par projection du vecteur tension désiré.

Si le vecteur V_s^* , se situe dans le secteur 1 entre le vecteur V_1 et V_3 , voir figure (I.8), ce qui permet d'écrire:

$$V_s^* \cdot T_c = V_1 \cdot T_1 + V_3 \cdot T_2 \quad (I.51)$$

Où T_c représente la période de commutation, T_1 et T_2 sont les durées de modulation liées aux séquences correspondant aux vecteurs V_1 et V_3 . Elles sont exprimées par:

$$\begin{cases} T_1 = \sqrt{3}T_c \frac{|V_s^*|}{U_0} \sin(60^\circ + \alpha) \\ T_2 = \sqrt{3}T_c \frac{|V_s^*|}{U_0} \sin(\alpha) \\ T_0 = T_c - T_1 - T_2 \end{cases} \quad (I.52)$$

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

En supposant qu'initialement, le vecteur V_s^* , coïncide avec le vecteur V_1 , deux séquences sont actives.

La séquence qui correspond au vecteur V_1 est appliquée durant la durée T_1 et la séquence de roue-libre est appliquée durant la durée T_0 . La séquence qui correspond au vecteur V_2 est inactive car la durée T_2 est nulle. Au fur et à mesure que le vecteur V_s^* s'éloigne du vecteur V_1 et on s'approche du vecteur V_3 , T_1 diminue et T_2 augmente. Quand le vecteur V_s^* atteint le vecteur V_3 , T_1 sera nul et T_2 sera maximal.

Les expressions (I.52) sont valables uniquement lorsque le cercle formé par le vecteur V_s^* durant sa rotation, ne dépasse pas les droites de l'hexagone (voir figure (I.8)). Toutefois, dans le cas contraire, on est en présence d'une sur-modulation [kad00], [Lee-94], [Has 08]. Les durées de modulation doivent être corrigées comme suit:

$$\begin{cases} T_1 = T_1 \frac{T_z}{T_1 + T_2} \\ T_2 = T_2 \frac{T_z}{T_1 + T_2} \\ T_0 = 0 \end{cases} \quad (I.53)$$

Les six vecteurs principaux sont déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 60° formant ainsi six sections (triangles). Chaque vecteur correspond à une séquence bien définie composée de trois variables logiques qui pilotent instantanément les trois bras de l'onduleur.

Sachant qu'à la sortie du contrôleur, on obtient deux tensions de commande (V_{sd} et V_{sq}) qui tournent avec le référentiel fixé au rotor. Afin d'exploiter cette méthode, il faut transformer ces deux tensions en deux tensions de commande $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ qui tournent avec le référentiel fixé au stator et ainsi elles deviennent les entrées du modulateur. On définit un vecteur V_s représentatif à l'instant t du système triphasé, et qui satisfait:

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (I.54)$$

Ainsi, la détermination de la position du vecteur V_s est réalisée à l'aide de l'algorithme suivant:

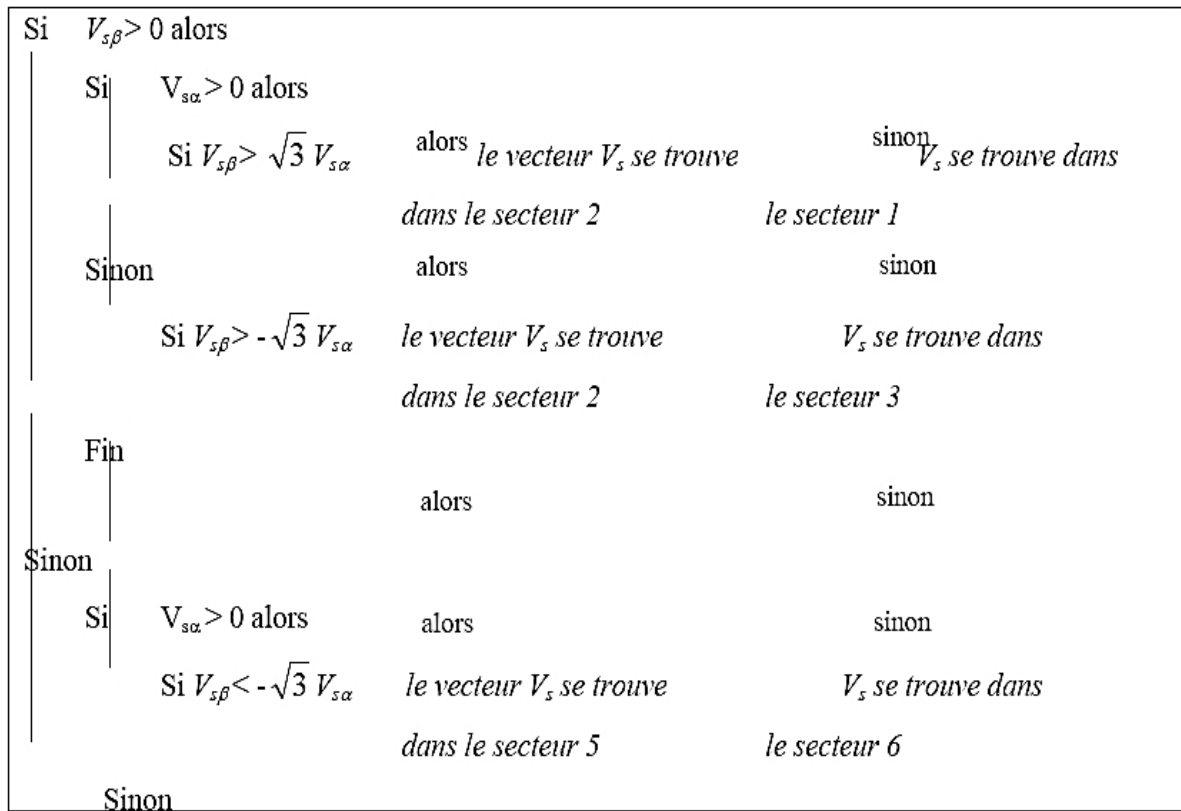


Figure I. 11 Algorithme général de la détermination des secteurs

I.10 Conclusion

Nous avons présenté dans cette partie, la modélisation de la machine asynchrone en tenant compte des hypothèses simplificatrices sans lesquelles notre système serait complexe et difficile à représenter, à simuler et à analyser.

La transformation de Park et la transformation de Clarke ont rendu ce modèle plus simple. L'avantage principal de cette simplification est le découplage réalisé pour les axes magnétiques.

La MLI vectorielle utilisée dans notre cas a été détaillée d'une manière qui facilite son utilisation dans l'algorithme de commande. C'est le même algorithme qui sera utilisé dans les essais pratiques. Les essais de simulations nous ont permis de valider notre modèle

CHAPITRE II

Commande vectorielle de la machine asynchrone

II.1 Introduction

La commande vectorielle à flux orienté, est la stratégie de commande la plus répandue dans le milieu industriel, pour des applications nécessitant de moyennes et grandes performances dynamiques. Développée par Blaschke au début des années 70, il aura toutefois fallu attendre 1980 pour voir la première réalisation pratique. C'est en effet à partir des progrès de la Micro-électronique, et notamment des microprocesseurs puis des DSP, que la commande vectorielle a pu prendre son essor.

Notons que l'objectif principal de la commande vectorielle est de retrouver la configuration dont les moteurs à courant continu à excitation séparée sont commandés, suite au découplage naturel existant entre le flux (courant d'excitation) et le couple (courant d'induit). Afin d'y arriver, le contrôle vectoriel a tiré l'idée de base du modèle du moteur asynchrone dans le repère "dq". En effet, le fait d'orienter le flux dans la MAS suivant l'axe "d", et de le maintenir constant via i_{sd} , permet de régler aisément le couple à travers i_{sq} , réalisant ainsi le découplage entre le flux et le couple dans la MAS. Cette façon de procéder montre l'extrême importance de la régulation de i_{sd} et i_{sq} . Ainsi, à l'opposée de la machine à courant continu, les composantes i_{sd} et i_{sq} sont fortement couplés. Ceci met en évidence l'importance de réaliser le découplage, car tout changement dans l'un produit une influence sur l'autre et détériore, par conséquent, le contrôle du couple. Ce problème a motivé différents chercheurs et continu à faire l'objet de plusieurs publications [Bri 00], [Jun97], [Har 98], [Com 08] [Com 09].

A noter également que la commande vectorielle avec la structure de régulation de type cascade, a été largement utilisée [Vas 98], [Bos 86], [Bos 97], [Leo 85]. Ceci est avantageux et d'un usage industriel très répandu [Fla 94] [Mar 87]. La commande ainsi adoptée consiste principalement en deux contrôleurs.

- 1) une boucle de commande de courants,
- 2) une boucle externe de contrôle de vitesse.

L'objectif du présent chapitre est d'améliorer les performances de la commande vectorielle en introduisant plusieurs combinaisons des contrôleurs classiques de type PI.

Dans ce qui suit, nous présentons d'abord, brièvement, le principe de la commande vectorielle. Après, nous décrirons la configuration générale de commande vectorielle indirecte de la MAS, en synthétisant différents correcteurs du courant statorique et de la vitesse du moteur.

II.2 Principe du contrôle vectoriel de la MAS

La commande par flux orienté ou commande vectorielle introduite dès 1971 par Blaschke est basée sur l'électromagnétisme: «la force exercée sur un conducteur parcouru par un courant placé dans un champ magnétique est égale au produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ» [Bla 72].

Il en résulte évidemment que l'amplitude de cette force sera maximale pour des intensités du courant et du champ donnés quand le vecteur courant sera en quadrature avec le vecteur champ. Si ce principe est applicable aux machines électriques à courant continu qui sont naturellement découplés, il n'en est pas de même pour la MAS où l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec la charge. Ceci induit des interactions complexes et des réponses dynamiques oscillantes.

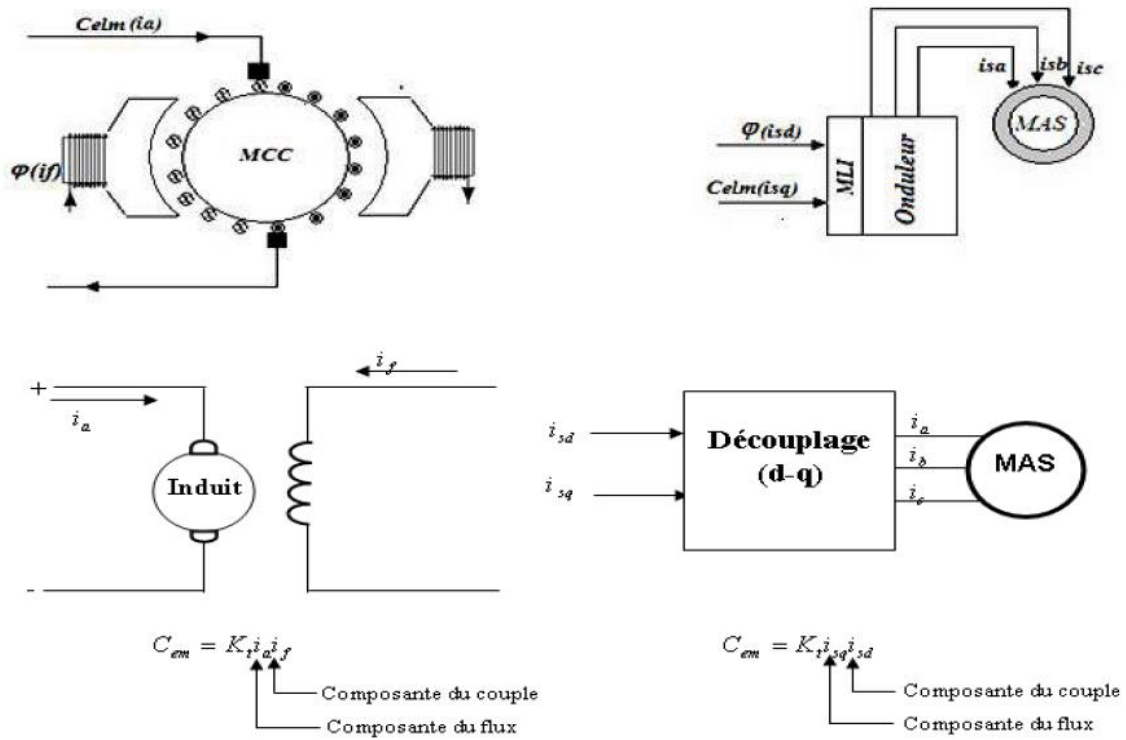


Figure II.1 Analogie de la machine asynchrone avec la machine à courant continu dans le contrôle vectoriel.

Cette stratégie est basée sur un choix adéquat du repère de référence [Jel 91], [Leo 83], lié au flux du rotor. La décomposition du courant statorique en i_{sd} suivant le flux du rotor et en i_{sq} en quadrature avec ce flux, permet de mettre en évidence une commande découplée où le fonctionnement est facilement comparable à celui du moteur à courant continu à excitation séparée voir figure(II.2)

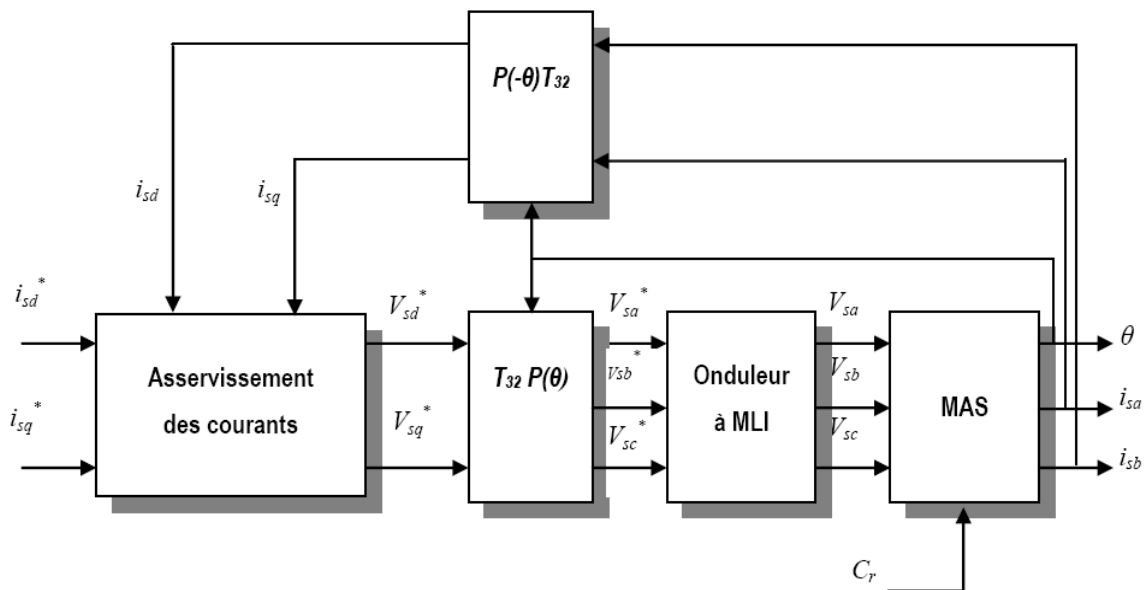


Figure II.2 Structure générale de la commande vectorielle de la MAS.

II.2.1 Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté

Connue sous le nom de contrôle direct du flux (DFOC) Direct Field Oriented Control, cette méthode exige une bonne connaissance du module et de la phase du flux rotorique quelque soit le régime transitoire effectué [Dav 04].

Une première méthode consiste à mesurer directement le flux de la machine à l'aide de capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase. Le calcul du flux se base sur l'intégration des courants statoriques mesurés [Dav 04] et [Fac 03]. En outre, la connaissance de la position du flux dans les référentiels tournant (dq) est également nécessaire à l'élaboration des modèles du flux, du couple et des courants de référence du système de commande [Fac 03].

Les inconvénients de cette méthode sont dus au fait que les capteurs sont soumis à des conditions extrêmes (température, vibrations, etc.). De plus, la mesure est entachée de bruits dépendant de la vitesse causés par les encoches, ce qui nécessite du filtrage à fréquence variable.

Cette mesure permet de concevoir une commande vectorielle complètement découplée (flux et couple) par contre l'installation de capteurs de flux augmente le coût de fabrication [Dav 04]. Pour cette raison, une deuxième méthode basée sur l'estimation (boucle ouverte) ou observation (boucle fermée) du flux à partir de mesures effectuées sur le montage (courants, tensions, vitesse) est généralement utilisée. La configuration générale est illustrée dans la figure (II.3).

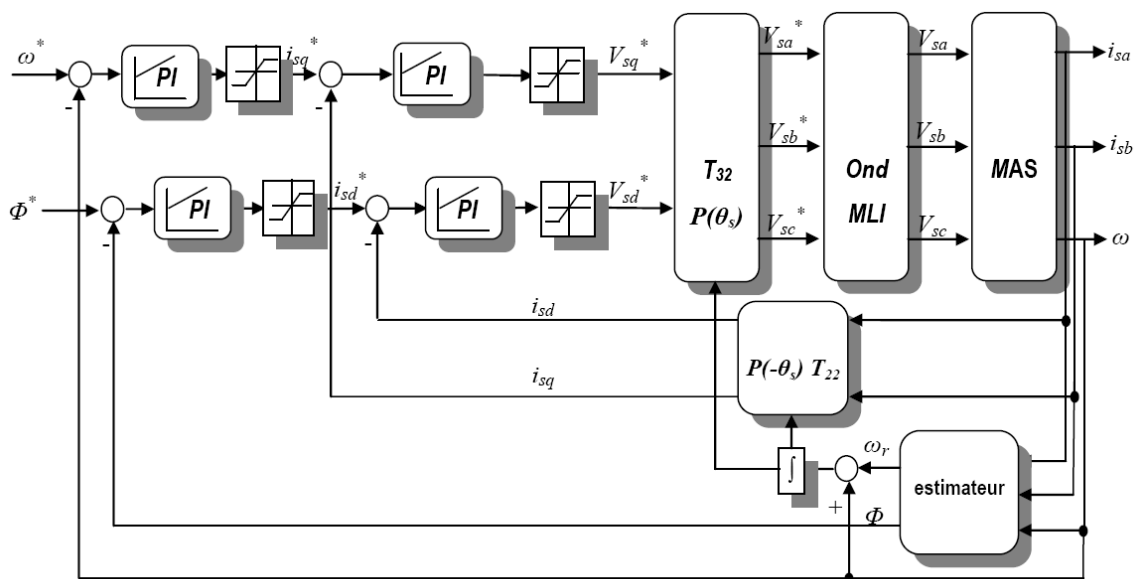


Figure II.3 Contrôle vectoriel direct de la MAS.

II.2.2 Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté

Contrairement à la commande vectorielle directe, la méthode indirecte consiste à ne pas estimer l'amplitude du flux rotorique mais à utiliser directement l'amplitude de référence [Dav 04]. L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui par définition ne sont pas bruitées. En effet, à partir d'un couple électromagnétique de référence

C_{em}^* et du flux rotorique de référence, la méthode de commande indirecte se caractérise donc par le fait qu'aucune estimation du flux n'est nécessaire.

Le contrôle vectoriel de la MAS est donc un type de commande permettant de découpler le couple et le flux et inversement. Ceci consiste alors à choisir un système d'axes approprié. Ainsi, le repère de référence (dq) est lié au flux rotorique de sorte que le vecteur flux rotorique soit selon l'axe d. Les deux composantes du courant statorique i_{sd} et i_{sq} représentent les variables d'entrée d'une commande découplée du flux et du couple. Il est à noter, par ailleurs, que la commande vectorielle basée sur l'orientation du flux rotorique est la plus utilisée du fait qu'elle permet l'élimination de l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique [Bos 86], [Bag 99].

Dans un référentiel lié au champ tournant, les équations de la machine s'écrivent comme suit:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \phi_{rd} \end{cases} \quad (II.1)$$

En imposant, $\phi_{rq} = 0$, les équations de Park données en (II.1) débouchent sur les propriétés suivantes:

- l'axe d est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique tel que, $\phi_{rd} = \phi_r$;
- si le moteur fonctionne à flux rotorique constant, la composante i_{rd} du courant rotorique est toujours nulle. Cette caractéristique est vraie car nous avons pour $\phi_{rq} = 0$:

$$\begin{aligned} \phi_{rd} &= \phi_r \\ V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \end{aligned} \quad (II. 2)$$

l'évolution du couple dans le moteur est guidée par la composante i_{rq} et qui peut, à son tour, être contrôlé par i_{sq} car:

$$\phi_{rq} = M_{sr} i_{rq} + L_r i_{rq} = 0 \quad (II. 3)$$

ceci conduit à écrire:

$$i_{rq} = -\frac{M_{sr}}{L_r} \cdot i_{sd} \quad (II. 4)$$

dans ces conditions, l'expression du couple développé par le moteur devient:

$$C_{em} = P \cdot \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_r \cdot i_{sq} \quad (II. 5)$$

Ce type de commande conduit à établir un modèle mathématique du moteur qui prend la forme donnée en (II.6). Ainsi, les expressions (II.6) ont servi pour développer le schéma général de contrôle vectoriel indirect à flux rotorique orienté.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_{sc} \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d\phi_r}{dt} - \sigma \omega_s L_{sc} i_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_{sc} \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_r - \sigma \omega_s L_{sc} i_{sd} \\ T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = M_{sr} i_{sd} \\ \omega_r = \frac{M_{sr}}{T_r \phi_r} i_{sq} \end{array} \right. \quad (II. 6)$$

II.2.2.1 Caractéristiques générales du contrôle vectoriel indirect

La structure générale du contrôle incluant l'asservissement de vitesse est donnée sur la figure (II.4).

Dans cette méthode, le flux rotorique n'est pas régulé. Cependant, ni capteur, ni estimateur ou observateur de flux ne sont donc nécessaires. Ainsi, si l'amplitude du flux rotorique réel n'est pas utilisée, la connaissance de sa position est nécessaire afin d'effectuer les changements de coordonnées. Ce qui explique la nécessité de présence d'un capteur de position rotorique. Il est important de souligner que ce principe de contrôle est très simple à mettre en œuvre.

Cette régulation comporte deux boucles internes rapides pour réguler les deux composantes du courant i_{sd} , i_{sq} et une boucle externe plus lente pour la régulation de vitesse. A partir des grandeurs de référence, qu'on souhaite imposées ϕ_r^* et C_{em}^* , les composantes du courant i_{sd}^* et i_{sq}^* peuvent être calculées selon les relations présentées précédemment. i_{sd}^* et i_{sq}^* sont ensuite comparés aux valeurs i_{sd} et i_{sq} issues de la mesure des courants réels. Les erreurs entre ces valeurs sollicitent l'entrée des correcteurs dont les sorties sont, respectivement, les tensions de références V_{sd}^* et V_{sq}^* . Une transformation de coordonnées selon une rotation d'angle θ_s permet de définir les trois tensions de références qui commandent l'onduleur.

Afin d'améliorer la précision de l'angle θ_s , on préfère le définir comme étant la composition de deux angles: θ et θ_r . Rappelons que θ est la position du rotor, par contre, θ_r représente l'intégrale du terme:

$$\frac{M_{sr}}{T_r \phi_r} \cdot i_{sd}$$

Mentionnons que mise à part l'ajout du capteur de position, la commande vectorielle indirecte

est plus simple à mettre en œuvre que la commande directe. Par ailleurs, des performances dynamiques élevées ne peuvent pas être garanties.

En plus, le contrôle vectoriel indirect représente une forte sensibilité vis-à-vis des incertitudes de types paramétriques du moteur. Bien évidemment, si la constante de temps rotorique utilisée dans le calcul est différente de la valeur réelle T_r , une erreur sur la phase du flux par rapport au stator est introduite, ce qui explique qu'un éventuel couplage supplémentaire entre le flux et le couple peut être introduit [For 00].

Comme la structure générale du contrôle n'exige pas une régulation de flux, alors tout couplage flux/couple peut conduire à une dégradation de performances du système de commande voire des instabilités.

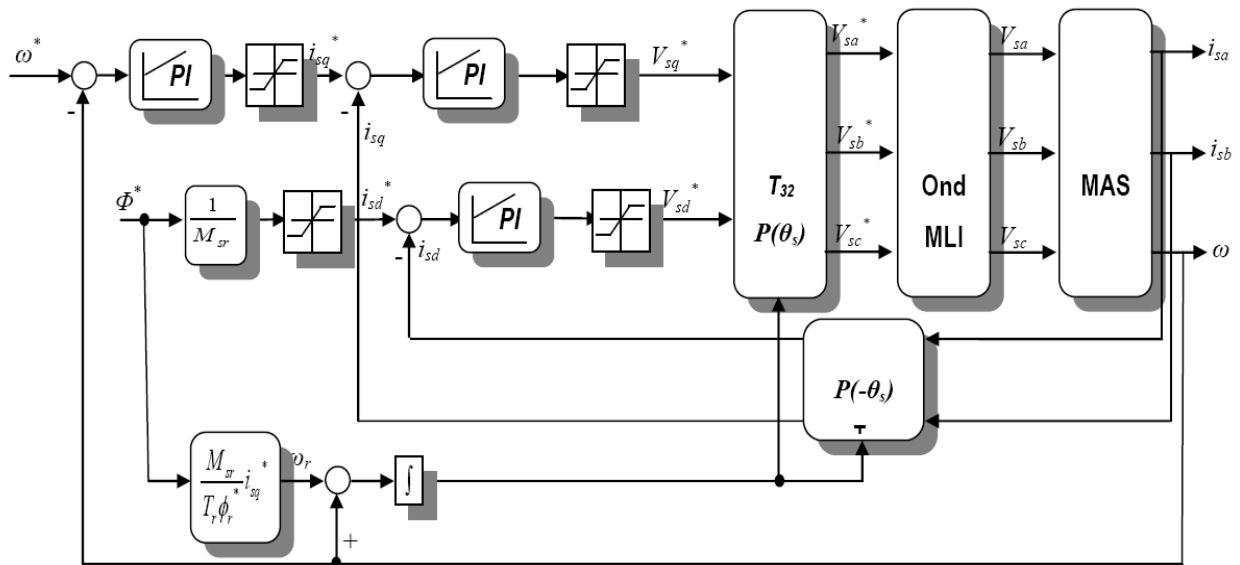


Figure II.4 Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte.

II.2.3 Régulation de courants

Partons du principe où l'onduleur, capteur, les transformations angulaires et régulateurs de courants ne font introduire aucun retard et ni aucune constante de temps. Les structures des régulations sont choisies pour répondre à plusieurs nécessités. Il convient d'abord de réguler la machine de façon à imposer à la charge la vitesse, la position ou le couple. Il est également, nécessaire d'assurer des conditions de fonctionnement fortement liées à la sécurité du système de contrôle. Pour les deux composantes du courant, un régulateur de type PI est adopté. L'action proportionnelle a pour effet le réglage de la rapidité du système de contrôle, par contre, l'action intégrale annule quasiment l'écart entre la consigne et la grandeur régulée.

Le schéma bloc équivalent de la figure (II.5) présente la boucle de régulation de courant identique pour les deux axes d et q.

Selon l'axe q, le transfert tension-courant est égal à:

$$G_{iq}(s) = \frac{1}{\sigma L_s} \frac{1}{s + \left(\frac{R_s + R_r \left(\frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right)}{\sigma L_s} \right)} = \frac{K_q}{1 + \tau_{oq} \cdot s} \quad (\text{II. 7})$$

Avec:

$$K_q = \frac{1}{R_s + R_r \left(\frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right)} \text{ et } \tau_{oq} = \frac{\sigma L_s}{R_s + R_r \left(\frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right)}$$

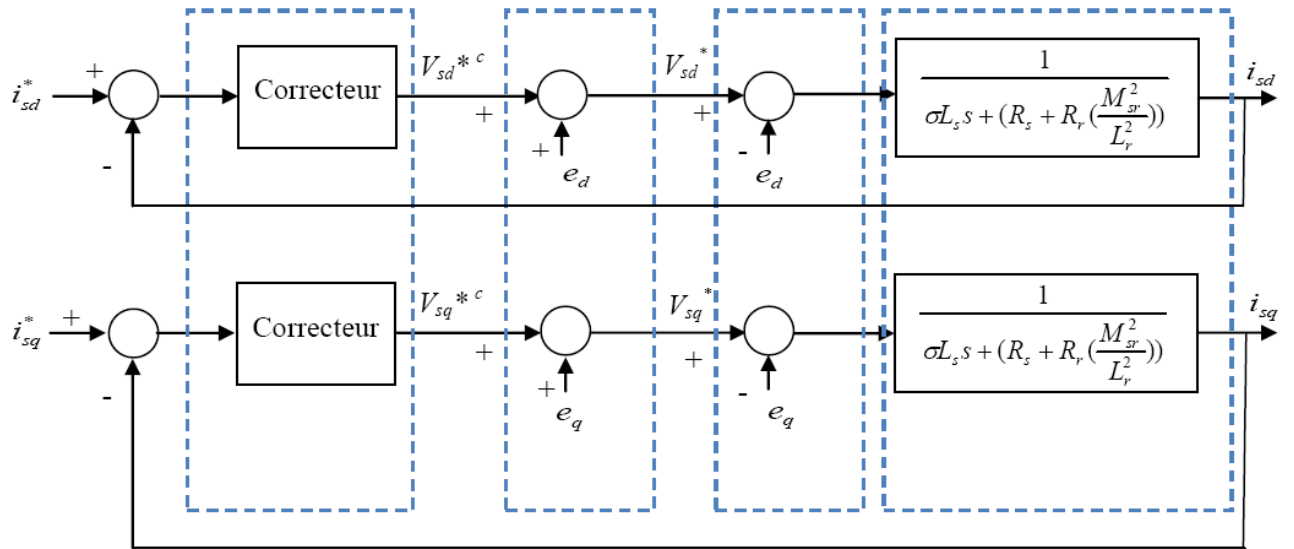


Figure II.5 Régulation de courant incluant découplage par compensation

Les deux correcteurs PI présents dans la figure (II.5). En effet, cette boucle permet, lorsque la grandeur de commande a atteint sa limite physique, d'éviter les problèmes non linéaires liés au terme intégral.

En plaçant le zéro du correcteur de façon à compenser le pôle du système en boucle ouverte, il vient:

$$\frac{K_{iiq}}{K_{piq}} = \frac{1}{\tau_{op}} \quad (\text{II. 8})$$

K_{piq} est le gain de l'action proportionnelle du correcteur de courant i_{sq} ,

K_{iiq} est le gain de l'action intégrale.

La fonction de transfert en boucle fermée devient :

$$G_{fiq}(s) = \frac{i_{sq}}{i_{sq}^*} = \frac{1}{1 + \frac{\sigma L_s \cdot s}{K_{piq}}} = \frac{1}{1 + \tau_{fiq} \cdot s} \quad (\text{II. 9})$$

Il est tout à fait clair que le transfert donné en (II.9), représente un modèle du 1^{er} ordre dont deux paramètres peuvent le décrire entièrement, à savoir un gain unitaire et une constante de temps τ_{fiq} . Donc l'ajustage de K_{piq} permet de fixer le temps de réponse de la dynamique du courant, qui vaut $3\tau_{fiq}$. Autrement dit, K_{piq} permet d'accélérer davantage la dynamique de la boucle de courant et d'imposer par conséquent la bande passante équivalente de cette dernière. On écrit aisément:

$$\tau_{fiq} = \frac{1}{\eta} \tau_{oq} \quad (II. 10)$$

où η définit le rapport entre la rapidité de la dynamique du courant en boucle fermée et celle de la boucle ouverte.

Le gain proportionnel du correcteur PI prend la forme suivante:

$$K_{piq} = \eta \cdot \left(R_s + R_r \left(\frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) \right) \quad (II. 11)$$

Par ailleurs, le gain intégral est déduit de la relation (III.8), ce qui conduit à écrire:

$$K_{iiq} = \eta \cdot \frac{\left(R_s + R_r \left(\frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) \right)}{\tau_{oq}} \quad (II. 12)$$

Le schéma complet de la commande en courant est établi et présenté sur la figure (II.6).

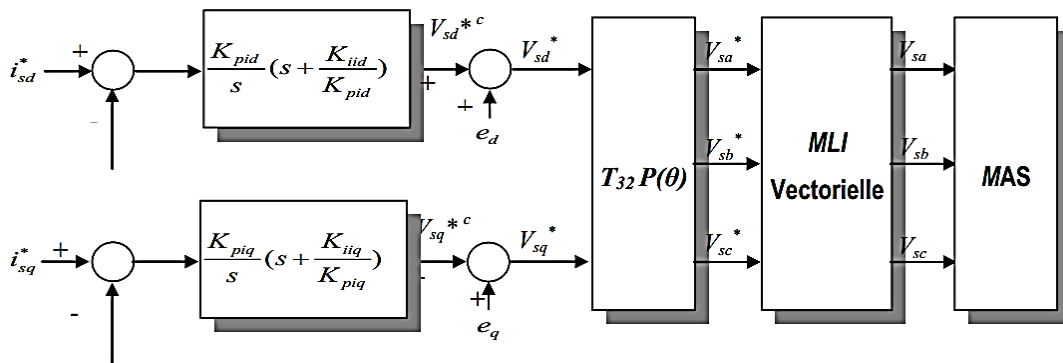


Figure II.6: Schéma bloc de la régulation des courants.

II.2.4. Régulation de vitesse

Dans le cadre d'une régulation cascade, il est impératif que les boucles internes soient plus rapides que celles des boucles externes. Cette condition permet de trouver explicitement les paramètres adéquats des correcteurs. Par conséquent, de bonnes performances dynamiques

du système peuvent être atteintes. Pour une MAS, il est tout à fait clair que le couple est contrôlé par action sur le courant i_{sq} . Par conséquent, la sortie du correcteur de la boucle externe fournit la référence qui sera imposée pour la boucle interne de courant d'axe q. C'est ainsi que dans ces conditions, de commande des courants avec compensation, la situation est effectivement devenue similaire à celle de la machine à courant continu. Ceci facilite la conception du contrôle de la vitesse.

II.2.4.1 Commande de la vitesse par PI

Mentionnons que le retard introduit par le filtre du capteur de vitesse est négligé et considérons ainsi que la régulation du courant statorique d'axe q s'effectue dans des conditions normales.

Ainsi, le réglage peut être envisagé suivant le schéma fonctionnel montré dans la figure suivante:

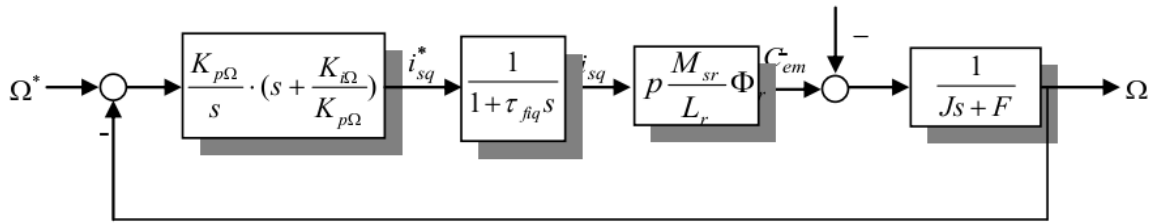


Figure II.7 Pilotage de vitesse par PI.

Sur la base de la structure de contrôle en cascade de la figure précédente, on supposera que la dynamique de la boucle interne est suffisamment rapide de telle sorte que l'on puisse admettre que les variables internes (i_{sd} et i_{sq}) ont déjà atteint leurs valeurs de référence et qu'elles se trouvent dans leur état stationnaire, c'est-à-dire, que $i_{sd} = i_{sd}^*$ et $i_{sq} = i_{sq}^*$. Cela veut dire que la boucle interne de courant est approximée par un gain unitaire.

II.2.4.1.1 Dimensionnement par imposition d'un modèle à poursuivre

Dans une régulation cascade, avec une correction de type PI sur la vitesse, et en considérant le couple de charge comme une perturbation extérieure, on dispose d'une fonction de transfert en boucle ouverte:

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{K \left(s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} \right)}{s(J_s + F)} \quad (\text{II. 13})$$

Avec:

$$K = PK_{p\Omega} \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_r \text{ et } \varepsilon_\Omega = \Omega^* - \Omega$$

D'où la fonction de transfert en boucle fermée par rapport à la consigne est donnée par:

$$\frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{K \left(s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} \right)}{J_s^2 + (F + K)s + K \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}}} \quad (\text{II. 14})$$

Il s'agit donc de dimensionner le régulateur en imposant que la fonction de transfert (II.14) soit égale à une fonction de transfert $T(s)$ donnée, dite modèle à poursuivre ou modèle de référence:

$$\frac{K\left(s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{P\Omega}}\right)}{J s^2 + (F+K)s + K \frac{K_{i\Omega}}{K_{P\Omega}}} = T(s) \quad (\text{II. 15})$$

Pour cette boucle, nous envisageons que la régulation de vitesse est gouvernée par un modèle de référence caractérisée par le premier ordre:

$$T(s) = \frac{1}{\tau_{vf} \cdot s + 1}$$

τ_{fv} est la constante de temps équivalente du modèle de poursuite dicté. Ainsi, la réduction de l'ordre du système bouclé revient donc à adopter la technique de compensation du zéro de PI par le pôle de la partie mécanique du moteur. Suite à la sélection de la bande passante souhaitée, les gains $K_{P\Omega}$ et $K_{i\Omega}$ sont systématiquement calculés. En effet, les relations suivantes sont vérifiées:

$$\begin{cases} K_{P\Omega} = \frac{J L_r}{p M_{sr} \phi_r \tau_{vf}} \\ K_{i\Omega} = K_{P\Omega} \frac{F}{J} \end{cases} \quad (\text{II. 16})$$

.II.2.4.2 Commande de la vitesse par IP

A l'opposé du régulateur PI qui introduit un zéro supplémentaire en boucle fermée, le correcteur intégral proportionnel IP est essentiellement différent du correcteur PI. L'emploi d'une telle structure contourne ce problème en filtrant ce zéro en boucle fermée et en imposant, par conséquent, uniquement deux pôles. La spécification de ces pôles se traduit par fixation du taux d'amortissement et de la pulsation naturelle. En plus, le correcteur IP permet le filtrage de la consigne, ce qui améliore fortement la robustesse du système [Bar95]. Les propriétés intéressantes de cette structure apparaîtront plus particulièrement après une comparaison avec des algorithmes de types PI lors d'une application de charge. Le schéma bloc de la régulation de vitesse incluant le correcteur IP est illustré par la figure suivante:

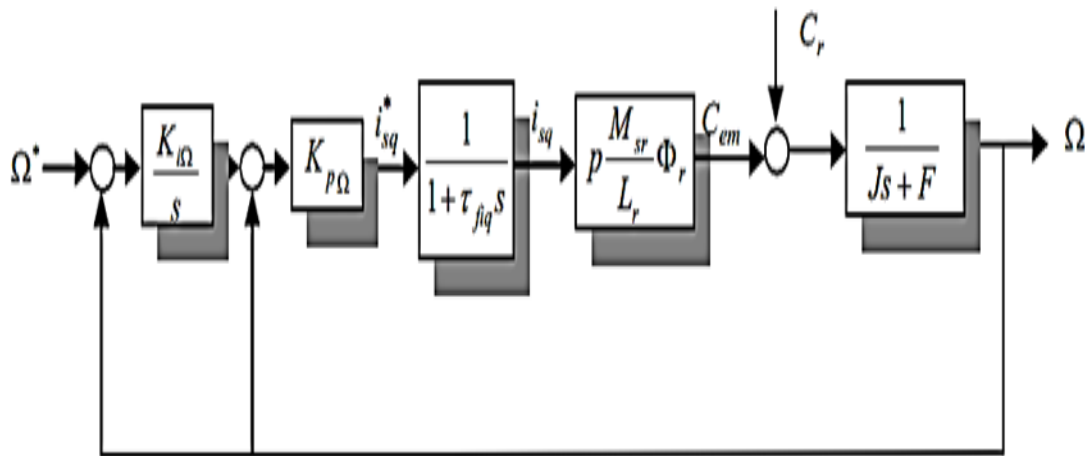


Figure II.8: Boucle de régulation de vitesse avec IP

Considérons qu'à priori, l'absence des perturbations ($C_r=0$), la fonction de transfert en boucle fermée de vitesse est donnée par:

$$\frac{\Omega}{\Omega^*}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{II.17})$$

Avec:

$$\begin{cases} \omega_n^2 = PK_{P\Omega} K_{i\Omega} \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_r \\ 2\zeta\omega_n = F + PK_{P\Omega} \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_r \end{cases}$$

Pour un deuxième ordre mis sous une forme canonique, les bonnes caractéristiques du régulateur sont obtenues en imposant un facteur d'amortissement égal à 0,707 et on définit la pulsation des oscillations non amorties à partir de la dynamique souhaitée

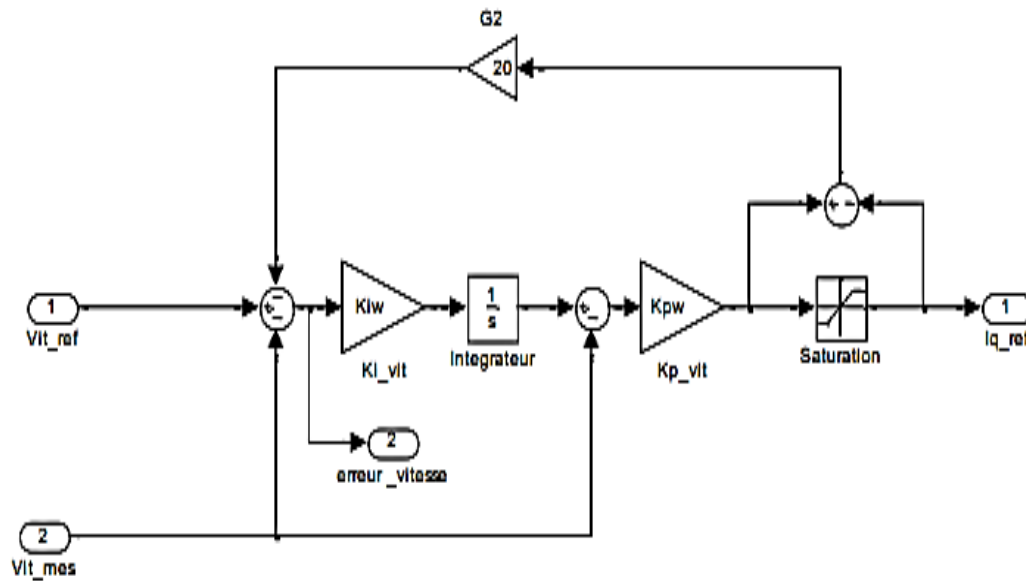


Figure II.9 Schéma bloc Simulink pour la boucle de régulation de vitesse avec IP.

II.3 Spécifications et contraintes dans le domaine temporel

Les conditions adoptées pour réaliser les algorithmes de simulation numérique sont faites de façon à correspondre à ceux qui seront développées par voie d'expérimentation. Le système qui a été implanté sous Matlab/Simulink est représenté sur la Figure (II.12). Il est simulé à partir de la méthode d'intégration d'Euler d'ordre 1. Cette dernière nécessite une période de calcul relativement faible pour assurer une convergence convenable. La fréquence d'échantillonnage choisie étant 10 kHz.

La MAS est représentée par son modèle dynamique dans le référentiel de Park (dq). L'onduleur est modélisé dans un premier temps par un gain pur.

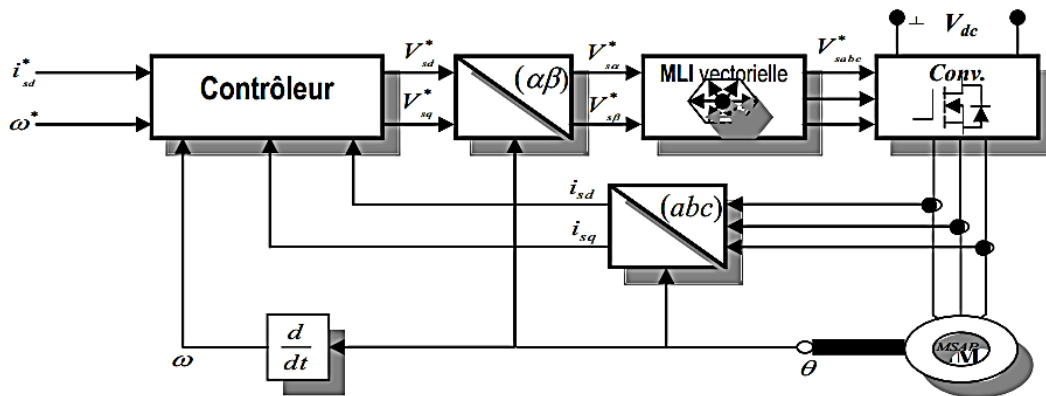


Figure II.10: Configuration générale de la numérique

Le contrôleur doit réaliser le comportement en boucle fermée désiré à savoir une bonne poursuite de vitesse avec une excellente régulation du courant statorique i_{sd} . Ainsi, les spécifications adoptées lors du design des différents contrôleurs peuvent être résumées comme suit:

La vitesse doit avoir un dépassement inférieur à 5% et

- L'erreur en vitesse permanente maximale autorisée doit être nulle.
- on désire aussi que le contrôleur choisi garde ses performances dans la plage de variation de vitesse de référence imposée (de 1500 tr/min à -1500 tr/min),
- le temps de réponse souhaité doit être inférieur à 0.2 s,
- le niveau de performance doit être assuré lors d'une éventuelle variation paramétrique de la machine,
- un bon comportement face aux perturbations externes (couple de charge en entrée, bruits de mesure)

En termes de chiffres, ces spécifications peuvent être résumées dans le tableau suivant:

Spécifications	valeurs
Temps de réponse (s)	< 0.25
Dépassement (%)	< 5
Erreur statique (%)	0
Erreur de traînage (%)	< 15
le temps de réjection du couple résistant (s)	< 0.5
chute de la vitesse par rapport à la vitesse de consigne suite à l'application de la perturbation (%)	< 5

II.4 Résultats de simulation

Deux essais, pour chaque régulateur de vitesse que nous avons présenté, ont été développés sur deux tables de profils de références (testing benchmark). Le premier concerne l'application d'un échelon de vitesse pour une valeur de 500 tr/min ce qui correspond à une

valeur de 104.7198 rad /s. Un couple de charge de 3 Nm est appliqué entre les deux instants $t=2s$ et $t=5.5s$. En suite on lui fait subir une inversion –cas limite du transitoire de vitesse- à l'instant $t=10s$. L'application du couple de charge est effectuée entre les instants $t = 12s$ et $t=14s$.

Le deuxième quand à lui est relatif aux valeurs de fonctionnement en régime nominal (ce qui est plus proche à la réalité). Une commande de vitesse avec un signal rampe pour atteindre la valeur de 1500 tr/min ce qui correspond à 293.2153 rad /s suivi d'une inversion à $t=8s$. Un couple de charge voisin au couple nominal est appliqué entre les instants $t=3s$ et $t=6s$ et lors de l'inversion entre les instants $t=11s$ et $t=13s$.

Le but est de vérifier et comparer les performances de la réponse en vitesse. On remarque que les deux régulateurs PI et IP développés procure une très bonne réponse dynamique de la vitesse et un bon rejet de perturbation.

Contrôleur employé	Temps de montée [s]	Temps de réponse [s]
<i>IP</i>	<i>0.1490</i>	<i>0.2050</i>
<i>PI</i>	<i>0.1330</i>	<i>0.1576</i>

Tableau II. 2 Performances obtenues en termes de temps de réponse et temps de montée.

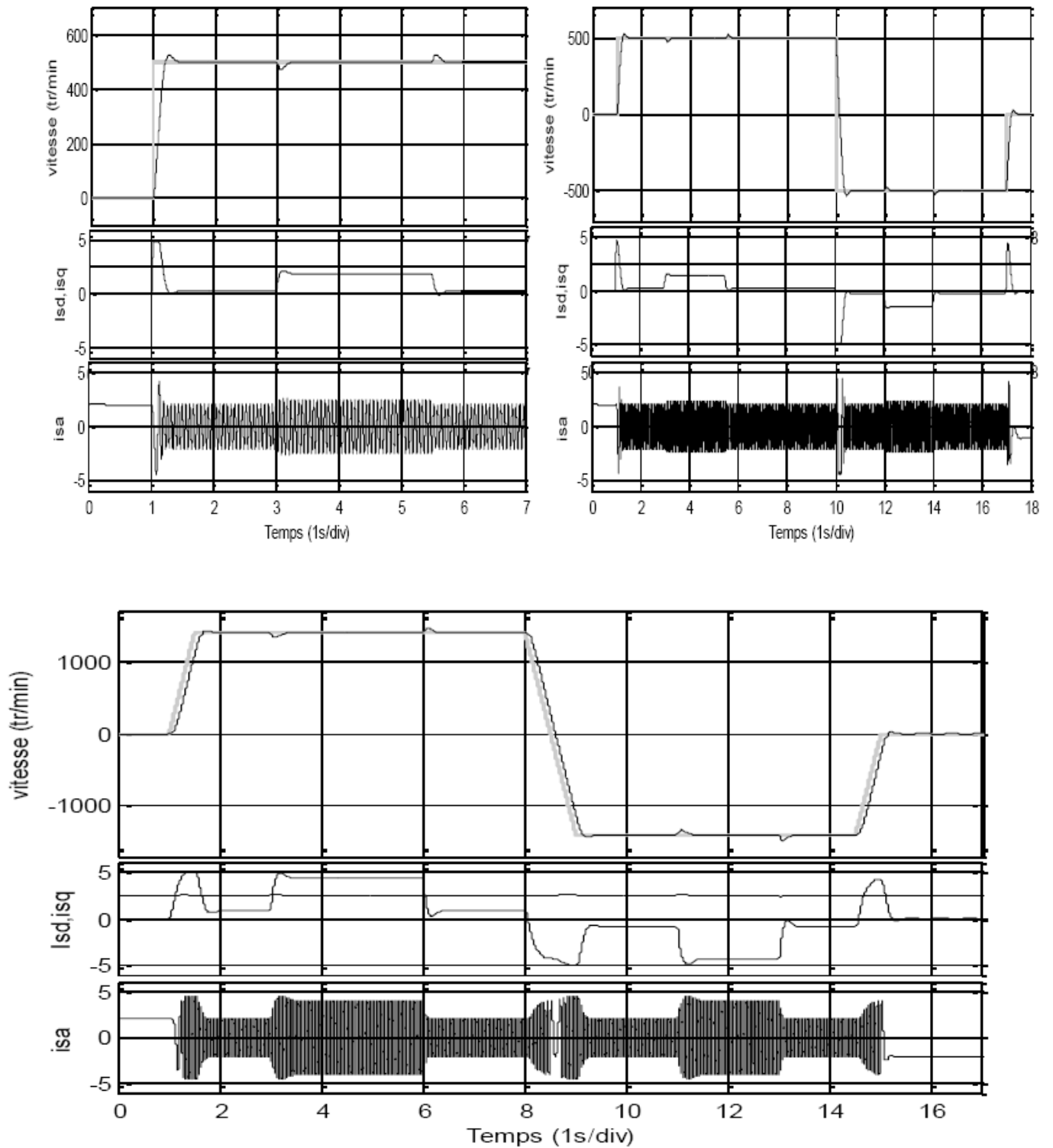


Figure II.11 Réponse temporelle du système pour un régulateur de vitesse PI.

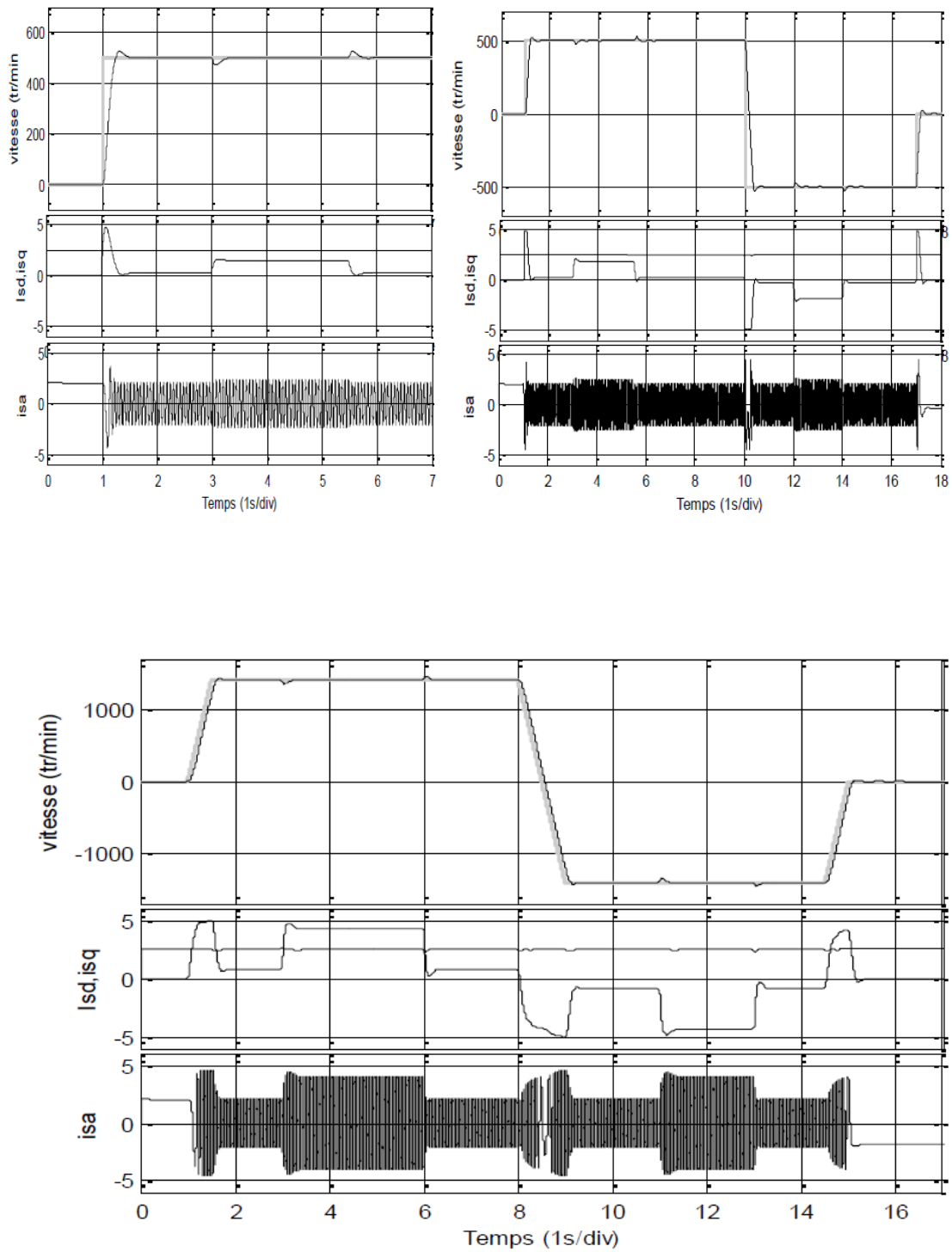


Figure II.12 Réponse de la vitesse pour un régulateur de vitesse IP.

II.5 Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté le principe de la commande vectorielle et nous avons traité en particulier la commande vectorielle indirecte qui était la base des deux correcteurs développés (PI, IP).

Les tables de profils de référence ont été utilisées en simulation dans un but de vérifier les performances dynamiques obtenues avec nos algorithmes de commande.

Les résultats seront comparés par la suite à ceux utilisant le réglage flou dans un premier temps ensuite au régulateur flou en dernier à ceux qui seront obtenus en pratique.

CHAPITRE III

Commande Floue de la machine asynchrone

III-1.Introduction

Le terme d'ensemble flou apparaît pour la première fois en 1965 lorsque le professeur Lotfi A.Zadeh, de l'université de Berkeley aux USA, publie un article intitulé "Ensembles flous" ou "Fuzzy sets". Il a réalisé depuis de nombreuses avancées théoriques majeures dans le domaine et a été rapidement accompagné par de nombreux chercheurs développant des travaux théoriques.

Avant les années 1940, avec les premières approches des chercheurs américains du concept d'incertitude sont apparues les prémisses de la logique floue. Il a fallu attendre 1965, pour que le concept de sous ensemble floue soit proposé par L.A.Zadeh. Automaticien, professeur à l'université de Berkeley en Californie. Zadeh contribua à la modélisation des phénomènes sous forme flou, et résout enfin les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équations différentielles. En 1974 M. Mamdani expérimentait la théorie énoncée par Zadeh sur une chaudière à vapeur, matérielle dont on connaissait la complexité, introduisant ainsi la commande dans la régulation d'un processus industriel [Fou 03]. Plusieurs applications ont alors vu le jour en Europe, pour les systèmes parfois très complexes, tel que la régulation des fours, des cimenteries etc. En 1985 grâce à M. Sugeno chercheur japonais, la logique floue est introduite dans les applications industrielles au Japon.

La logique floue permet de faire le lien entre modélisation numérique et modélisation linguistique, ce qui a permis des développements industriels spectaculaires à partir d'algorithmes très simples de traduction de connaissances symboliques en entité numérique et inversement. La théorie des ensembles flous a également donné naissance à un traitement original de l'incertitude, fondée sur l'idée d'ordre, et qui permet de formaliser le traitement de l'ignorance partielle et de l'inconsistance dans les systèmes d'informations avancés. Les ensembles flous ont également eu un impact sur les techniques de classification automatique, et ont contribué à un certain renouvellement des approches existantes de l'aide à la décision.

III-2 Théorie des ensembles flous

III.2.1 Notion d'appartenance partielle

La théorie des ensembles flous [Zad 65] est une théorie mathématique dont l'objectif principal est la modélisation des notions vagues et incertaines du langage naturel. La notion d'appartenance stricte est mal adaptée lorsqu'on manipule: des données incertaines ou imprécises dont l'expression verbale est difficile.

La théorie ordinaire des ensembles considère des collections d'éléments regroupés en ensembles. L'appartenance d'un élément à un ensemble est une question non ambiguë. Cependant, dans le cas réel, on rencontre fréquemment des situations où l'ambiguïté est de règle, particulièrement dans le langage courant. Un ensemble flou sera alors utilisé pour modéliser l'incertitude et les imprécisions dans la connaissance, il est défini sur un ensemble de valeur appelé l'univers du discours X par une fonction d'appartenance $\mu(x)$ A comprise généralement entre 0 et 1 et qui quantifie le degré avec lequel chaque élément x de X appartient à cet ensemble.

A partir de cela, on pourrait dire que dans la théorie des ensembles appartenir à un ensemble ne se fait que d'une manière complète «soit cet élément appartient à un ensemble ou il ne lui appartient pas; les deux cas sont complémentaires». Cependant, dans la théorie de la

logique floue, on prend en compte le cas de l'appartenance graduelle c'est à dire que l'élément a un degré d'appartenance. Ce degré d'appartenance, noté $\mu(x)$, est normalisé entre «0» et «1».

III.1.2 Ensemble net

C'est l'ensemble d'éléments qui vérifient une certaine condition, et pour être représenté comme dans la théorie des ensembles. Prenant le cas d'un ensemble net A :
Alors on peut noter: $A = \{x/x \text{ vérifie certaines conditions}\}$.

Relativement à l'échelle qu'on a prise, la seule valeur que peut prendre chaque élément de cet ensemble en introduisant la fonction d'appartenance est soit «0» soit «1».

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{is } x \in A \\ 0 & \text{is } x \notin A \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

III.1.3 Ensemble flou

Un ensemble flou B est caractérisé par une fonction d'appartenance et par le fait que $\mu_B(x)$ prend ses valeurs à travers tout l'intervalle [0 1] où x est appelé univers de discours.

On deux cas pour ce type d'ensemble

1. Continu: B est noté sous la forme suivante:

$$B = \int U \mu_A(x)/x \quad (\text{III.2})$$

2. Discret: B est noté sous la forme suivante:

$$B = \sum U \mu_A(x)/x \quad (\text{III.3})$$

Le point crossover: est le point pour lequel le degré d'appartenance est situé à la valeur moyenne de l'échelle prise entre «0» et «1» égale à 0.5.

III 1.4 Degré d'appartenance et fonctions d'appartenance

Le schéma de la figure III.10 montre le degré d'appartenance d'un élément x à un ensemble flou A. Selon le type de la fonction d'appartenance, différents types d'ensembles flous sont obtenus [Zad 65], [Rog 91], [Zim 93]. On trouve celles qui sont linéaires telles que les fonctions triangulaires et trapézoïdales, et celles qui sont non linéaires telles que les fonctions gaussiennes et la fonction singleton où un seul point de l'univers prend la valeur 1.

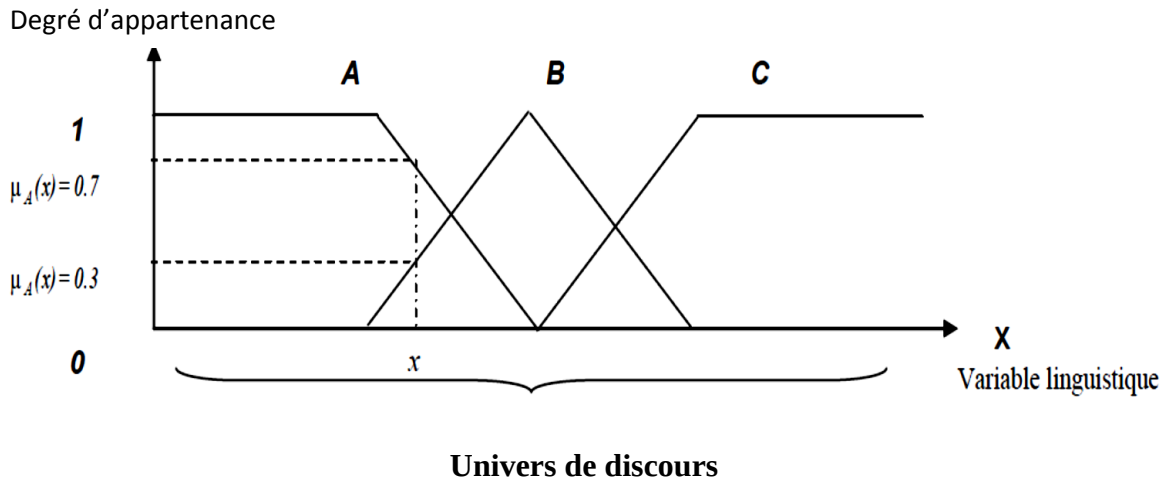


Figure III.1 Eléments de la logique floue

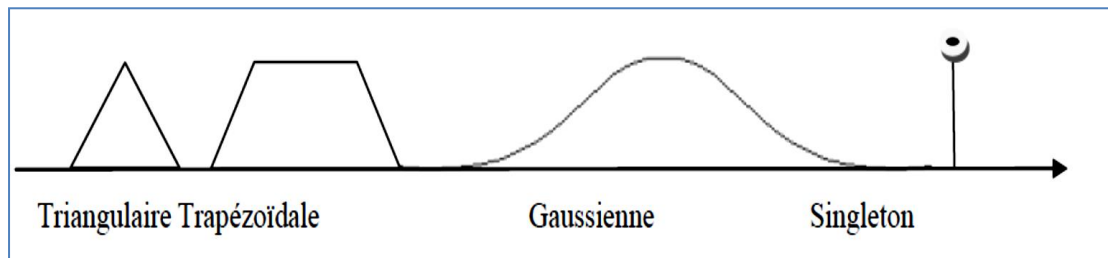


Figure III.2 Formes de fonctions d'appartenance

III 1.5 Opération sur les ensembles flous

Les opérateurs logiques «et, ou, non» peuvent se définir à partir des ensembles flous, de façon analogue à la théorie des ensembles classiques. Rappelons que ceux-ci sont définis respectivement par l'intersection, la réunion et le complémentaire.

Si A et B sont deux sous-ensembles flous et $\mu(A)$ et $\mu(B)$ leur fonction d'appartenance, on définit :

- Le complémentaire de $A, \bar{A}$, par la fonction d'appartenance:

$$\mu(\bar{A}) = 1 - \mu(A) \quad (\text{IV.4}) \quad (\text{III.4})$$

- Le sous-ensemble A et $B, A \cup B$, par la fonction d'appartenance:

$$\mu(A \cap B) = \min(\mu(A), \mu(B)) \quad (\text{III.5})$$

- Le sous-ensemble A ou $B, A \cup B$, par la fonction d'appartenance:

$$\mu(A \cup B) = \max(\mu(A), \mu(B)) \quad (\text{III.6})$$

t-norme appelé aussi intersection floue: C'est une opération binaire: $T:[0,1] \times [0,1] \rightarrow [0,1]$
Elle respecte les propriétés suivantes [Kli 94] :

- Commutativité: $x \ T \ y = y \ T \ x$
- Associativité : $x \ T \ (y \ T \ z) = (x \ T \ y) \ T \ z$
- Monotonie : si $x \leq y$ et $w \leq z$ alors $x \ T \ w \leq y \ T \ z$.
- Conditions aux limites: et $0 \ T \ 0 = 0$ et $x \ T \ 1 = x$

t-conorme ou s-norme appelé aussi union floue : C'est une opération binaire:
 $S:[0,1] \times [0,1] \rightarrow [0,1]$

Elle respecte les propriétés suivantes [Kli 94] :

- Commutativité : $x \ S \ y = y \ S \ x$
- Associativité : $x \ S \ (y \ S \ z) = (x \ S \ y) \ S \ z$
- Monotonie : si $x \leq y$ et $w \leq z$ alors $x \ S \ w \leq y \ S \ z$.
- Conditions aux limites : et $0 \ S \ 0 = 0$ et $x \ S \ 1 = x$

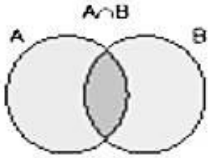
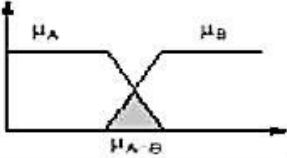
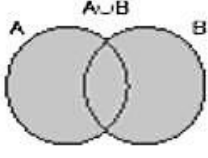
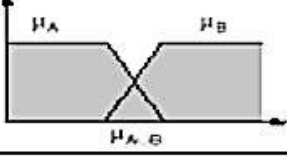
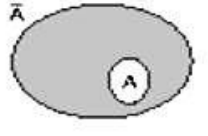
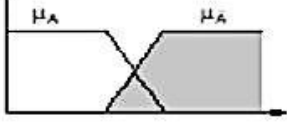
		Opérateur de ZADEH	Opération logique	
Intersection		$\mu_{A \cap B} = \min(\mu_A, \mu_B)$	ET	
Union		$\mu_{A \cup B} = \max(\mu_A, \mu_B)$	OU	
Négation		$\mu_{\bar{A}} = 1 - \mu_A$	NON	

Tableau 1 : Relations sur les ensembles flous.

III.1.6 Variable linguistique

Une variable linguistique est une variable dont les valeurs sont des mots ou des phrases exprimés dans un langage artificiel ou naturel [Pas 98], [Zad 94]. Elle est définie par le nom de la variable linguistique, X est le domaine physique associé à la variable V appelé aussi l'univers de discours et l'ensemble des caractéristiques floues de la variable.

La logique floue, qui est très proche du raisonnement humain et qui a pour objectif de développer la logique classique, est basée sur la théorie des ensembles flous. A côté d'un formalisme mathématique fort développé, nous préférons aborder la présentation de manière intuitive. Les notions de température moyenne ou de courant faible sont relativement difficiles à spécifier de manière précise. On peut fixer des seuils et considérer que l'on attribue tel ou tel qualificatif en fonction de la valeur de la variable par rapport à ces seuils. Ceci ne peut exprimer qu'un avis très tranché du qualificatif "température moyenne" par

exemple. L'aspect "vague" de ce qualificatif n'est pas représenté (figure III.3). On peut définir le degré d'appartenance de la variable température à l'ensemble "faible" comme le "degré de vérité" de la proposition "la température est faible".

En logique booléenne, le degré d'appartenance (μ) ne peut prendre que deux valeurs (0 ou 1).

La température peut être :

- Faible: $\mu_{\text{faible}}(T) = 1, \mu_{\text{moyenne}}(T) = 0, \mu_{\text{élevée}}(T) = 0$
- Moyenne: $\mu_{\text{faible}}(T) = 0, \mu_{\text{moyenne}}(T) = 1, \mu_{\text{élevée}}(T) = 0$
- Elevée: $\mu_{\text{faible}}(T) = 0, \mu_{\text{moyenne}}(T) = 0, \mu_{\text{élevée}}(T) = 1$

Elle ne peut pas prendre deux qualificatifs à la fois.

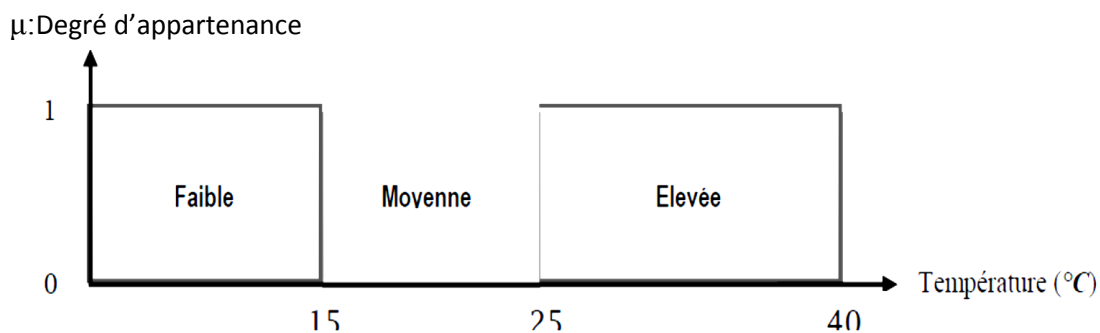


Figure III.3 Exemple d'ensembles considérés en logique booléenne

En logique floue, le degré d'appartenance devient une fonction qui peut prendre une valeur réelle comprise entre 0 et 1 inclus.

$\mu_{\text{moyenne}}(T)$ par exemple, permet de quantifier le fait que la température puisse être considérée comme moyenne.

Dans ce cas, la température peut être considérée, à la fois, comme faible avec un degré d'appartenance de 0,2 et comme moyenne avec un degré d'appartenance de 0,8 (figure III.4).

$\mu_{\text{faible}}(T)=0.2, \mu_{\text{moyenne}}(T)=0.8, \mu_{\text{élevée}}(T)=0$

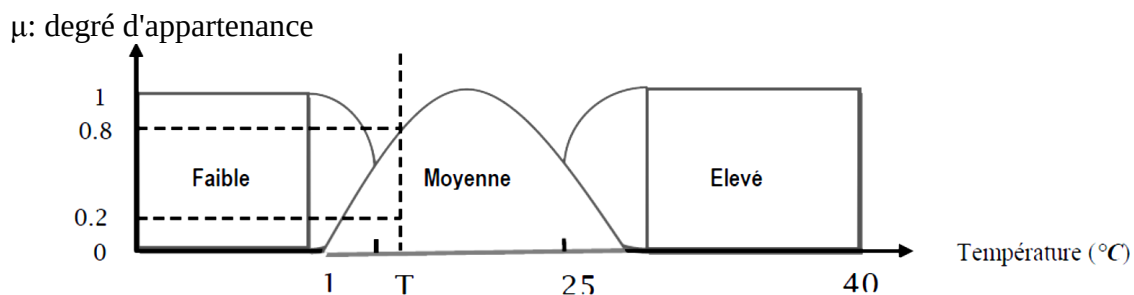


Figure III.4 Exemple d'ensembles considérés en logique floue

Dans notre exemple, la variable floue est la température, l'univers de discours est l'ensemble des réels de l'intervalle $[0, 40]$. On attribue à cette variable trois sous-ensembles flous: faible, moyenne et élevée. Chacun est caractérisé par sa fonction degré d'appartenance: $\mu_{\text{faible}}(T), \mu_{\text{moyenne}}(T)$ et $\mu_{\text{élevée}}(T)$.

On peut définir la fonction degré d'appartenance $\mu_{moyenne}$ sur tout l'univers de discours:

$$\mu_{moyenne}(X) = \begin{cases} \frac{1}{1+e^{(15-x)}}; x[0,20] \\ 1-\frac{1}{1+e^{(25-x)}}; x[20,40] \end{cases} \quad (III.7)$$

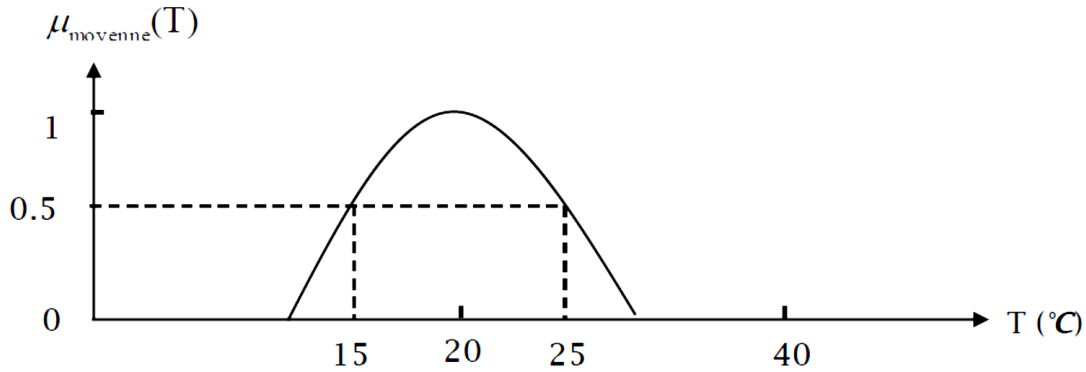


Figure III.5 Cas de l'ensemble flou "moyenne" de la variable température

III.2.7 Modélisation floue

Le modèle mathématique qui décrit l'interaction entre les entrées, les sorties et les perturbations agissant sur le procédé permettra la synthèse des structures de commande. Néanmoins, lorsque la caractérisation mathématique d'un procédé est difficile, la manipulation des informations à la fois imprécises et entachées d'incertitudes sur ce procédé à l'aide d'un langage naturel est plus facile. Cette manipulation de données de nature linguistique est aisément réalisée en utilisant la théorie des sous ensembles flous qui facilite la formulation des règles pour décrire le comportement du procédé.

La méthode la plus simple est l'extraction des connaissances de l'opérateur humain qui consiste à énoncer directement les règles par des experts dans la commande. Cette connaissance est souvent traduite avec des règles sous la forme:

" Si <Prémisse (antécédent)> Alors <Conclusion (conséquence)>".

L'apport le plus essentiel de la logique floue est le fait que ces règles sont susceptibles de représenter l'imprécis si les prémisses et les conclusions sont exprimées avec des mots du langage naturel. En logique floue, une règle simple se formalise de la façon suivante :

Deux classes de modèles flous peuvent être distinguées :

- Les modèles flous à conclusion fonctionnelle dits modèles de Takagi-Sugeno [Tak 85].
- Les modèles flous à conclusion symbolique dits modèles linguistiques ou modèles de Mamdani [Zad 75].

Ces deux modèles sont basés sur une collection de règles Si prémisse – Alors conclusion et leurs prémisses sont exprimées symboliquement.

III.3 Systèmes flous et contrôleur flou [Zad 65]-[Oug 09]

III.3.1 Système flou

Un système flou (SF) est une relation non linéaire qui permet de prendre des données numériques (entrées nettes), les faire passer dans un domaine flou puis avoir une sortie scalaire (sortie nette). La structure générale de ce traitement est donnée par la figure qui suit:

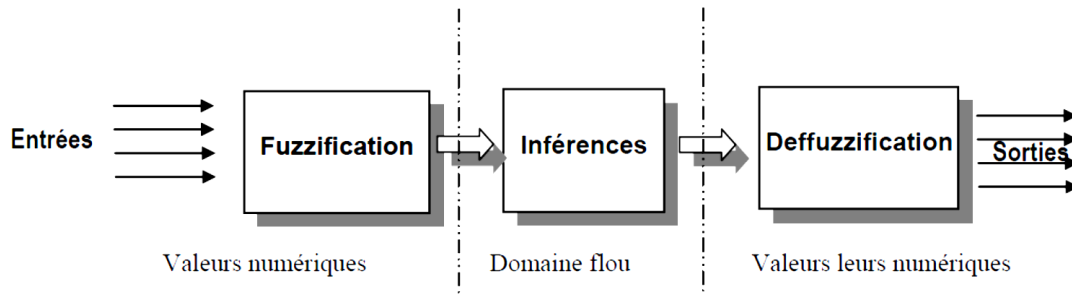


Figure III.6 Traitement flou (schéma global)

III.3.2 Constitution d'un système flou

Un système flou est composé de quatre parties essentielles:

- * La base de connaissance constituée d'une base de données et d'une base de règles,
- * Le système d'inférence,
- * L'interface de fuzzification.

L'interface de déffuzzification.

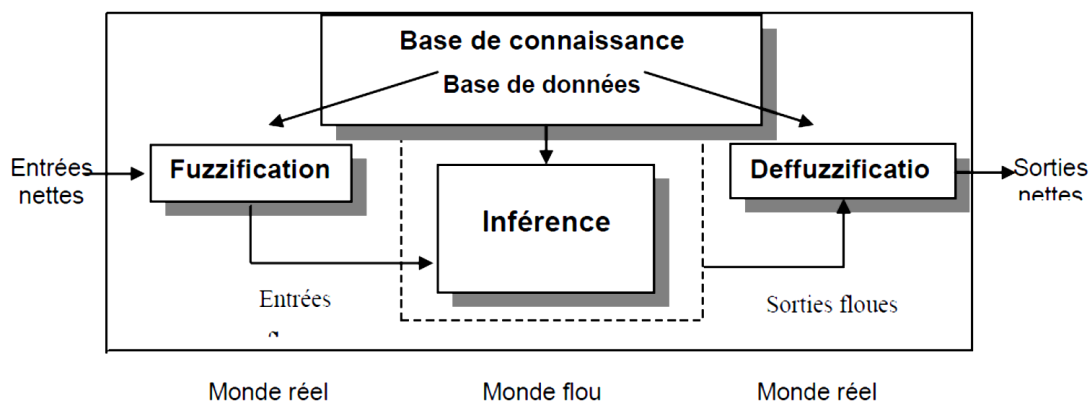


Figure III.7 Schéma général d'un système flou.

III.3.3 Contrôleur flou

Un contrôleur flou n'est autre qu'un système flou conçu pour commander un processus. Sa structure générale est traduite par le schéma donné par la figure (III.8)

Un contrôleur flou passe généralement par les étapes suivantes:

- Le choix de la stratégie de fuzzification,
- L'établissement de la base des règles,
- Choix de la méthode d'inférence,
- Choix de la stratégie de défuzzification.

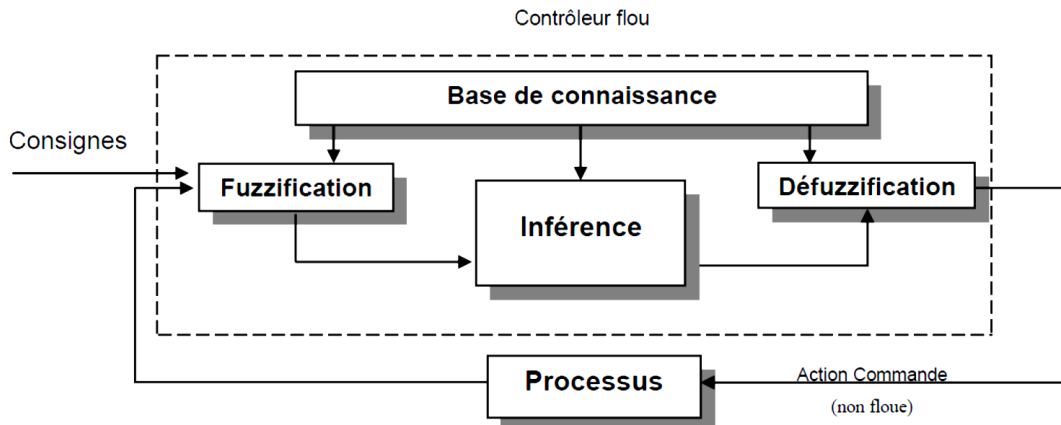


Figure III.8 Schéma général d'un Contrôleur flou.

- **La fuzzification:** Elle consiste à transformer les grandeurs réelles en variables linguistiques qui sont associées à une base de données avec des ensembles les caractérisant. Ces termes seront utilisés pour écrire les règles. Des études comparatives ont montré qu'avec les différentes formes, les résultats sont similaires en boucle fermée. Le nombre est impair et se répartit autour de zéro. Le nombre utilisé fréquemment est 3, 5 ou 7. Le nombre dépend de la précision souhaitée.

-

- **La base de règles:** C'est la collection de règle qui permet de lier les variables floues d'entrée et de sortie, elles ont la forme: "if then" ou "si-alors", elles peuvent être écrites textuellement faisant appel à des entrées et à des sorties et elles sont données par des experts d'une manière directe numériques ou par des termes ou variables linguistique à travers des fonctions d'appartenance.

- **L'inférence:** Elle permet de calculer l'ensemble flou associé à la commande et se fait par les opérations d'inférence floue et l'agrégation des règles. L'inférence floue repose sur l'utilisation d'un opérateur d'implication floue pour chaque règle à analyser. Cet opérateur quantifie la force de liaison entre la prémisse et la conclusion de la règle.

Il existe plusieurs possibilités pour exprimer les inférences, à savoir par description linguistique, par matrice d'inférence ou par tableau d'inférence. Deux approches d'inférence sont couramment utilisées implication de Mamdani et implication de Larsen.

- **Le défuzzificateur:** L'étape de défuzzification consiste à transformer l'ensemble flou résultant de l'agrégation des règles car ce traitement des règles d'inférence fournit une valeur floue. Dans la littérature, il existe plusieurs stratégies pour réaliser cette opération telle que la moyenne des maxima, le centre des aires, le centre des maxima. La méthode de défuzzification par le centre de gravité est la méthode la plus utilisée en commande floue du fait qu'elle fournit intuitivement la valeur la plus représentative. Elle consiste à calculer le centre de gravité de la surface formée par la fonction d'appartenance résultante. Dans le cas particulier de règles de Takagi-Sugeno où les conclusions sont polynomiales.

III .4 Réglage flou appliqué à la commande vectorielle indirecte

Après avoir énoncé les concepts de base et les termes linguistiques utilisés en logique floue, nous présentons la structure d'un contrôleur flou. La réalisation d'un régulateur flou

pose un problème lié aux nombreuses manières de réaliser les opérateurs flous et l'implication. Bien que la liste des méthodes présentées ne soit pas exhaustive, on se retrouve déjà avec un grand nombre de variantes.

Dans ce qui suit, nous nous intéressons principalement au régulateur de vitesse au sein d'une commande vectorielle indirecte.

La vitesse de référence peut être pilotée par un opérateur externe. La grandeur de sortie de ce régulateur de vitesse est l'image du couple électromagnétique de référence que l'ensemble commande convertisseur-machine doit générer. A flux constant, ce couple est proportionnel au courant i_{qs}^* (courant i_{qs} de référence) imposé en entrée à la boucle de régulation de courant. Le schéma de base du régulateur repose sur la structure d'un régulateur classique à la différence que l'on va retenir la forme incrémentale. Cette dernière donne en sortie, non pas le couple ou le courant à appliquer mais plutôt l'incrément de cette grandeur.

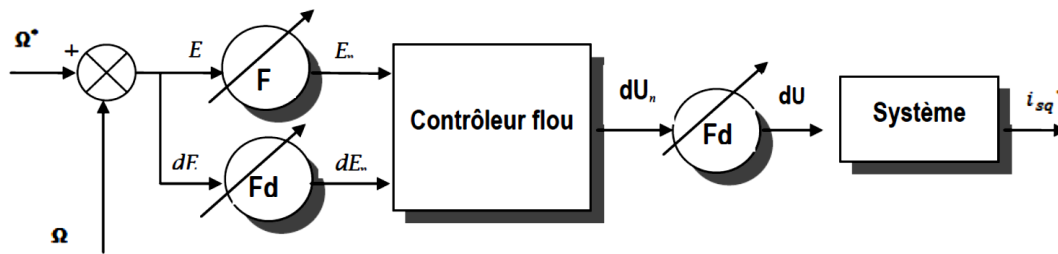


Figure III.9 Schéma synoptique d'un régulateur flou de vitesse.

Dans le schéma ci-dessus comme dans ce qui suit, nous notons:

* E: l'erreur, elle est définie par :

$$E(k) = \Omega^*(k) - \Omega(k) \quad (\text{III.8})$$

* dE: la dérivée de l'erreur, elle est approchée par :

$$dE(k) = \frac{E(k) - E(k-1)}{T_1} \quad (\text{III.9})$$

T_1 : étant la période d'échantillonnage.

La sortie du régulateur est donnée par :

$$i_{sq}^*(k) = i_{sq}^*(k-1) + dU(k) \quad (\text{III.10})$$

On retrouve en entrée et en sortie du contrôleur flou des gains dits "facteurs d'échelle" qui permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer la structure. Les grandeurs indicées "n" sont donc les grandeurs normalisées à l'entrée et à la sortie du contrôleur flou [Bag 96],[Bag 99].

D'après [Kou 03-1], [Kou 03-2], [Kou 03-3], les gains utilisés dans cette méthode peuvent être constants ou variables. Le choix adéquat permet de garantir la stabilité et d'améliorer la dynamique.

D'autres travaux ont été développés pour une application de la logique floue avec la commande vectorielle de la MAS tels que [Bag 96], [Ama 08].

La théorie qui traite l'adaptation et le réglage dans ce sens est traitée dans [Ast 95], [Bos 94], [Bos 09].

III.4.1 Régulateur flou à trois ensembles

Le régulateur admet pour chaque variable les trois ensembles flous N (négatif), Z (zéro) et P (positif). Les fonctions d'appartenance des variables floues de l'entrée se recouvrent à 1 (Figure III.11).

Le Tableau III.3 illustre la matrice d'inférence du régulateur flou a trois ensembles.

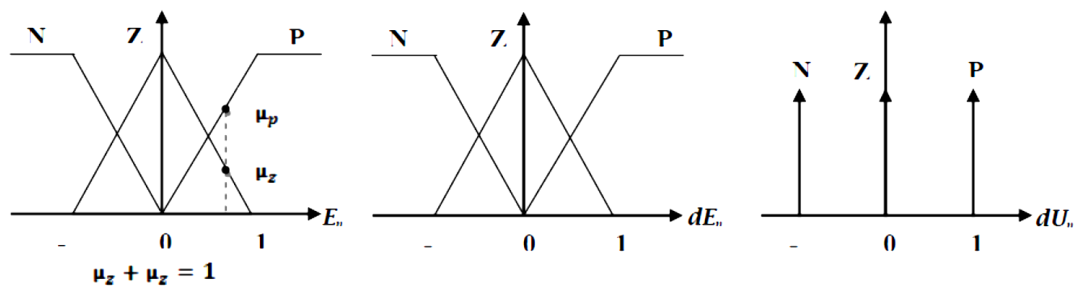


Figure III.10 : Formes des fonctions d'appartenance

.

dUn		dEn		
		N	Z	P
En	N	N	N	Z
	Z	N	Z	P
	P	Z	P	P

Tableau III.2 Matrice d'inférence du régulateur flou à trois fonctions d'appartenance par variable

III.4.2 Régulateur flou à cinq ensembles

Dans le cas du régulateur à trois ensembles flous, les réglages se font surtout par l'action sur les facteurs d'échelle à l'entrée et à la sortie du régulateur. Par contre, si l'on passe

à un nombre plus important d'ensembles flous, cinq par exemple, un choix plus large s'offre notamment sur la matrice d'inférence et la répartition des fonctions d'appartenance.

Il est à noter que ce n'est pas le choix des opérateurs pour réaliser l'inférence qui est important mais plutôt la matrice d'inférence elle-même et, surtout, la répartition des fonctions d'appartenance sur l'univers de discours [Bag 99].

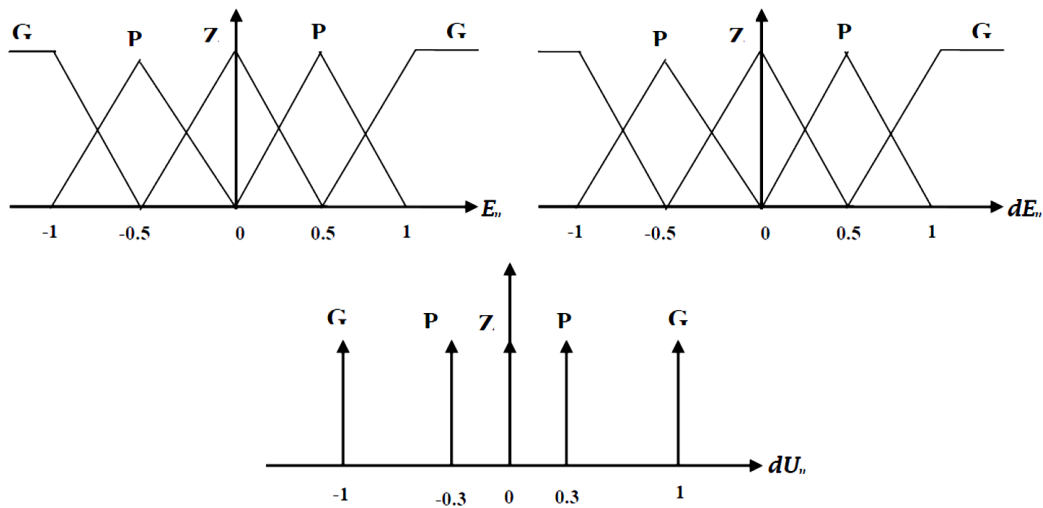


Figure III. 11 Formes des fonctions d'appartenance.

On notera que pour la variable de sortie dU_n , les fonctions d'appartenance correspondant aux ensembles flous "petit négatif" (PN) et "petit positif" (PP) sont proches de celle de l'ensemble "zéro".

La matrice d'inférence utilisée est décrite par le tableau suivant :

dU_n		dE_n				
		GN	N	Z	P	GP
E_n	GN	GN	GN	N	N	Z
	N	GN	N	N	Z	P
	Z	N	N	Z	P	P
	P	N	Z	P	P	GP
	GP	Z	P	P	GP	GP

. **Tableau III. 3** Matrice d'inférence du régulateur flou à cinq fonctions d'appartenance par Variable

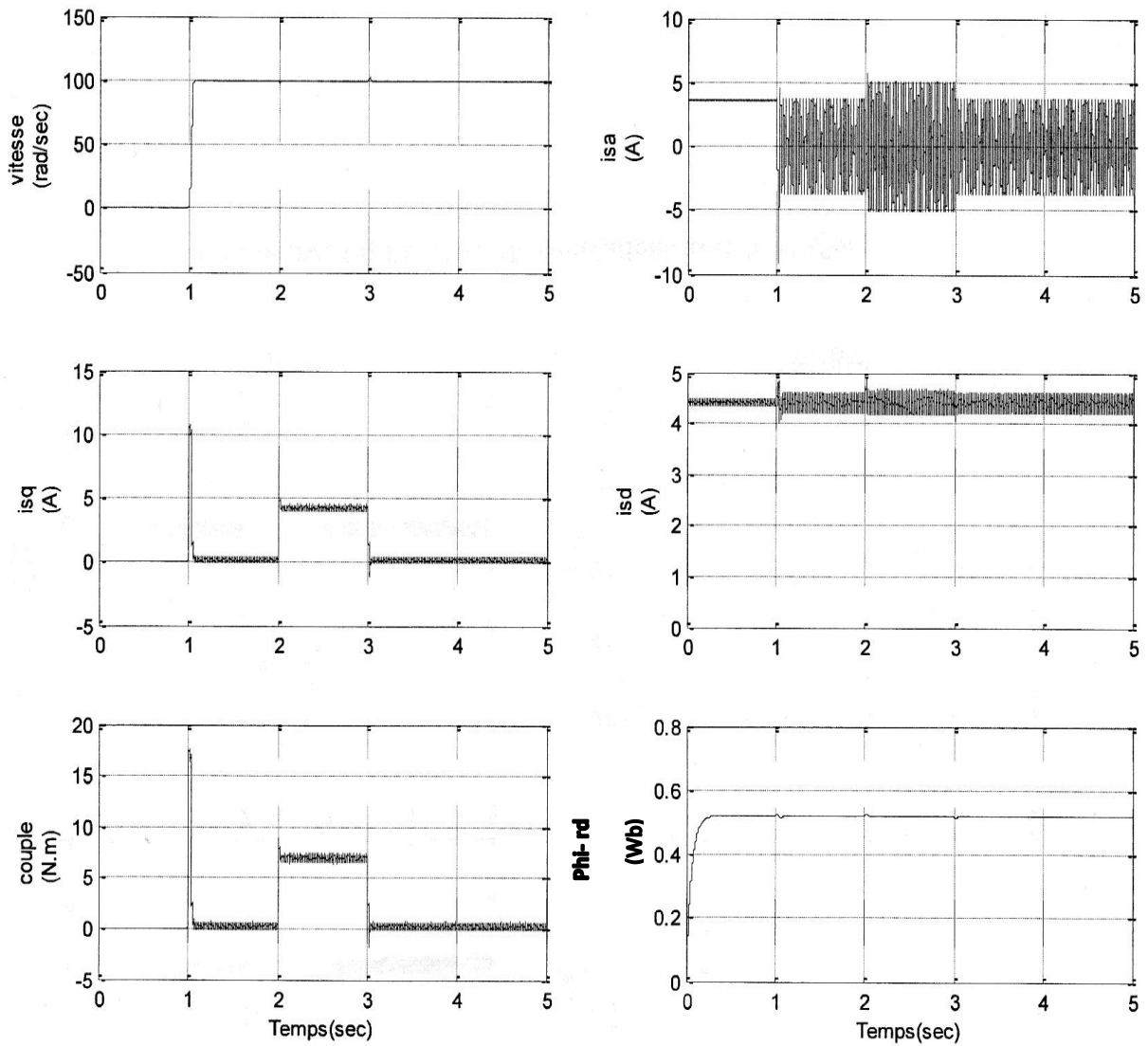


Figure III.12 Résultat de simulation avec le PI flou

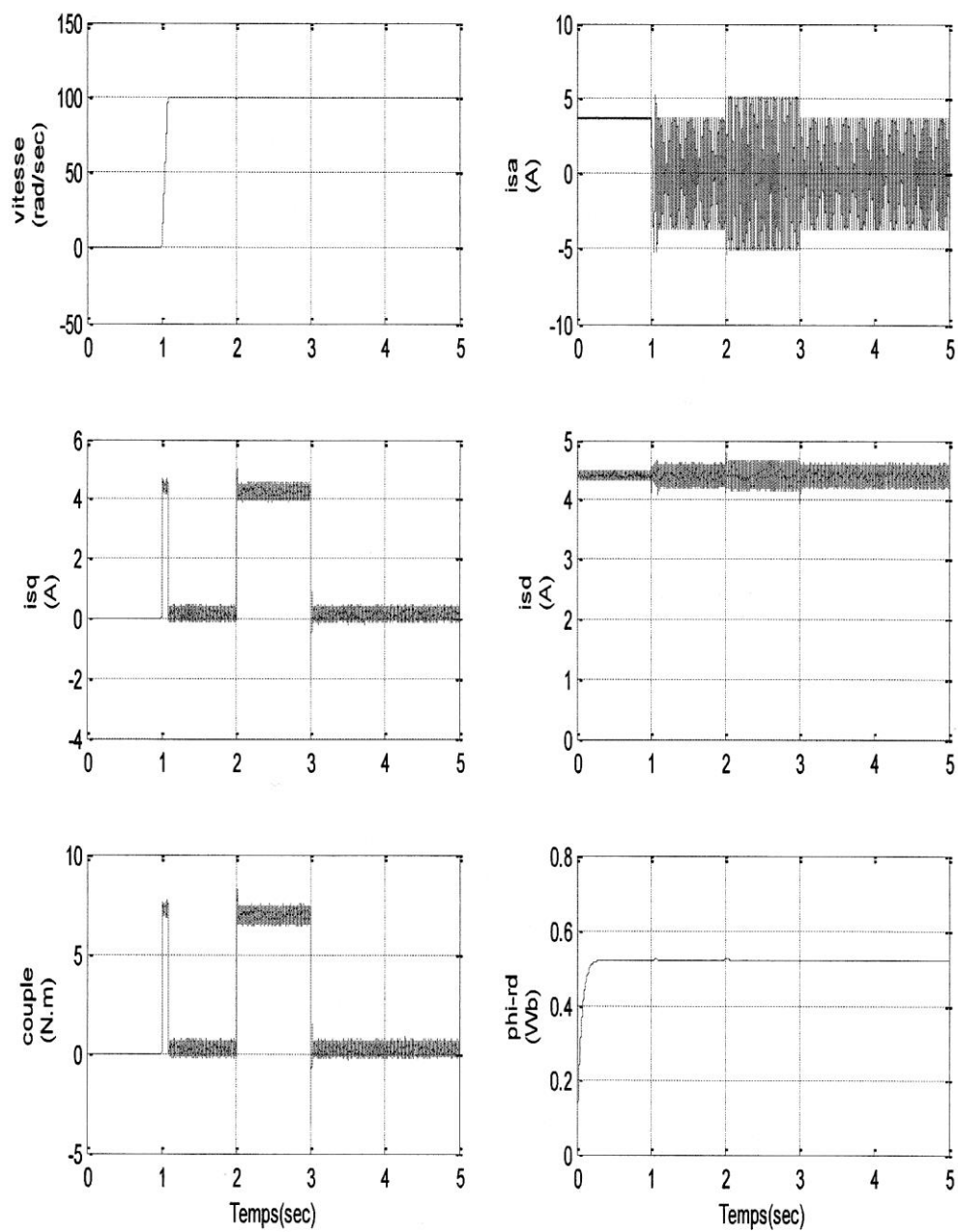


Figure III.13 Résultat de simulation avec le IP flou

III.5 Résultats de simulation

- La qualité de découplage est maintenue entre les flux φ_d et φ_q
- Le dépassement est presque annulé avec un temps de réponse plus court.
- Une nette diminution du courant statorique de démarrage et du couple ce qui présente un grand avantage pour le fonctionnement de la machine dans un régime non saturé.
- La correction par contre est légèrement plus lente lors de l'application d'une charge qui est forcément due au traitement flou.

III.6 Conclusion

Dans cette partie nous avons essayé de présenter d'une façon générale la théorie de la logique floue et des ensembles flous. Cette théorie ayant beaucoup d'application dans plusieurs disciplines. On na montré les aspects de la conception d'un régulateur flou pour la commande de la vitesse.

Suite à son application, il est en ressort que le réglage flou possède une bonne réponse dynamique de la vitesse et un très bon rejet de perturbation. Sauf qu'il faut noter qu'il présente une faible robustesse de réglage lors de la variation paramétrique. Ce qui nous a mené à proposer le régulateur flou adaptatif.

Conclusion générale et perspectives

Le travail présenté dans ce mémoire propose une contribution à l'utilisation de nouvelles techniques dans la commande d'un moteur asynchrone à savoir la commande floue particulièrement, sur l'asservissement de la vitesse du moteur dont l'objectif principal consiste à:

1-Améliorer les performances dynamiques de l'ensemble convertisseur-MAS et augmenter la robustesse de sa commande,

2-Appuyer sa position dans le monde des actionneurs et entraînements électriques.

Pour se faire, l'étude est centrée sur la comparaison des résultats obtenus en simulation avec ceux obtenus expérimentalement.

En ce qui concerne l'élaboration des lois de commande et les différents tests de leurs performances par simulation numérique, à partir d'un modèle de Park (dq) basé sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices classiques, il a été possible d'étudier plusieurs structures de régulation, de proposer et d'appliquer des algorithmes de commande, dans le but d'améliorer les performances d'asservissement, puis dévaluer leurs efficacités par simulation sous Matlab/Simulink.

Sur le plan matériel, le banc de test comprend un contrôleur numérique du type Dspace 1104, un onduleur de tension fonctionnant en MLI, équipé de modules pour la mesure des courants et tensions.

La présentation de différentes structures classiques afin d'exploiter des approches de commande traditionnelles basées sur les corrections de type PI et empirique (zigler-nichols), et de les appliquer pour commander vectoriellement la machine. Nous avons essayé de les présenter d'une manière suffisamment complète et synthétique pour permettre de les implanter, aisément, en temps réel. Ces structures classiques ont été étudiées, testées puis mises en œuvre.

Une partie importante est concernée par la présentation de la théorie de la logique floue et des ensembles flous dans un souci d'introduire le contrôleur flou adaptatif utilisé. Pour ce faire, des tests de simulation suivie d'une validation expérimentale ont été développés.

Nous avons constamment cherché à réduire la complexité des calculs de manière à pouvoir intégrer ces algorithmes dans l'environnement Simulink afin de les valider expérimentalement. Cette partie de travail, montre l'importance de cette approche confirmée par les résultats obtenus.

Le tableau 1 récapitule les caractéristiques du réglage de chacun des correcteurs choisis. D'après ce tableau, on pourra affirmer que les correcteurs classiques donnent des performances assez satisfaisantes s'ils sont convenablement choisis.

Nos réflexions et nos études nous conduisent à présenter quelques perspectives à ce travail. L'extension des résultats de ce travail vers: l'utilisation de ces technique pour la commande sans capteur.

L'utilisation en parallèle avec d'autres techniques d'intelligence artificielle telles que les réseaux de neurones et plus précisément la commande hybride neuro-floue où il y a déjà un développement au niveau de la simulation.

Annexe

Caractéristiques de la machine du laboratoire LAII

Machine type LS90, LER0Y SOMER	P= 1.1 kW
Nombre de paire de pôles	p=2
Tension nominale	400/230 V
Courant nominal	2.6/4.3 A
Facteur de puissance	$\cos(\varphi) = 0.85 / 0.82$
Vitesse nominale	$\omega = 1425$ tr/min
Nombre d'encoches statoriques	48
Nombre de barres au rotor	28
Nombre de spires par phase	464

Paramètres	Valeurs
Puissance	1.1 kW
Fréquence	50 Hz
Nombre de pôles	4
Inductance Magnétique L_m	0,4475 H
Inductance statorique L_s	0,4718 H
Inductance rotorique L_r	0,4718 H
Résistance statorique R_s	4,3047 Ω
Résistance statorique R_r	4,3047 Ω
Moment d'inertie J	0,0293 Kg.m ²
Coefficients de frottement f	0,013 Kg.m/s.

Références bibliographiques

Chapitre I

[Bos 86] B. K. Bose, "Power electronics and AC drives", Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1986.

[Cha 02] Ch. El Moucary, Eduardo Mendes, and Adel Razeq, "Decoupled Direct Control for PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 38, no. 5, September/October 2002.

[Cho 97] D.R. Chouiter, "Conception et réalisation d'une commande robuste de machine asynchrone", Thèse de doctorat de l'école centrale de Lyon, janvier 1997.

[Gab 01] G. Buche, "Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en Environnement Temps Réel **Matlab/Simulink**", Mémoire d'Ingénieur **C.N.A.M.** En Automatisme Industriel, centre Régional Associé De Grenoble (**C.U.E.F.A.**), 7/03/2001.

[Hol 92] J- Holtz, "Pulse width Modulation-A survey", IEEE trans. On Indust. Electronics, vol.39, no. 5, Dec. 1992, pp. 410-420.

[Kad 00] A. Kaddouri, "Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de doctorat de l'université de Laval, 2000.

[Kha 06] F. Khatounian, "Contribution à la modélisation, l'identification et à la commande d'une interface haptique à un degré de liberté entraînée par une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Doctorat de l'ENS de Cachan, décembre 2006.

[Kra 02] P. C. Krause, "Analysis of Electric Machinery and Drive Systems", Wiley-IEEE Press; 2 edition, ISBN-13: 978-0471143260, February 19, 2002.

[Lee 94] D.-C. Lee, S.-K. Su¹ & M.-H. Park, "High performance current regulator for a field oriented controlled induction motor drive", IEEE trans on Industry Applic., vol. 30, no. 5, pp. 1247-1257. sep. 1994.

[Leo 01] W. Leonhard, "Control of Electrical Drives", Springer; 3rd edition, ISBN-13: 978-3540418207 September 21, 2001

[Les 81] J. Lesenne, F. Notelet, G. Segulier, "Introduction à l'électrotechnique approfondie", Edition technique et documentation, 1981.

Chapitre II

[Ast 95] K. J. Aström and T. Hägglund, "PID Controllers: Theory, Design and Tuning", International Society for Measurement and Con; 2 Sub edition, ISBN-13: 978-1556175169, January 1, 1995.

[Bag 99] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisant de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de doctorat de l'université de Henri Pointcaré, Nancy-I, janvier 1999.

[Bar 03] J6C. Barros, "Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone", Thèse de doctorat, Université Henri Pointcaré, Nancy-I, France, 2004.

[Bla 72] F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop vector control system for rotating machines", Siemens Rev. pp. 2037-2042, December 1972.

[Bri 00] F. Briz, M. W. Degner, and R. D. Lorenz, "Analysis and design of current regulators using complex vectors". IEEE Trans. Ind. Appl, vol. 36, no. 3, pp. 817–825, 2000.

[Car 00] C. Carlos, "modélisation control vectoriel et **DTC**, Commande des moteurs asynchrones",
Edition Hermès Science Europe Ltd, 2000.

[Dav 04] A. Davide, "Identification des Paramètres du Moteur à Induction Triphasé en vue de sa
Commande Vectorielle", Mémoire, Maître Es-Sciences, Université Laval Québec, Canada.
Décembre 2004.

[Com 08] M. Comanescu, Xu L, and Todd D, "Decoupled current control of sensorless induction motor drives by integral sliding mode", IEEE Transactions on industrial electronics, Vol. 55, N°.11. 2008.

[Com 09] M. Comanescu, "An Induction motor speed estimator based on integral sliding mode current control", IEEE Transactions on industrial electronics, Vol. 56, N°9. 2009.

[Agu 04] D. Aguglia, "Identification des Paramètres du Moteur à Induction Triphasé en vue de sa Commande Vectorielle", Mémoire, Maître Es Sciences, Université Laval, Québec, Canada. décembre 2004.

[ELM 00] C. EL Moucary, "Contribution à l'étude de commandes directes du couples et du flux de la machine à induction", Thèse de doctorat de l'université de Paris XI, 2000.

[Faq 03] A. Faqir "Commande A Structure Variable D'un Entraînement A Machine Asynchrone Soumis A Un Environnement Mecanique Variable", Doctorat. Université de Picardie Jules Verne, France, décembre 2003.

[Gas 04] L. Gasc, "Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile Approches par la structure et par la commande", Thèse de doctorat de l'INPT, Toulouse, novembre 2004.

[Jem 97] A. Jemni, "Estimation paramétrique des systèmes à représentation continue- Application au génie électrique", Thèse de doctorat de l'ESIP, Poitiers, décembre 1997.

[Leo 91a] W. Leonhard, "30 years space vectors, 20 years field orientation, 10 years digital signal processing with controlled AC-drives. a review (Part 1) ", EPE Journal, vol.1, no. 1, pp. 13-20, July 1991

[Leo 91b] W. Leonhard, "30 years space vectors, 20 years field orientation, 10 years digital signal processing with controlled AC-drives. a review (Part 1) ", EPE Journal, vol.1, no. 2, pp. 89- 102, October 1991.

[Lon 06] R. Longchamp, " Commande numérique des systèmes dynamiques", Presses polytechniques et universitaires romandes, 2006.

[Lor 03] L. Loron, "Commande des systèmes électriques", pp. 21-51 Chapitre 1: "Etat de l'art et spécification des besoins", Hermès Science Publications, ISBN-13: 978-2746207356, 5 juillet 2003.

[Mir 05] A. Mirecki, "Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance", Thèse de doctorat de l'INPT, Toulouse, avril 2005.

[Ped 00] P. P. Cruz. J. J. Rodriguez Rivas, "Induction Motor Space Vector Control Using Adaptive Reference Model Direct and Indirect Methods", Industrial Electronics, ISIE 2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium, vol.1, pp. 300-305, 2000.

Chapitre III

[Ama 08] Sid-Ali Amamra, L. Barazane, M. S. Boucherit, A new approach of the Vector Control of Induction Motor Using an Inverse Fuzzy Model International Review of Electrical Engineering (IREE), vol. 3 n. 2, April 2008, pp. 361 – 370.

[Ast 95] K. J. Aström and T. Hägglund, "PID Controllers: Theory, Design and Tuning. International Society for Measurement and Con", 2 Sub edition, ISBN-13: 978-1556175169, January 1, 1995.

[Bag 96] L. Baghli, H. Razik & A. Rezzoug, "Régulation floue de la vitesse dans une commande vectorielle de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique", LFA'96 Rencontres francophones sur la logique floue et ses Applications, Nancy, pp. 40-46, 4-5 décembre 1996.

[Bos 94] B. K. Bose, Expert system, fuzzy logic, and neural network applications in power electronics and motion control, proceedings of the IEEE, 1994. vol 82, n 8, pp. 1303 - 1325,

[Bos 97] B. K. Bose (Ed.), Power Electronics and Variable Frequency Drives", (Introduction, Chapter 5 and Chapter 11), IEEE Press, 1997.

[Fou 03] L. Foulloy, S.Galichet & A. Titli, " Commande floue 1. De la stabilisation à la supervision", Traité Informatique-Commande-communication, Editions Lavoisier, Paris, ISBN : 2-7462-0608-0, 2003.

[Kou 03-1] K. Kouzi, L. Mokrani , L., Nait-Said, M-S., "A fuzzy logicAdpaped gains based on indirect vector control for induction motor drive", In: Journal of Electrical Engineereing, Vol. 3, n° 2, ISSN 1582_4594, PP.49-54IEEE, 2003.

[Kou 03-2] K. Kouzi, L. Mokrani , L., Nait-Said, M-S., "A New Design of fuzzy logic With Adpaped gains based on indirect vector control for induction motor drive", IEEE-SSST, Annu. Meeting, WestVirginia, USA,pp. 362-366, March 2003.

[Zad 65] L. A. Zadeh, "Fuzzy sets, Information and Control", Wseas, Transactions on Systems and Control, vol. 6, pp. 990-996, May 2007.

[Rog 91] J. S. Roger, "Fuzzy modeling using generalized neural networks and Kalman filter algorithm", In Proc. Of the Ninth National Conference on Artificiel Intelligence, July 1991;

[Zim 93] H; J. Zeng, M. G. Singh, “approximation theory of fuzzy systems-SISOcase”, IEEE Trans. On Fuzzy Systems, “Vol. 2, no. 2, pp. 162-176, 1994.

[Pas 98] K. Passino and Y. Yurkovich, “Fuzzy control”, Addison Wesley Longman, Inc, 1998.

[Zad 94] L.A. Zadeh, “Fuzzy local, Neural Networks and soft computing”, Communications of the ACM, vol. 37, no. 3, PP. 77-84, 1994.

[Tak 85] T. Takahagi and M. Sugeno, “Fuzzy Identification of Sysytems and its Application to Modelling an Control”, IEEE Transactions on systems, Man and Cybernetics vol. SMC-15 no1, pp. 116-130, 1985.

[Zad 75] L.A. Zadeh, “The concept of a Linguistic Variable and its Appliccation to Approximate Reasoning”, Information Science, Part. I(8) PP. 199-249, Part II(8) pp 301-357, Part III(9) pp 43-80, 1975.

[Oug 09] A. El Ougli, ‘Intégration des techniques floues à la synthèses de contrôleurs adaptatifs », Thèse de doctorat national, Université Sidi Mohamed Ben Abdellah Fès; mai 2009.

[Bag 99] L. Baghli, “Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisant de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques,”, Thèse de doctorat de l’université de Henri Poincaré, Nancy-I, Janvier 1999.